Numéro d'ordre : 40055 Année 2009

Thèse

Présentée à

L' UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

par

Abdelmottaleb NASR

en vue de l'obtention du titre de

DOCTEUR DE L' UNIVERSITE DE LILLE I

Spécialité : MICROONDES et MICROTECHNOLOGIES

Contribution à la caractérisation et à la modélisation des canaux MIMO

10 Juin 2009

Directeur de la thèse :

Mme Martine LIENARD, Professeur, Université de Lille 1

Rapporteurs :

M. Ghais EL-ZEIN, Professeur, INSA Rennes

M. Philippe De DONCKER, Professeur, Université Libre de Bruxelles

Membres du jury :

Mme Marion BERBINEAU, Directrice de Recherche, INRETS

M. Claude OESTGES, Professeur, Université catholique de Louvain la Neuve

M. Jean-Marc CONRAT, Ingénieur R&D, Orange Lab., Belfort

Remerciements

Ce travail de Thèse a été réalisé au laboratoire Télécommunications, Interférences et Compatibilité Electromagnétique (TELICE) de l'Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN).

Je tiens tout d'abord à exprimer toute ma reconnaissance ainsi que ma profonde gratitude à Monsieur le professeur Pierre DEGAUQUE, et Madame le professeur Martine LIENARD qui ont assuré la direction de ma thèse.

En particulier, mes plus sincères remerciements à Madame Martine LIENARD pour la confiance qu'elle m'a accordée depuis mon stage de fin d'étude qui s'est déroulé au laboratoire en 2004. Sa disponibilité, son esprit critique, sa pédagogie et la qualité de ses conseils m'ont été précieux pour l'élaboration de ce travail.

Merci à Monsieur Pierre DEGAUQUE pour sa rigueur scientifique et sa curiosité intellectuelle sans limite qui ont permis d'orienter les travaux de cette thèse.

Je suis très reconnaissant à Monsieur Ghais El-ZEIN de l'Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes (IETR) et à Monsieur Philippe De DONCKER de l'Université Libre de Bruxelles d'avoir accepté d'être les rapporteurs du présent manuscrit.

Je remercie Madame Marion BERBINEAU, Directrice de Recherche à l'INRETS, Monsieur Claude OESTGES, Professeur à l'Université catholique de Louvain la Neuve et Monsieur Jean-Marc CONRAT, Ingénieur R&D chez Orange-Lab. pour leur rigueur et leur expertise scientifique en tant que membres du jury et examinateurs de cette mémoire.

Je tiens à rémercier Monsieur Lamine Koné pour ses qualités humaines, ses conseils, sa disponibilité et son expertise en expérimentation.

Un grand merci à Pierre Laly pour sa parfaite collaboration et sa continuelle bonne humeur pendant les campagnes de mesures. Son soutien m'a été toujours d'un grand réconfort et motivation.

Merci également à Monsieur Jacques Baudet et Daniel Degardin pour leurs précieuses assistances pendant les campagnes de mesures.

Je tiens aussi à exprimer ma gratitude envers Emmanuelle Gillmann pour sa gentillesse et son aide inconditionnelle.

Ce travail à pu être mené à son terme grâce également à la sympathie et la solidarité que m'ont témoigné tous les membres du groupe TELICE.

Enfin, je ne saurai terminer ces remerciements sans avoir une pensée pour toute ma famille et particulièrement mes parents. Leurs encouragements et leurs soutiens m'ont permis d'arriver là où je suis.

Résumé

MIMO, ou Multiple-Input Multiple-output, est une technique de communication radio qui repose sur l'utilisation conjointe de réseaux d'antennes à l'émission et à la réception. Elle permet d'améliorer le débit ou la robustesse d'un lien radio sans augmenter la puissance d'émission et la bande de fréquence allouée. Cependant, les performances de cette technique sont largement dépendantes des propriétés du canal de propagation. Elle n'apporte une amélioration substantielle par rapport aux techniques mono-antennes classiques que si le canal de propagation est suffisamment riche en trajets multiples. Ainsi, la caractérisation et la modélisation du canal de propagation MIMO sont deux étapes indispensables pour un déploiement optimal des systèmes MIMO. Les résultats publiés ces dernières années montrent que les modèles de propagation existants dédiés aux communications MIMO comme par exemple celui basé sur une approche géométrique stochastique sont très complexes à mettre en œuvre. L'objectif de ce travail est de proposer une nouvelle méthode simple et originale de modélisation basée sur la décomposition en matrice diagonale par bloc de la matrice de transfert du canal. L'approche proposée nécessite des estimations précises des caractéristiques du canal. C'est la raison pour laquelle des algorithmes de pré traitement des données ont également été développés pour l'estimation du nombre de sources et des puissances des composantes cohérentes et diffuses contenues dans le signal reçu. Les résultats de la caractérisation des canaux MIMO en Gare, Halle, tunnel et environnement de bureaux permettront d'illustrer les différents points soulevés dans l'étude théorique.

Abstract

Multiple-Input Multiple-output (MIMO) is a radio communication technique that is based on the use of antenna arrays at both the receiver and transmitter. This technique yields a higher throughput and robustness without increasing the emitting power and allocated bandwidth. Nonetheless, the performance of this technique is strongly dependent to the channel propagation properties. Hence, improvement is only obtained with respect to classical mono-antennas for the case where a large number of paths are embedded within the propagation channel. Therefore, the characterization and modelling of the MIMO channel are the two critical steps necessary to alleviate the deployment of MIMO systems. Current MIMO channel models such as the geometrical-based stochastic model have been shown to be difficult to exploit. The work aims at proposing a novel yet simple modelling scheme based on the decomposition of the channel transfer matrix into block-diagonal matrices. Because an accurate estimation of the channel characteristics is required, dedicated post-processing algorithms were developed to estimate the number of sources, power of the coherent and diffuse components of the measured propagating paths. MIMO channel measurements were performed in train station, atrium, tunnels and office environments to validate the proposed scheme.

Table des matières

Liste des tableaux

Table des figures

Introduction générale

Les systèmes de communication sans fil ont connu au cours de ces dernières années, une évolution considérable. Un des principaux objectifs sans cesse recherché est d'augmenter le débit de la liaison, tout en maintenant constante la puissance d'émission et la largeur de bande de fréquences utilisée. Une avancée très importante dans ce domaine a vu le jour avec l'introduction des systèmes multi-antennes en émission et en réception, plus connus sous l'appellation anglo-saxonne MIMO (Multiple-Input Multiple-Output). Les performances de ces systèmes dépendent bien entendu des conditions de propagation entre les éléments des réseaux d'émission et de réception, et notamment de la richesse du canal en termes de trajets multiples. Pour optimiser une telle liaison ou prédire ses performances dans un environnement donné, il a donc été nécessaire de caractériser le canal de propagation de façon plus fine, en s'intéressant notamment aux directions de départ et d'arrivée des rayons et, plus généralement, en introduisant un aspect multi-dimensionnel. Parallèlement aux nouvelles techniques de mesures développées autour de sondeurs de canal performant, des modèles de canal ont été proposés, notamment dans le cadre des actions de recherche concertées européennes COST 273 et COST 2100. Le travail effectué dans la thèse s'inscrit dans cette démarche de caractérisation et de modélisation, les applications visées étant essentiellement les communications à l'intérieur des bâtiments ou dans des environnements confinés liés aux transports tels que des gares, des zones d'échanges multimodaux et des tunnels routiers ou ferroviaires. Il faut préciser en effet que ces recherches ont été menées dans le cadre du " Pôle Sciences et Technologies pour la Sécurité dans les Transports ", puis du " Campus International sur la Sécurité et l'Intermodalité des Transports ", les recherches dans le domaine des Transports faisant partie des thèmes prioritaires de la Région Nord Pas de Calais.

Le premier chapitre de la thèse est consacré à une présentation succincte des modèles de canal qui ont été élaborés durant ces dix dernières années. On mettra notamment en évidence que le souhait de prendre en compte des caractéristiques de plus en plus fines du canal a, comme corollaire, une complexité accrue des modèles. Un problème connexe qui vient se greffer à cette difficulté, réside dans le choix des valeurs des paramètres à entrer comme données. Nous nous attacherons plus particulièrement à la description du principe de base du modèle géométrique stochastique, souvent mentionné dans la littérature.

Pour réduire la complexité de tels modèles, nous proposons, dans le deuxième chapitre, un modèle reposant sur une description purement algébrique du canal, donc de sa matrice de transfert. Ce modèle de canal est basé sur une décomposition du canal en une partie cohérente et une partie diffuse. Plus particulièrement, dans ce chapitre nous n'expliciterons que l'aspect cohérent du modèle, la partie diffuse du canal pouvant être approchée par une seule loi statistique. L'approche proposée suppose que le canal se décompose en composantes cohérentes distribuées sous forme de clusters, un cluster étant assimilé à un ensemble de rayons ayant des caractéristiques angulaire et temporelle similaires. En supposant fini, le nombre de clusters, la méthode, que nous avons développée, consiste à effectuer une transformation en matrice diagonale par bloc de la matrice de transfert du canal. Le résultat de cette décomposition mathématique est un produit de trois matrices. La première décrit les paramètres moyens des clusters ; soit l'angle d'arrivée ou de départ moyen ou alors le retard moyen d'un cluster. La deuxième matrice a une structure diagonale par bloc, chaque bloc étant associé à un cluster et décrivant les caractéristiques des rayons intra cluster. La dernière matrice contient, quant à elle, les amplitudes complexes associées aux rayons estimés. Elle suppose la connaissance de paramètres statistiques comme les directions de départ et d'arrivée des rayons (DoD direction of departure - DOA direction of arrival) qui doivent être extraites des matrices de transfert issues de campagnes de mesures. La détermination des DOA/DOD est obtenue à partir d'algorithmes de haute résolution comme SAGE, MUSIC ou ESPRIT. Une première partie du chapitre sera donc consacrée à une présentation de ces algorithmes d'estimation et la façon d'améliorer leurs performances. En effet, ces algorithmes utilisent comme donnée préalable, le nombre de chemins ou ondes planes arrivant ou partant du réseau, une erreur dans l'estimation de celui-ci provoque une dégradation des performances de la méthode d'estimation. Des algorithmes ont déjà été proposés mais ils ne s'avèrent efficaces que si le rapport signal sur bruit (SNR) est important. Pour les faibles valeurs de ce SNR, nous proposons donc une nouvelle méthode basée sur les propriétés des valeurs propres d'une matrice hermitienne et de ses sous matrices principales. Nous introduisons également un nouvel indicateur pour affiner les dimensions de l'espace signal. Après avoir donné quelques exemples d'application de cette méthode, nous décrirons dans la deuxième partie de ce chapitre, le modèle de canal proposé.

Le troisième chapitre est consacré à l'exploitation d'un grand nombre de campagnes de mesures effectuées en gare, dans des halles et à l'intérieur de bâtiments, afin d'en extraire les caractéristiques du canal. L'idée de base de cette étude expérimentale est de simplifier le nombre de scénarios de communication que notre modèle doit intégrer. Dans cette optique, nous caractérisons des environnements de surface à peu près identique mais dont l'architecture et l'aménagement intérieur sont très différents, d'envisager différents scénarios de communication, d'extraire pour chacun d'eux les valeurs des paramètres utiles pour notre modèle. En ne perdant pas de vue que le modèle proposé décompose le canal en une partie cohérente et une partie diffuse, une étape préliminaire de traitement des réponses impulsionnelles consiste à séparer ces deux types de composantes. Une méthode originale d'extraction de composantes cohérentes basée sur le calcul du facteur de Rice est proposée. La répartition de la puissance totale en puissance diffuse et cohérente, déduite de cette étude, facilite non seulement la classification des scénarios mais également représente une entrée fondamentale pour les modèles.

La dernière configuration géométrique envisagée dans ce mémoire est celle d'un tunnel routier. Ces dernières années, la littérature dans ce domaine porte essentiellement sur l'atténuation du signal lors de sa propagation en tunnel en fonction de la fréquence et pour divers environnements incluant également les galeries de mines. Or ces informations ne sont pas suffisantes si on souhaite prédire les performances de systèmes large bande multi-antennes MIMO. Dans ce chapitre 4, nous étudions différents points qui peuvent contribuer à fixer des règles d'ingénierie en tunnel telles que l'influence de la position des antennes dans le plan de section droite du tunnel, la dépolarisation des ondes, la corrélation spatiale axiale et transverse. Une analyse large bande complète ces résultats théoriques et expérimentaux obtenus en bande étroite.

Chapitre 1

Etat de l'art des modèles de canaux MIMO

1.1 Introduction

La montée en haut débit des systèmes de communication a été en partie rendue possible grâce à l'exploitation de toutes ou partie des ressources du canal. Pour anticiper ces évolutions techniques, les modèles de canal se sont enrichis de paramètres supplémentaires pour tendre actuellement à une description la plus complète possible du canal. Pour préciser le contexte de notre étude, reprenons brièvement par ordre chronologique, les différentes étapes de la modélisation du canal de ces dernières années. Les premières études se sont concentrées sur les prédictions de la couverture radioélectrique pour le déploiement des stations de base. Les modèles, tout d'abord empiriques, permettent de calculer la puissance moyenne reçue en fonction de la position du mobile. Ils proposent des formules permettant de prédire l'atténuation du signal en fonction des caractéristiques moyennes de l'environnement entre l'émetteur (Tx) et le récepteur (Rx). Ces formules basées sur de nombreuses mesures font notamment intervenir, pour des applications macrocellulaires par exemple, la hauteur moyenne des bâtiments et la hauteur de la station de base [Simo 07]. Si dans des environnements relativement dégagés, ces modèles donnent des résultats corrects, ils restent insuffisants dans les zones urbaines denses pour lesquelles la couverture est assurée grâce aux phénomènes de diffraction et de réflexions multiples. Il est devenu ainsi nécessaire de tenir compte de ces mécanismes de propagation dans les modèles dits physiques. Comme il existe de nombreux trajets reliant la station de base au mobile, le signal reçu sera la somme de plusieurs répliques retardées dans le temps du signal transmis pouvant donner naissance à des interférences. Le canal sera dit plat si toutes les répliques du signal arrivent dans un intervalle de temps nettement inférieur à la durée du symbole transmis, dans le cas contraire le canal sera dit sélectif en fréquence. Pour s'affranchir ou tirer parti des trajets multiples, des techniques de diversité spatiale utilisant des réseaux d'antennes à la réception sont apparues. Leur efficacité, exprimée en terme de gain de diversité, sera fortement dépendante non seulement des caractéristiques du canal mais aussi de celles du réseau. Si les trajets multiples arrivant sur les éléments du réseau viennent tous de directions différentes, les canaux de propagation seront fortement décorrélés. Si de plus la distance entre deux éléments successifs du réseau est supérieure à la distance de cohérence du canal, les signaux reçus sur chaque antenne seront indépendants. Plus récemment, les techniques MIMO (Multiple Input-Multiple Output) ont généralisé le concept de diversité aussi bien à l'émission qu'à la réception. Leur efficacité dépend du nombre de canaux de propagation indépendants. On peut illustrer ce point en considérant une liaison en visibilité directe en milieu rural entre une station de base située à une hauteur de 10 m et un mobile. Un seul canal de propagation est distingué, il sera caractérisé entre autre par un couple unique d'angle d'arrivée et de départ des trajets. Dans un autre contexte, en milieu urbain, imaginons une station de base, située sur le toit d'un immeuble et dégagée de tout obstacle en son voisinage. Une communication est établie avec un mobile entouré de diffuseurs ; l'étalement angulaire à l'émission sera très faible contrairement à celui de la réception qui avoisine les 360°. Malgré la présence de trajets multiples, on peut montrer que les performances des systèmes MIMO seront dégradées car les signaux émis ou reçus par les différentes antennes de la station de base seront corrélés. Ces exemples montrent qu'il est devenu indispensable de caractériser les directions de départ et d'arrivée des rayons et de les introduire dans les modèles. Le canal large bande devient alors doublement directionnel, donnant naissance aux études sur les canaux MIMO (Multiple Input-Multiple Output). L'objectif de ce premier chapitre est de faire le point sur les résultats obtenus par la communauté scientifique cette dernière décennie sur la modélisation des canaux doublement directionnels. Ce chapitre est organisé en 3 parties dont la première est consacrée à la présentation des différents paramètres caractérisant le canal doublement directionnel pour lequel une forme analytique générale de la fonction de transfert sera donnée. Les différents modèles proposés dans la littérature sont rappelés dans la deuxième partie de ce chapitre, nous décrirons ainsi successivement les modèles déterministes, stochastiques et stochastiques-géométriques. Une analyse critique de ces différentes méthodes de modélisation nous permettra, dans une dernière partie, de mettre en évidence les verrous restant à lever dans ce domaine, et nous justifierons le choix de la modélisation que nous avons adopté par la suite.

1.2 Modélisation des canaux doublement directionnels

Le canal de propagation à une entrée et une sortie, appelé SISO pour Single Input-Single Output se comporte comme un filtre linéaire qui peut donc être complètement décrit par sa fonction de transfert dans la bande de transmission considérée ou par son enveloppe complexe pour une représentation en équivalent bande de base. Sa fonction duale dans le domaine temporel sera alors la réponse impulsionnelle complexe du canal entre l'antenne d'émission notée Tx et l'antenne de réception notée Rx sur la figure 1.1. Pour définir son expression analytique, il est nécessaire de définir au préalable, les repères dans lesquels sont représentées les antennes ainsi que les différents signaux mis en jeu. Soient Rt(o,xt,yt,zt) et Rr(o,xr,yr,zr) les repères associés respectivement aux antennes d'émission Tx et de réception Rx. Dans ces repères, la direction d'arrivée suivant le vecteur $\overrightarrow{r}_{Rx,l}$ associée au rayon réfléchi l est décrite par le couple formé par les angles d'azimut et d'élévation notés sur la figure 1.1$(\phi_l^{Rx}, \theta_l^{Rx})$, de même la direction de départ suivant le vecteur $\overrightarrow{r}_{Tx,l}$ de ce rayon dépendra de $(\phi_l^{Tx}, \theta_l^{Tx})$

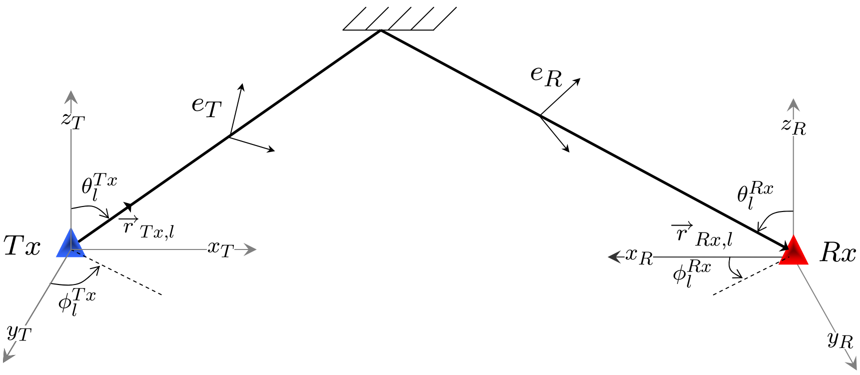


FIG. 1.1: Canal SISO à un seul trajet

Supposons que la réponse impulsionnelle des antennes soit une fonction Dirac quelque soit l'angle d'azimuth et d'élévation considéré. Une représentation en bande de base du signal reçu noté $y(t)$ du signal émis $x(t)$ en bande étroite parcourant le trajet l est donnée par :

$$y(t) = \gamma_l \cdot x\left(t - \frac{\mathcal{L}_l}{c}\right) \tag{1.1}$$

où c, γ_l et $\mathcal{L}_l$ sont respectivement la célérité de la lumière, le poids complexe du trajet l (tenant compte des atténuations par propagation par diffraction, par réflexion, etc.), et la longueur du trajet parcouru. Cette expression dans le domaine fréquentiel est équivalente à :

$$y(f) = \gamma_l e^{-j2\pi f \tau_l}\ x(f) \tag{1.2}$$

$\tau_l = \frac{\mathcal{L}_l}{c}$ est le temps mis par le signal pour arriver au récepteur en parcourant le trajet l. On définit ainsi la fonction de transfert d'un canal SISO invariant dans le temps par l'expression :

$$h_l(f) = \gamma_l e^{-j2\pi f \tau_l} \tag{1.3}$$

Dans le cas où l'émetteur ou le récepteur est en mouvement à une vitesse relative constante $\overrightarrow{v}_l$, la réponse fréquentielle variable dans le temps devient :

$$\begin{aligned} h_l(f,t) &= \gamma_l e^{-j2\pi \frac{\left(\mathcal{L}_l + \overrightarrow{r}_{Rx,l}\cdot\overrightarrow{v}_l t\right)}{c} f} \\ &= \gamma_l e^{-j2\pi\eta_l t} e^{-j2\pi f \tau_l} \end{aligned} \tag{1.4}$$

$\eta_l = \frac{\overrightarrow{r}_{Rx,l}\cdot\overrightarrow{v}_l f}{c}$ est le décalage Doppler induit par la variation du canal dans le temps. Dans le cas de L trajets de paramètres invariants dans le temps et en se basant sur la propriété de la linéarité du canal, le signal reçu est la superposition des contributions issues des différents trajets. La fonction de transfert du canal sera donc donnée par la sommation de $h_l\,(f,t)$ sur l'ensemble des trajets liant l'émetteur au récepteur.

$$h(f,t) = \sum_{l=1}^{L(t)} \gamma_l e^{-j2\pi\eta_l t} e^{-j2\pi f \tau_l} \tag{1.5}$$

Cette représentation du canal peut être étendue à un canal à plusieurs entrées et sorties.

1.2.1 Cas général d'une distribution quelconque des éléments des réseaux d'émission et de réception

Pour généraliser l'expression 1.5 tout d'abord au cas de N_{Rx} antennes de réception, on introduit le vecteur $\overrightarrow{\boldsymbol{p}}^{(i)}_{Rx}$ représenté sur la figure 1.2 qui défini l'orientation et la position de l'antenne i dans le répère $Rx(o, x_R, y_R, z_R)$ la première antenne étant placée à l' origine de ce repère. $\overrightarrow{p}^{(1)}_{Rx} = \overrightarrow{0}_{Rx}$. Le réseau d'antennes sera donc définit par $\left[\overrightarrow{p}^{(1)}_{Rx}, \overrightarrow{p}^{(2)}_{Rx}, \cdots, \overrightarrow{p}^{(N_{Rx})}_{Rx}\right]$. Les distances entre les sources d'émission et le réseau étant largement supérieures à quelques longueurs d'onde, l'onde parcourant le trajet l et illuminant le réseau est une onde plane de vecteur directeur unitaire $\overrightarrow{k}_l$. Le temps de retard entre deux éléments successifs du réseau se manifeste alors par un déphasage. (1.5) devient :

$$\begin{aligned}\boldsymbol{h}(\overrightarrow{\boldsymbol{p}}_{Rx}, f, t) &= \sum_{l=1}^{L(t)} \boldsymbol{h}_l\left(\overrightarrow{\boldsymbol{p}}_{Rx}, f, t\right) \\ &= \sum_{l=1}^{L(t)} \left[h_l\left(\overrightarrow{p}^{(1)}_{Rx}, f, t\right), \cdots, h_l\left(\overrightarrow{p}^{(N_{Rx})}_{Rx}, f, t\right)\right]^{\mathrm{t}} \qquad (1.6)\end{aligned}$$

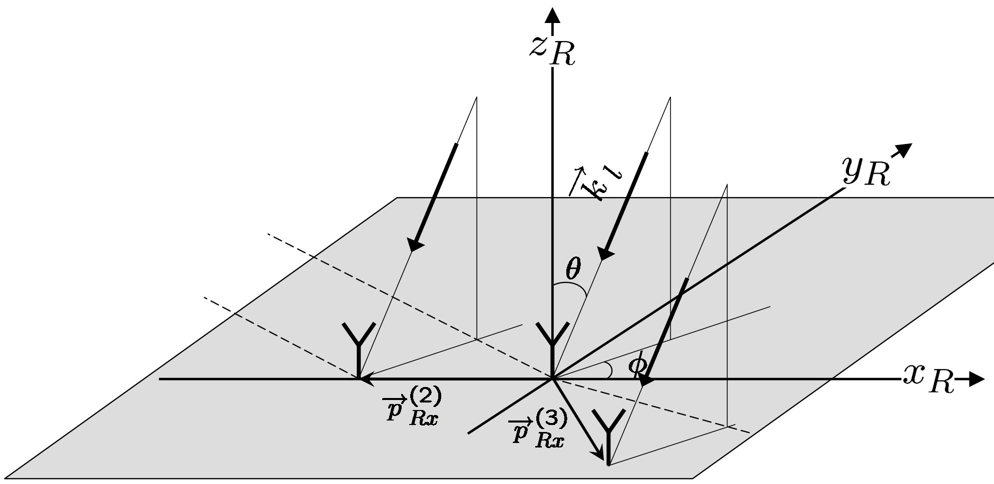


FIG. 1.2: La réponse d'un réseau d'antennes

Si la dimension du réseau est faible par rapport à la distance de cohérence ou de corrélation du canal, les variations entre les amplitudes des signaux reçus par les antennes seront négligeables. L'atténuation γ_l est la même au niveau de toutes les antennes réceptrices. En mettant en facteur un vecteur traduisant le déphasage des antennes du réseau par rapport à la première, la relation (1.6) se simplifie et peut se mettre sous la forme :

$$\boldsymbol{h}_l(\overrightarrow{\boldsymbol{p}}_{Rx} f, t) = \gamma_l e^{-j2\pi\eta_l t} e^{-j2\pi f \tau_l} \left(\beta^{(1)}_{Rx}\right)_l \left[1\ ,\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\overrightarrow{k}_l \cdot \overrightarrow{p}^{(2)}_{Rx}}\ , \cdots ,\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\overrightarrow{k}_l \cdot \overrightarrow{p}^{(N_{Rx})}_{Rx}}\right]^{\mathrm{t}} \qquad (1.7)$$

où $\left(\beta^{(1)}_{Rx}\right)_l$ est la référence de phase. Soit $\gamma_l' = \gamma_l \left(\beta^{(1)}_{Rx}\right)_l$. La connaissance a priori de $\overrightarrow{\boldsymbol{p}}_{\boldsymbol{Rx}}$ rend le second terme de la factorisation dépendant que des données directionnelles $(\phi^{Rx}_l, \theta^{Rx}_l)$ (azimut, élévation) du vecteur directeur $\overrightarrow{k}_l$. On désignera ce vecteur par $\boldsymbol{a}(\phi^{Rx}_l, \theta^{Rx}_l)$, appelé généralement vecteur directionnel. L'insertion de ce dernier dans (1.7) donne le vecteur de transfert d'un canal

Single-Input Multiple-Output (SIMO).

$$\boldsymbol{h}_{SIMO}(\overrightarrow{\boldsymbol{p}}_{Rx}, f, t) = \sum_{l=1}^{L(t)} \gamma_l' e^{-j2\pi\eta_l t} e^{-j2\pi f \tau_l} \boldsymbol{a}(\phi_l^{Rx}, \theta_l^{Rx}) \qquad \in \mathbb{C}^{N_{Rx}\times 1} \tag{1.8}$$

Par analogie, on déduit la fonction de transfert d'un canal Multiple-Input Single-Output (MISO) de N_{Tx} émetteurs.

$$\boldsymbol{h}_{MISO}(\overrightarrow{\boldsymbol{p}}_{Tx}, f, t) = \sum_{l=1}^{L(t)} \gamma_l' e^{-j2\pi\eta_l t} e^{-j2\pi f \tau_l} \boldsymbol{a}^{\mathsf{t}}(\phi_l^{Tx}, \theta_l^{Tx}) \qquad \in \mathbb{C}^{1\times N_{Tx}} \tag{1.9}$$

La considération simultanée des deux canaux précédents, autrement dit l'utilisation de N_{Tx} antennes à l'émission et N_{Rx} antennes à la réception, forme un canal Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) dont la matrice de transfert s'écrit :

$$\mathcal{H}_{MIMO}(\overrightarrow{\boldsymbol{p}}_{Rx}, \overrightarrow{\boldsymbol{p}}_{Tx}, f, t) = \sum_{l=1}^{L(t)} \gamma_l' e^{-j2\pi\eta_l t} e^{-j2\pi f \tau_l} \boldsymbol{a}(\phi_l^{Rx}, \theta_l^{Rx}) \boldsymbol{a}^{\mathsf{t}}(\phi_l^{Tx}, \theta_l^{Tx}) \qquad \in \mathbb{C}^{N_{Rx}\times N_{Tx}} \tag{1.10}$$

Cette équation (1.10) peut-être réécrite en introduisant une discrétisation dans le domaine fréquentiel et dans le domaine temporel. Si on envisage ainsi N_f points fréquentiels et N_t points temporels, correspondant respectivement à des pas δf et δt, (1.10) devient :

$$\mathcal{H}_{MIMO}(\overrightarrow{\boldsymbol{p}}_{Rx}, \overrightarrow{\boldsymbol{p}}_{Tx}, f_m, t_n) = \sum_{l=1}^{L(t)} \gamma_l' e^{-j2\pi\eta_l t_n} e^{-j2\pi f_m \tau_l} \boldsymbol{a}(\phi_l^{Rx}, \theta_l^{Rx}) \boldsymbol{a}^{\mathsf{t}}(\phi_l^{Tx}, \theta_l^{Tx}) \quad \in \mathbb{C}^{N_{Rx}\times N_{Tx}\times N_f \times N_t} \tag{1.11}$$

(1.11) est une représentation matricielle du canal MIMO basée sur le caractère doublement-directionnel du canal. On peut signaler qu'il existe une autre répresentation de la matrice du canal comme indiquée par (1.12) et dont les éléments sont donnés dans (1.13) :

$$\begin{array}{cc} & \begin{array}{ccc} Tx_1 & \cdots & Tx_{N_{Tx}} \\ \downarrow & & \downarrow \end{array} \\ \mathcal{H}(f,t) = & \begin{bmatrix} h_{1,1}(f,t) & \cdots & h_{1,N_{Tx}}(f,t) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_{Rx},1}(f,t) & \cdots & h_{N_{Rx},N_{Tx}}(f,t) \end{bmatrix} \begin{array}{l} \leftarrow Rx_1 \\ \vdots \\ \leftarrow Rx_{N_{Rx}} \end{array} \end{array} \tag{1.12}$$

$$\text{où} \quad h_{i,j}(f,t) = \int_\phi \int_\theta h(\overrightarrow{\boldsymbol{p}}_{Rx}^{(i)}, \overrightarrow{\boldsymbol{p}}_{Tx}^{(j)}, f, t) d\theta d\phi \tag{1.13}$$

Pour simplifier les notations, $\mathcal{H}_{MIMO}$ est noté $\mathcal{H}$.

1.2.2 Cas particulier d'une distribution linéaire uniforme des éléments des réseaux d'antennes

A titre d'exemple, nous donnons, ci-après, la matrice de transfert en bande étroite d'un canal stationnaire liant deux réseaux linéaires uniformes de même polarisation :

$$\mathcal{H}\left(\overrightarrow{\boldsymbol{p}}_{Rx}, \overrightarrow{\boldsymbol{p}}_{Tx}\right) = \sum_{l=1}^{L} \gamma_l \boldsymbol{a}(\phi_l^{Rx}) \boldsymbol{a}^{\mathsf{t}}(\phi_l^{Tx}) \tag{1.14}$$

Si on désigne par δ_{Tx} et δ_{Rx} respectivement la distance inter-éléments à l'émission et à la réception, les vecteurs de directions $\boldsymbol{a}(\phi_l^{Tx})$ et $\boldsymbol{a}(\phi_l^{Rx})$ sont comme suit :

$$\boldsymbol{a}(\phi_l^{Tx}) = \left[1, e^{j2\pi\frac{\delta_{Tx}}{\lambda}\sin(\phi_l^{Tx})}, e^{j2\pi\frac{2\delta_{Tx}}{\lambda}\sin(\phi_l^{Tx})}, \cdots, e^{j2\pi\frac{(N_{Tx}-1)\delta_{Tx}}{\lambda}\sin(\phi_l^{Tx})}\right]^{\mathsf{t}} \tag{1.15}$$

$$\boldsymbol{a}(\phi_l^{Rx}) = \left[1, e^{j2\pi\frac{\delta_{Rx}}{\lambda}\sin(\phi_l^{Rx})}, e^{j2\pi\frac{2\delta_{Rx}}{\lambda}\sin(\phi_l^{Rx})}, \cdots, e^{j2\pi\frac{(N_{Rx}-1)\delta_{Rx}}{\lambda}\sin(\phi_l^{Rx})}\right]^{\mathsf{t}} \tag{1.16}$$

1.3 Classification des modèles

On distingue plusieurs critères suivant lesquels, on peut classifier les modèles des canaux MIMO. On y discerne principalement l'applicabilité fréquentielle du modèle (bande étroite/large bande), l'interprétation du modèle (physique/analytique) ou la nature probabiliste du modèle (déterministe/stochastique/déterministe-stochastique).

La première classification distingue les modèles : des modèles large bande, tenant compte de la sélectivité du canal, des modèles en bande étroite supposant la même fonction de transfert sur toute la bande fréquentielle du système.

Les modèles des canaux MIMO peuvent être aussi classifiés en modèles physiques et modèles non-physiques. Ces derniers se basent sur les propriétés statistiques du canal . Ils ne reflètent pas d'information sur la physique de la propagation. L'approche alternative utilise des paramètres physiques pour décrire la propagation tel que les directions d'arrivée, les directions de départ et le temps de retard.

La troisième classification, que nous présenterons succinctement dans les paragraphes suivants, se base sur la nature probabiliste du modèle ; déterministe, stochastique ou la combinaison de deux. Les modèles déterministes sont propres à l'environnement considéré. Les modèles stochastiques décrivent le canal à l'aide des outils statistiques. Comme compromis entre ces deux approches, on trouve des modèles géométriques(déterministes)-stochastiques qui combinent les deux modélisations précédentes.

1.3.1 Modèles déterministes

Ces modèles sont le résultat de l'extension de l'approche déterministe déjà développée pour le canal SISO. On y distingue principalement, le modèle basé sur le tracé des rayons et le modèle basé sur des enregistrements préalables des réalisations de canal.

1.3.1.1 Tracé des rayons

La technique de tracé des rayons est issue de l'optique géométrique. Elle suppose que l'énergie émise est rayonnée suivant des tubes infinitésimaux assimilés à des rayons. Ces derniers partent de Tx perpendiculairement aux plans d'onde associés à chaque direction de propagation. Ils se propagent en ligne droite dans un milieu donné si on suppose, qu'au sein de ce milieu, sa permittivité est constante. Cette technique suppose la connaissance des coordonnées et des propriétés électromagnétiques des diffuseurs présents dans le canal de propagation qu'on décompose, généralement, en des configurations géométriques élémentaires simples.

Connaissant les coordonnées des émetteurs $(Tx_j)_{1\leqslant j\leqslant N_{Tx}}$ et des récepteurs $(Rx_i)_{1\leqslant i\leqslant N_{Rx}}$ dans une même référence, l'algorithme de tracé de rayon permet de retrouver tous les rayons liant Tx_j à Rx_i ainsi que la puissance et les points d'interactions avec l'environnement. Sachant que cette étape est la plus importante en terme de complexité de calcul et de temps d'exécution, plusieurs techniques ont été développées afin d'alléger et d'optimiser cet algorithme. En effet, pour tracer l'ensemble des segments qui forment les trajets liant l'émetteur au récepteur, on peut utiliser la technique du lancer des rayons ou la théorie des images. Cette dernière est basée sur la génération d'images de l'émetteur par rapport aux plans réflecteurs.

On note que la théorie de la géométrie optique ne tient compte que de la réflexion et la réfraction. De ce fait, elle ignore les zones de transitions. La théorie géométrique de la diffraction (GTD) [Kell 62] et son extension uniforme (UTD) [Kouy 74, Lueb 84] complètent la précédente approche en introduisant un nouveau type de rayon, appelé rayon diffracté, dont le but est d'assurer la continuité du champ électromagnétique entre les zones de visibilité et les zones d'ombre.

Cette modélisation donne une bonne précision à condition d'avoir une description fine de l'environnement. Cependant elle reste propre à l'environnement considéré et donc il faut autant de simulations que d'environnements à sonder. Cette approche peut être adoptée pour éviter des campagnes de mesures difficiles à mettre en oeuvre. Elle a aussi l'avantage de tenir compte du diagramme de rayonnement, plus particulièrement son effet sur chaque rayon, et de la polarisation des antennes utilisées aux deux extrémités du lien radio. Ceci offre plus de souplesse au niveau des caractéristiques (directivité, gain, diagramme de rayonnement) et des configurations (répartition géométrique et polarisation) d'antennes.

1.3.1.2 Enregistrement préalable des mesures

Cette approche utilise une base de mesures recueillies sur un maillage de l'environnement en question. Par conséquent, elle reprend exactement la réalité. Cependant, elle n'est pas flexible puisque cette base a été enregistrée pour une configuration donnée des antennes et de l'environnement.

1.3.2 Modèles stochastiques

Les approches de modélisation d'un canal MIMO se sont inspirées de celles utilisées pour modéliser les canaux SISO. Par conséquent, la distribution normale complexe multivariée est utilisée en raison de sa compatibilité avec le canal SISO de *Rayleigh* et de *Rice*. Ces approches se basent sur les moments statistiques pour décrire la matrice du canal dont les éléments sont les coefficients complexes de la réponse impulsionnelle assimilée à un Dirac.

En effet, en stockant les vecteurs colonnes de $\mathcal{H}$ dans un seul vecteur $\boldsymbol{h}_e = vec(\mathcal{H})$, les éléments de $\boldsymbol{h}_e$ sont une observation d'une distribution normale complexe multivariée $\mathcal{N}_c$ dont la densité de probabilité s'énonce ainsi :

$$\boldsymbol{h}_e \sim \mathcal{N}_c\left(\boldsymbol{\mu}_e\ ,\ \mathcal{C}_e\right) \quad \Leftrightarrow \quad f\left(\boldsymbol{h}_e\right) = \frac{1}{\pi^{N_{Rx}N_{Tx}}\det(\mathcal{C}_e)} e^{\left[-(\boldsymbol{h}_e-\boldsymbol{\mu}_e)^{\mathsf{h}}\ \mathcal{C}_e^{-1}\ (\boldsymbol{h}_e-\boldsymbol{\mu}_e)\right]} \tag{1.17}$$

$\det(\cdot)$ et $(\cdot)^{\mathsf{h}}$ désignent respectivement l'opérateur déterminant et l'opérateur hermitien. $\boldsymbol{\mu}_e$ et $\mathcal{C}_e$

sont respectivement la moyenne et la matrice de covariance de $\boldsymbol{h}_e$.

$$\boldsymbol{\mu}_e = E\{\boldsymbol{h}_e\} \qquad \in \mathbb{C}^{N_{Rx}N_{Tx}\times 1} \tag{1.18}$$

$$\mathcal{C}_e = E\left\{(\boldsymbol{h}_e - \boldsymbol{\mu}_e)(\boldsymbol{h}_e - \boldsymbol{\mu}_e)^{\mathsf{h}}\right\} \qquad \in \mathbb{C}^{N_{Rx}N_{Tx}\times N_{Rx}N_{Tx}} \tag{1.19}$$

$\mathcal{C}_e$ est aussi appelée la matrice de covariance étendue de $\mathcal{H}$. Les éléments de $\mathcal{C}_e$ décrivent la covariance entre toute paire d'éléments de $\mathcal{H}$. Une réalisation du canal MIMO, qui rassemble les effets du canal de propagation et ceux des antennes, est déduite de la manière suivante :

$$\begin{aligned}\mathcal{H} &= vec^{-1}(\boldsymbol{h}_e) \\ &= vec^{-1}\left(\boldsymbol{\mu}_e + \mathcal{C}_e^{\frac{1}{2}}\boldsymbol{g}\right)\end{aligned} \tag{1.20}$$

où $\mathcal{C}_e^{\frac{1}{2}}$ est une matrice à valeurs complexes de même taille que $\mathcal{C}_e$, vérifiant $\mathcal{C}_e^{\frac{1}{2}}\mathcal{C}_e^{\mathsf{h}\frac{1}{2}} = \mathcal{C}_e$. De plus, $\boldsymbol{g}$ est un vecteur de taille $N_{Rx}N_{Tx} \times 1$ à éléments indépendants et identiquement distribuées (i.i.d) donnés par une gaussienne complexe centrée multivariée réduite, $\mathcal{N}_c(0,1)$.

Dans le cas particulier où $\boldsymbol{\mu}_e$ est un vecteur nul, cette distribution décrit un canal de *Rayleigh* à évanouissement (NLOS) et $\mathcal{C}_e$ sera la matrice de corrélation étendue du canal qu'on notera $\mathcal{R}_e$. Dans le cas contraire, il s'agit d'un canal sans évanouissement ou un canal comportant un rayon direct (LOS) caractéristique d'un canal de *Rice*. Ceci est formulé dans [Soma 02] par une décomposition de $\mathcal{H}$ en une composante déterministe $\mathcal{H}_d$ et une composante stochastique à moyenne nulle $\mathcal{H}_s$.

$$\mathcal{H} = \sqrt{\frac{k}{1+k}}\mathcal{H}_d + \sqrt{\frac{1}{1+k}}\mathcal{H}_s \tag{1.21}$$

où $k \geqslant 0$ est le facteur de *Rice*. Dans la littérature, cette classe de modèles s'intéresse seulement à la configuration NLOS ($k = 0$). Dans ce cas, la matrice du canal $\mathcal{H} = \mathcal{H}_s$ sera donnée par (1.22).

$$\begin{aligned}\mathcal{H} &= vec^{-1}(\boldsymbol{h}_e) \\ &= vec^{-1}\left(\mathcal{R}_e^{\frac{1}{2}}\boldsymbol{g}\right) \qquad \text{où} \quad \mathcal{R}_e^{\frac{1}{2}}\mathcal{R}_e^{\frac{1}{2}} = \mathcal{R}_e = E\{\boldsymbol{h}_e\boldsymbol{h}_e^{\mathsf{h}}\}\end{aligned} \tag{1.22}$$

La matrice de corrélation étendue $\mathcal{R}_e$ correspond au moment statistique d'ordre 2 de $\boldsymbol{h}_e$. Par conséquent, une description précise de $\mathcal{H}$ peut être donnée par sa projection sur la même base que $\mathcal{R}_e$. Une base unitaire $\mathcal{B}$ qui engendre $\mathcal{R}_e$ peut être construite à l'aide des vecteurs propres $\{\boldsymbol{u}_1, \boldsymbol{u}_2, \cdots, \boldsymbol{u}_{N_{Rx}N_{Tx}}\}$ de $\mathcal{R}_e$.

$$\mathcal{R}_e = \sum_{k=1}^{N_{Rx}N_{Tx}} \lambda_k \boldsymbol{u}_k \boldsymbol{u}_k^{\mathsf{h}} \qquad \Rightarrow \ \mathcal{B} = \{\boldsymbol{u}_1, \boldsymbol{u}_2, \cdots, \boldsymbol{u}_{N_{Rx}N_{Tx}}\} \tag{1.23}$$

où $(\lambda_k)_{1\leqslant k\leqslant N_{Rx}N_{Tx}}$ sont les valeurs propres de $\mathcal{R}_e$. En utilisant (1.22), (1.23) et la propriété d'invariance des paramètres statistiques de $\boldsymbol{g}$ par une transformation unitaire, une expression de $\boldsymbol{h}_e$ exprimée dans $\mathcal{B}$, peut être donnée comme suit :

$$\begin{aligned}\boldsymbol{h}_e &= \mathcal{R}_e^{\frac{1}{2}}\ \boldsymbol{g} \\ &= \left(\sum_{k=1}^{N_{Rx}N_{Tx}} \sqrt{\lambda_k}\boldsymbol{u}_k\boldsymbol{u}_k^{\mathsf{h}}\right)\left(\sum_{i=1}^{N_{Rx}N_{Tx}} g_i\boldsymbol{u}_i\right) \\ &= \sum_{k=1}^{N_{Rx}N_{Tx}} g_k\sqrt{\lambda_k}\ \boldsymbol{u}_k\end{aligned} \tag{1.24}$$

On déduit à partir de (1.24), une réalisation du canal MIMO $\mathcal{H}$ définie par $vec^{-1}(\boldsymbol{h}_e)$:

$$\mathcal{H} = \sum_{k=1}^{N_{Rx}N_{Tx}} g_k \sqrt{\lambda_k} \mathcal{U}_k \tag{1.25}$$

où la matrice $\mathcal{U}_k = vec^{-1}(\boldsymbol{u}) \in \mathbb{C}^{N_{Rx} \times N_{Tx}}$, est appelée mode propre dans [Weic 06]. En conséquence, on conclut que cette modélisation fine est définie par la donnée de la matrice de corrélation étendue $\mathcal{R}_e \in \mathbb{C}^{N_{Rx}N_{Tx} \times N_{Rx}N_{Tx}}$ dont la caractérisation directe est une tâche très complexe. De ce fait, plusieurs hypothèses simplificatrices basées sur la structure de $\mathcal{R}_e$ ont été proposées afin de décomposer ce problème en sous-problèmes moins complexes.

1.3.2.1 Modèle i.i.d

$$\text{Hypothèse : } (i) \quad \mathcal{R}_e \propto \mathcal{I}$$

La modélisation la plus simple consiste à supposer que $\mathcal{R}_e$ est proportionnelle à la matrice identité. Dans ce cas, $\mathcal{B}$ est la base canonique de $\mathbb{C}^{N_{Rx}N_{Tx}}$ et les λ_k sont tous identiques. Ceci simplifie (1.25) pour donner (1.26).

$$\mathcal{R}_e = \sigma^2 \mathcal{I} \quad \Rightarrow \quad \mathcal{H}_{iid} = vec^{-1}(\sigma \boldsymbol{g}) = \sigma \mathcal{G} \tag{1.26}$$

$\mathcal{I}$ est la matrice identité de taille $N_{Rx}N_{Tx} \times N_{Rx}N_{Tx}$. $\mathcal{H}_{iid}$ est déduite immédiatement du vecteur $\boldsymbol{g}$ pondéré par σ. Donc, les éléments de $\mathcal{H}_{iid}$ sont des variables aléatoires indépendantes identiquement distribués (i.i.d) issues d'une même distribution gaussienne complexe centrée de variance σ, $\mathcal{N}_c(0\ ,\ \sigma)$.

Cette hypothèse permet de réduire le nombre des paramètres à une seule variable réelle donnée par la racine carrée de la puissance totale du canal $\sigma^2 = \|\mathcal{H}_{iid}\|^2$. Ceci est équivalent à un canal MIMO spatialement blanc qui correspond à un environnement très riche en diffuseurs donnant lieu à des trajets de propagation uniformément distribués dans toutes les directions. Il s'agit d'un scénario relativement réaliste ce qui explique que ce modèle est surtout utilisé dans des considérations théoriques d'étude des systèmes MIMO. Des hypothèses moins grossières sont cependant nécessaires afin de mieux reproduire l'effet du canal.

1.3.2.2 Modèle de Kronecker

$$\begin{aligned} \text{Hypothèses : } (i) \quad & \mathcal{U}_k \text{ est de rang égal à 1} \\ (ii) \quad & \mathcal{U}_k = \boldsymbol{u}_{Rx,i} \boldsymbol{u}_{Tx,j}^{\mathsf{h}} \end{aligned}$$

On suppose que toute matrice $(\mathcal{U}_k)_{1 \leqslant k \leqslant N_{Rx}N_{Tx}}$ est de rang égal à 1 et qu'elle est égale au produit externe de deux vecteurs $(\boldsymbol{u}_{Rx,i})_{1 \leqslant i \leqslant N_{Rx}}$ et $(\boldsymbol{u}_{Tx,j})_{1 \leqslant j \leqslant N_{Tx}}$ qui sont les vecteurs propres de la matrice de corrélation spatiale à la réception $\mathcal{R}_{Rx}$ et à l'émission $\mathcal{R}_{Tx}$, respectivement.

$$\mathcal{R}_{Rx} = \mathcal{U}_{Rx}\ \Lambda_{Rx}\ \mathcal{U}_{Rx}^{\mathsf{h}} = E\{\mathcal{H}\mathcal{H}^{\mathsf{h}}\} \tag{1.27}$$

$$\mathcal{R}_{Tx} = \mathcal{U}_{Tx}\ \Lambda_{Tx}\ \mathcal{U}_{Tx}^{\mathsf{h}} = E\{\mathcal{H}^t\mathcal{H}^*\} \tag{1.28}$$

En se basant sur cette dernière hypothèse, (1.25) devient :

$$
\begin{aligned}
\mathcal{H} &= \sum_{k=1}^{N_{Rx}N_{Tx}} g_k \sqrt{\lambda_k} \mathcal{U}_k \\
&= \sum_{i=1}^{N_{Rx}} \sum_{j=1}^{N_{Tx}} \boldsymbol{u}_{Rx,i} \sqrt{\lambda_{Rx,i}} \sqrt{\lambda_{Tx,j}}\ g_{i,j}\ \boldsymbol{u}_{Tx,j}^{\mathsf{h}} \\
&= \mathcal{U}_{Rx} \left(\left(\boldsymbol{\lambda}_{Rx}^{\frac{1}{2}} \left(\boldsymbol{\lambda}_{Tx}^{\frac{1}{2}} \right)^{\mathsf{t}} \right) \odot \mathcal{G} \right) \mathcal{U}_{Tx}^{\mathsf{h}} \\
&= \mathcal{U}_{Rx}\ diag \left(\boldsymbol{\lambda}_{Rx}^{\frac{1}{2}} \right) \mathcal{G}\ diag \left(\boldsymbol{\lambda}_{Tx}^{\frac{1}{2}} \right) \mathcal{U}_{Tx}^{\mathsf{h}} \\
&= \mathcal{U}_{Rx} \Lambda_{Rx}^{\frac{1}{2}} \mathcal{U}_{Rx}^{\mathsf{h}}\ \tilde{\mathcal{G}}\ \mathcal{U}_{Tx} \Lambda_{Tx}^{\frac{1}{2}} \mathcal{U}_{Tx}^{\mathsf{h}} \\
&= \mathcal{R}_{Rx}^{\frac{1}{2}} \tilde{\mathcal{G}} \mathcal{R}_{Tx}^{\frac{1}{2}}
\end{aligned} \tag{1.29}
$$

où $\Lambda = diag(\boldsymbol{\lambda})$ et $\odot$ est le produit terme à terme. $diag$ est l'opérateur permettant de ranger les éléments d'un vecteur le long de la diagonale d'une matrice. $\tilde{\mathcal{G}} = \mathcal{U}_{Rx}\mathcal{G}\mathcal{U}_{Tx}^{\mathsf{h}}$ a les mêmes paramètres statistiques que $\mathcal{G}$ car $\mathcal{U}_{Rx}$ et $\mathcal{U}_{Tx}$ sont deux matrices unitaires. $\mathcal{R}_{Rx}^{\frac{1}{2}}$ et $\mathcal{R}_{Tx}^{\frac{1}{2}}$ vérifient respectivement (1.30) et (1.31).

$$
\mathcal{R}_{Rx}^{\frac{1}{2}} \mathcal{R}_{Rx}^{\mathsf{h}\frac{1}{2}} = \mathcal{R}_{Rx} = E\{HH^{\mathsf{h}}\} \tag{1.30}
$$

$$
\mathcal{R}_{Tx}^{\mathsf{t}\frac{1}{2}} \mathcal{R}_{Tx}^{*\frac{1}{2}} = \mathcal{R}_{Tx} = E\{H^{\mathsf{t}}H^{*}\} \tag{1.31}
$$

De plus, pour toutes matrices, $\mathcal{A}$, $\mathcal{B}$, $\mathcal{C}$ et $\mathcal{D}$ on a :

$$
vec\,(\mathcal{A}\mathcal{B}\mathcal{C}) = (\mathcal{C}^{\mathsf{t}} \otimes \mathcal{A})\ vec\,(\mathcal{B}) \tag{1.32}
$$

$$
(A \otimes B)\,(C \otimes D) = (AC \otimes BD) \tag{1.33}
$$

Où $\otimes$ désigne le produit de Kronecker. On déduit facilement de (1.29), (1.30) et (1.31) que la matrice de corrélation spatiale étendue du canal se formule ainsi :

$$
\begin{aligned}
\mathcal{R}_e &= E\{vec\,(\mathcal{H})\ vec\,(\mathcal{H})^{\mathsf{h}}\} \\
&= E\left\{ \left(\left(\mathcal{R}_{Tx}^{\mathsf{t}\frac{1}{2}} \otimes \mathcal{R}_{Rx}^{\frac{1}{2}} \right) \boldsymbol{g} \right) \ \left(\left(\mathcal{R}_{Tx}^{\mathsf{t}\frac{1}{2}} \otimes \mathcal{R}_{Rx}^{\frac{1}{2}} \right) \boldsymbol{g} \right)^{\mathsf{h}} \right\} \\
&= \left(\mathcal{R}_{Tx}^{\mathsf{t}\frac{1}{2}} \otimes \mathcal{R}_{Rx}^{\frac{1}{2}} \right) E\left\{\boldsymbol{g}\boldsymbol{g}^{\mathsf{h}}\right\} \left(\mathcal{R}_{Tx}^{\mathsf{th}\frac{1}{2}} \otimes \mathcal{R}_{Rx}^{\mathsf{h}\frac{1}{2}} \right) \qquad \left(E\left\{\boldsymbol{g}\boldsymbol{g}^{\mathsf{h}}\right\} = \mathcal{I}\right) \\
&= \left(\mathcal{R}_{Tx}^{\mathsf{t}\frac{1}{2}} \mathcal{R}_{Tx}^{*\frac{1}{2}} \right) \otimes \left(\mathcal{R}_{Rx}^{\frac{1}{2}} \mathcal{R}_{Rx}^{\mathsf{h}\frac{1}{2}} \right) \\
&= \mathcal{R}_{Tx} \otimes \mathcal{R}_{Rx}
\end{aligned}
$$

$$
\Longrightarrow \qquad \mathcal{R}_e = \mathcal{R}_{Tx} \otimes \mathcal{R}_{Rx} \tag{1.34}
$$

En conclusion, les hypothèses (i) et (ii) ont conduit à formuler la matrice de corrélation spatiale étendue du canal comme le produit de Kronecker des matrices de corrélation spatiale à l'émission et à la réception [Kerm 02]. Cette expression de simple produit marque l'indépendance mutuelle des corrélations spatiales aux deux extremités du lien radio [McNa 00]. Ceci revient également à supposer que les profils angulaires en Tx et en Rx sont indépendants [Bone 03], et donc que, statistiquement, les DOA et les DOD sont indépendantes. Ceci permet une optimisation indépendante de l'architecture des réseaux d'antennes à l'émission et à la réception. Cependant, très vite, on a remarqué que plusieurs environnements présentent une corrélation spatiale non négligeable qui nécessite des modèles plus appropriés.

1.3.2.3 Modèle de Weichselberger

$$\begin{aligned} \text{Hypothèses : } & (i) \;\; \mathcal{U}_k \text{ est de rang égal à 1} \\ & (ii) \;\; \mathcal{U}_k = \boldsymbol{u}_{Rx,i}\boldsymbol{u}_{Tx,j}^{\mathsf{h}} \\ & (iii) \;\; \lambda_k = \lambda_{Rx,i}\lambda_{Tx,j}\rho_{i,j} \quad , \quad \rho_{i,j} \in \mathbb{R}_+ \end{aligned}$$

Ce modèle [Weic 06] tente d'éviter la contrainte qu'impose le modèle précédent à savoir l'indépendance entre les matrices de corrélation spatiales en Tx et en Rx et de fournir un terme reflétant la structure spatiale conjointe du canal. En se basant sur les hypothèes (i), (ii) et (iii), (1.25) devient :

$$\begin{aligned} \mathcal{H} &= \sum_{k=1}^{N_{Rx}N_{Tx}} g_k\sqrt{\lambda_k}\,\mathcal{U}_k \\ &= \sum_{k=1}^{N_{Rx}N_{Tx}} g_k\omega_k\mathcal{U}_k \qquad\qquad \left(\omega_k = \sqrt{\lambda_k}\right) \\ &= \sum_{i=1}^{N_{Rx}}\sum_{j=1}^{N_{Tx}} \boldsymbol{u}_{Rx,i}\,(\omega g)_{i,j}\,\boldsymbol{u}_{Tx,j}^{\mathsf{h}} \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \quad \mathcal{H} = \mathcal{U}_{Rx}\,(\Omega \odot \mathcal{G})\,\mathcal{U}_{Tx}^{\mathsf{h}} \tag{1.35}$$

où $\omega_{i,j}$,élément de Ω, est donné par (1.36).

$$\begin{aligned} \omega_k^2 &= \lambda_k \\ &= \boldsymbol{u}_k^{\mathsf{h}}\mathcal{R}_e\boldsymbol{u}_k \\ &= vec\,(\mathcal{U}_k)^{\mathsf{h}}\,\mathcal{R}_e\;vec\,(\mathcal{U}_k) \\ &= vec\left(\boldsymbol{u}_{Rx,i}\boldsymbol{u}_{Tx,j}^{h}\right)^{\mathsf{h}}\mathcal{R}_e\;vec\left(\boldsymbol{u}_{Rx,i}\boldsymbol{u}_{Tx,j}^{h}\right) \\ &= \left(\boldsymbol{u}_{Tx,j}^{*}\otimes\boldsymbol{u}_{Rx,i}\right)^{\mathsf{h}}\mathcal{R}_e\;\left(\boldsymbol{u}_{Tx,j}^{*}\otimes\boldsymbol{u}_{Rx,i}\right) \end{aligned} \tag{1.36}$$

$$\Longrightarrow \quad \omega_{i,j} = \left[\left(\boldsymbol{u}_{Tx,j}^{*}\otimes\boldsymbol{u}_{Rx,i}\right)^{\mathsf{h}}\mathcal{R}_e\;\left(\boldsymbol{u}_{Tx,j}^{*}\otimes\boldsymbol{u}_{Rx,i}\right)\right]^{\frac{1}{2}} \tag{1.37}$$

Contrairement au modèle de Kronecker qui se limite à la corrélation spatiale au niveau des deux extrémités du lien radio, cette approche prend aussi en considération leur dépendance mutuelle. En effet, les éléments de Ω représentent la puissance moyenne couplant les éléments de Tx à Rx. Dans le cas particulier où Ω est de rang égal à 1, on retrouve le modèle de Kronecker.

1.3.2.4 Représentation virtuelle du canal

Contrairement aux méthodes précédentes, cette approche modélise le canal grâce à une projection de $\mathcal{H}$ sur l'espace décrit par les vecteurs directeurs et non pas sur l'espace des vecteurs propres [Saye 02]. En effet, les vecteurs propres de $\mathcal{R}_{Rx}$ et $\mathcal{R}_{Tx}$ sont remplacés, respectivement, par les vecteurs directeurs à la réception $\mathcal{A}_{Rx}(\phi_{Rx})$ et à l'émission $\mathcal{A}_{Tx}(\phi_{Tx})$. Considérons un canal liant deux réseaux d'antennes linéaires dont la distance entre éléments exprimée en longueur d'onde vérifie la relation $(\delta_{Rx}, \delta_{Tx}) \in [0 \quad 0.5]^2$. Cette modélisation suppose qu'il y a N_{Rx} directions d'arrivée virtuelles $(\phi_{Rx,r})_{1 \leqslant r \leqslant N_{Rx}}$ et N_{Tx} directions de départ virtuelles $(\phi_{Tx,t})_{1 \leqslant t \leqslant N_{Tx}}$. Il s'agit d'une décomposition mathématique mettant en jeu des directions d'arrivée virtuelles, différentes des vraies directions d'arrivée des rayons. Elle suppose aussi que les fréquences spatiales correspondantes $(\nu_{Rx,r} = \delta_{Rx} \sin \phi_{Rx,r})_{1 \leqslant r \leqslant N_{Rx}}$ et $(\nu_{Tx,t} = \delta_{Tx} \sin \phi_{Tx,t})_{1 \leqslant t \leqslant N_{Tx}}$ sont uniformément réparties, respectivement, sur $[-\tilde{N}_{Rx} \ , \ \tilde{N}_{Rx}]$ et $[-\tilde{N}_{Tx} \ , \ \tilde{N}_{Tx}]$ où $\tilde{N}_{Rx}$ est égale à $\frac{N_{Rx}}{2}$ si N_{Rx} est paire et $\frac{N_{Rx}-1}{2}$ dans le cas contraire. On définit $\tilde{N}_{Tx}$ de façon analogue. $\mathcal{A}_{Rx}$ et $\mathcal{A}_{Tx}$ sont décrites à travers les vecteurs directeurs donnés comme suit :

$$\boldsymbol{a}_{Rx}(\nu_{Rx,r}) = \frac{1}{\sqrt{N_{Rx}}}\left[1, e^{-j2\pi\nu_{Rx,r}}, \cdots, e^{-j2\pi(N_{Rx}-1)\nu_{Rx,r}}\right]^{\mathsf{t}} \quad , \quad r = 1, \cdots, N_{Rx} \tag{1.38}$$

$$\boldsymbol{a}_{Tx}(\nu_{Tx,t}) = \frac{1}{\sqrt{N_{Tx}}}\left[1, e^{-j2\pi\nu_{Tx,t}}, \cdots, e^{-j2\pi(N_{Tx}-1)\nu_{Tx,t}}\right]^{\mathsf{t}} \quad , \quad t = 1, \cdots, N_{Tx} \tag{1.39}$$

La répartition de la donnée angulaire ϕ est déduite de la répartition uniforme de ν de la manière suivante :

$$\nu_{Rx,r} = \frac{r}{N_{Rx}} \;\Leftrightarrow\; \phi_{Rx,r} = \sin^{-1}\left(\frac{r}{\delta_{Rx} N_{Rx}}\right) \qquad -\tilde{N}_{Rx} \leqslant r \leqslant \tilde{N}_{Rx} \tag{1.40}$$

$$\nu_{Tx,t} = \frac{t}{N_{Tx}} \;\Leftrightarrow\; \phi_{Tx,t} = \sin^{-1}\left(\frac{t}{\delta_{Tx} N_{Tx}}\right) \qquad -\tilde{N}_{Tx} \leqslant t \leqslant \tilde{N}_{Tx} \tag{1.41}$$

Par conséquent $\mathcal{A}_{Rx} \in \mathbb{C}^{N_{Rx} \times N_{Rx}}$ et $\mathcal{A}_{Tx} \in \mathbb{C}^{N_{Tx} \times N_{Tx}}$ construites à l'aide des N_{Rx} et N_{Tx} vecteurs directeurs virtuels sont deux matrices unitaires de rang complet. Elles correspondent à un échantillonnage spatial uniforme qui remplace les DOA et DOD physiques par des directions fixes déterminées par le nombre d'antennes utilisées. On note que les termes de $\boldsymbol{a}_{Rx}$ ainsi que de $\boldsymbol{a}_{Tx}$ sont les coefficients d'une DFT. La matrice du canal est donnée par (1.42)

$$\mathcal{H} = \mathcal{A}_{Rx}\left(\Omega \odot \mathcal{G}\right)\mathcal{A}_{Tx} \tag{1.42}$$

où Ω et $\mathcal{G}$ sont définies de la même manière que dans le modèle précèdent. On remarque que ce modèle peut être considéré comme un cas particulier du modèle *Weichselberger* lorsque les vecteurs propres dans ce modèle sont égaux aux vecteurs directeurs. Dans le cas ou $[\Omega]_{i,j} = 1$, ce modèle se réduit au cas du modèle $i.i.d$ qui représente un canal riche en diffuseurs répartis aléatoirement donnant une matrice de rang complet. Vu la simplicité de cette approche, elle est généralement utilisée pour l'analyse des performances d'un système MIMO. Cependant, ce modèle n'est valable que pour des réseaux linéaires à l'émission et à la réception.

1.3.3 Modèles géométrique-stochastiques

Les modèles de cette classe décrivent le comportement du canal comme étant simultanément déterministe et stochastique. Un aspect déterministe (ou géométrique), lié à l'interprétation physique du phénomène de propagation, est basé sur une approche simplifiée du tracé des rayons. Les trajets sont modélisés par un ensemble d'ondes planes (rayons) qui interagissent avec des diffuseurs avant d'atteindre le récepteur. Donc, la forme du signal reçu dépendra de la distribution spatiale des diffuseurs. L'affectation d'une distribution stochastique aux diffuseurs induit un aspect stochastique à la fonction de transfert. La formulation de cette approche peut être déduite soit directement des distributions spatiales soit des distributions des paramètres directionnels liés à ces diffuseurs. Ceci permettra de distinguer deux sous-classes de cette approche de modélisation comme développé dans la suite.

1.3.3.1 Modèles basés sur la distribution spatiale des diffuseurs

Cette approche de modélisation approxime tout scénario de diffusion qui affecte le signal dans sa propagation entre l'émetteur et le récepteur à une combinaison des trois scénarios élémentaires définis en fonction de la répartition des diffuseurs dans le canal :

1. Une concentration des diffuseurs au voisinage d'une seule extémité du canal ;
2. L'existence de diffuseurs à proximité des deux extrémités du canal, donc au voisinage de Tx et de Rx ;
3. Une dispersion étalée de diffuseurs entre l'émetteur et le récepteur.

Afin de couvrir les deux premiers cas, supposons deux réseaux d'antennes omnidirectionnelles, $(Rx_i)_{1\leqslant i\leqslant N_{Rx}}$ et $(Tx_j)_{1\leqslant j\leqslant N_{Tx}}$, distantes de d et deux distributions spatiales indépendantes S_{Rx} et S_{Tx} des diffuseurs. Ces deux dernières sont définies sur deux domaines continus D_{Tx} et D_{Rx} dont les grandes dimensions sont négligeables par rapport à d.

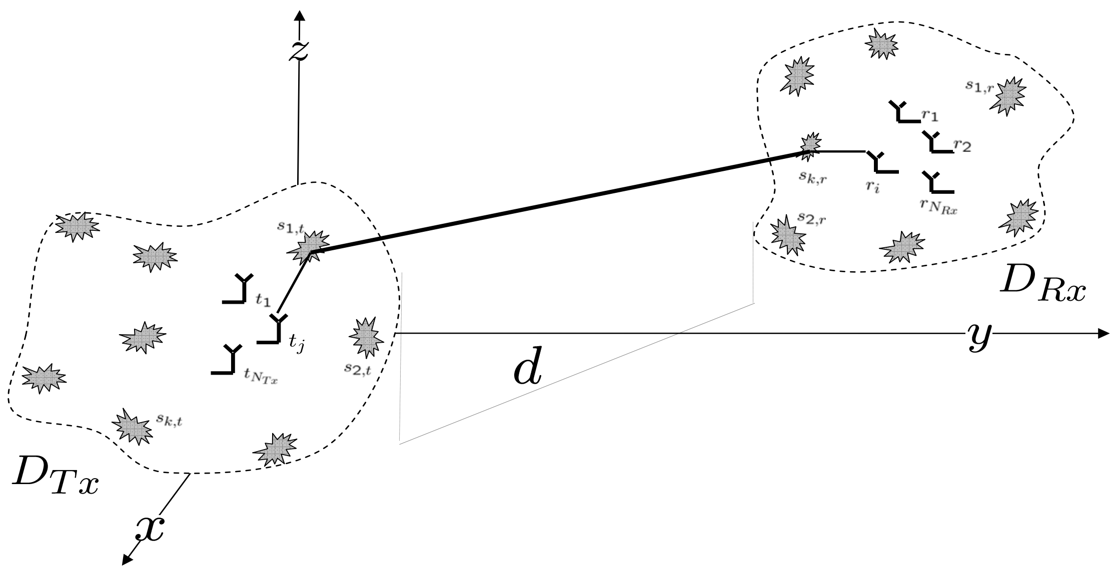


FIG. 1.3: Modèles basés sur la distribution des diffuseurs

La fonction de transfert du canal h_{ij} entre l'émetteur t_j et le récepteur r_i résultant d'un seul trajet liant D_{Tx} à D_{Rx} et interagissant avec un diffuseur s_{kt} de D_{Tx} et un diffuseur $s_{k,r}$ de D_{Rx} et de puissance unitaire est donné par (1.43).

$$h_{ij} = \lim_{N_{S_t},N_{S_r}\to\infty} \frac{1}{\sqrt{N_{S_t}N_{S_r}}} \sum_{k_t=1}^{N_{S_t}} \sum_{k_r=1}^{N_{S_r}} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\overline{t_j s_{k_t}}} \left(\xi_{Tx}\left(\overrightarrow{p_{k_t}}\right) e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\overline{s_{k_t}s_{k_r}}} \xi_{Rx}\left(\overrightarrow{p_{k_r}}\right)\right) e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\overline{s_{k_r}r_i}} \tag{1.43}$$

- N_{S_t} et N_{S_r} sont respectivement le nombre des diffuseurs au voisinage de l'émission et de la réception ;
- $\xi_{Tx}\left(\overrightarrow{p_{k_t}}\right)$ et $\xi_{Rx}\left(\overrightarrow{p_{k_r}}\right)$ sont deux scalaires complexes traduisant les coefficients de diffusion respectivement du $k_t^{\text{ème}}$ diffuseur de vecteur position $\overrightarrow{p_{k_t}}$ à l'émission et le $k_r^{\text{ème}}$ diffuseur de vecteur position $\overrightarrow{p_{k_r}}$ à la réception ;
- $\overline{t_j s_{k_t}}$, $\overline{s_{k_t} s_{k_r}}$ et $\overline{s_{k_r} r_i}$ sont les longueurs des trajets liant respectivement l'émetteur t_j au diffuseur s_{k_t}, le diffuseur s_{k_t} au diffuseur s_{k_r} et le diffuseur s_{k_r} au récepteur r_i.

On suppose que les diffuseurs sont isotropes et que leur nombre est suffisamment important ce qui favorise l'hypothèse de coefficients de diffusion indépendants et identiquement distribués. En conséquence et grâce au théorème de la limite centrale, on déduit que les éléments de $\mathcal{H}$ ont une distribution gaussienne complexe centrée qu'on caractérisera par la matrice de corrélation $\mathcal{R}_e$. Le coefficient de corrélation $\rho_{mn,pq}$ entre deux éléments de la matrice du canal dont les termes sont donnés par (1.43) et en considérant deux éléments de D_{Tx} et de D_{Rx} de probabilité respectivement $S_{Tx}(\overrightarrow{p_{k_t}})dD_{Tx}$ et $S_{Rx}(\overrightarrow{p_{k_r}})dD_{Rx}$ est comme suit :

$$\begin{aligned}
\rho_{mn,pq} &= E\left(h_{mp}h_{nq}^*\right) \\
&= \lim_{N_{S_t},N_{S_r}\to\infty} \frac{1}{\sqrt{N_{S_t}N_{S_r}}} \sum_{k_t=1}^{N_{S_t}} \sum_{k_r=1}^{N_{S_r}} E\left(\xi_{Tx}^2\left(\overrightarrow{p_{k_t}}\right)\right) E\left(\xi_{Rx}^2\left(\overrightarrow{p_{k_r}}\right)\right) e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\left[\left(\overline{t_m s_{k_t}}-\overline{t_n s_{k_t}}\right)+\left(\overline{r_p s_{k_r}}-\overline{r_q s_{k_r}}\right)\right]} \\
&= \int_{D_{Tx}}\int_{D_{Rx}} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\left[\left(\overline{t_m s_{k_t}}-\overline{t_n s_{k_t}}\right)+\left(\overline{r_p s_{k_r}}-\overline{r_q s_{k_r}}\right)\right]} S_{Tx}(\overrightarrow{p_{k_t}})S_{Rx}(\overrightarrow{p_{k_r}})\, dD_{Tx}dD_{Rx} \qquad (1.44)
\end{aligned}$$

Un résultat important de (1.44) est que $\rho_{mn,pq}$, élément de $\mathcal{R}_e$, est indépendant de la distance qui sépare la zone d'émission de celle de réception. On peut donc déduire $\mathcal{H}$ de (1.44) de la manière suivante :

$$\mathcal{H} = vec^{-1}\left(\mathcal{R}_e^{\frac{1}{2}}\, vec(\mathcal{G})\right) \qquad (1.45)$$

où $\mathcal{R}^{\frac{1}{2}}$ est une matrice tel que $\mathcal{R}_e^{\frac{1}{2}}\mathcal{R}_e^{\frac{1}{2}} = \mathcal{R}_e$.

$\mathcal{G}$ est de même taille que $\mathcal{R}_e$ à éléments complexes *i.i.d.* En fonction des hypothèses simplificatrices concernant les distributions spatiales des diffuseurs et leurs domaines de définition, on distingue dans la littérature plusieurs modèles qui ont adopté le développement précèdent.

a. Modèle à deux anneaux

On suppose que :

(i). D_{Tx} et D_{Rx} sont deux anneaux coplanaires centrés respectivement sur le réseau d'émission et celui de réception [Byer 04].

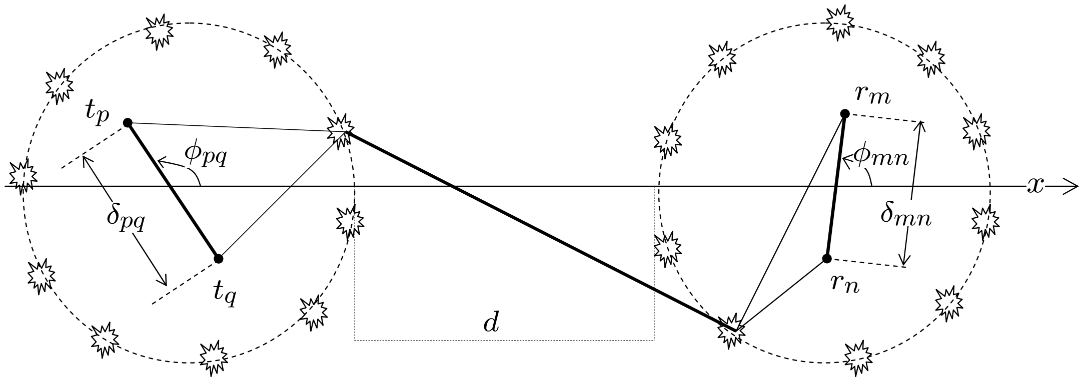


FIG. 1.4: Modèle à deux anneaux

Dans ce cas, plusieurs distributions S_{Tx} et S_{Rx} ont été proposées : uniformes, gaussiennes, gaussiennes circulaires et cardioïde, etc. Ci-après, on reprend le cas d'une distribution de von-Mises, donnée par (1.46).

$$S(\phi) = \frac{1}{2\pi I_0(\kappa)} e^{\kappa \cos(\phi-\mu)} \quad , \quad \phi \in [-\pi \ , \ \pi] \tag{1.46}$$

où I_0 est la fonction de *Bessel* modifiée de première espèce et d'ordre 0. μ est la direction moyenne dans laquelle les diffuseurs sont distribués sur l'anneau. κ contrôle l'étendue des diffuseurs autour de la moyenne. Pour $\kappa = 0$, on retrouve la distribution uniforme. En reprenant (1.46) et (1.44) et après simplification au niveau du calcul des longueurs des trajets [Zaji 06], les termes de la matrice de corrélation spatiale étendue sont donnés par :

$$\begin{aligned} \rho_{mn,pq} \approx \frac{1}{I_0(\kappa_{Tx}) I_0(\kappa_{Rx})} I_0 &\left\{ \left(\kappa_{Tx}^2 - \left(\frac{2\pi\delta_{pq}}{\lambda} \right)^2 + 2j\kappa_{Tx} \frac{2\pi\delta_{pq}}{\lambda} \cos(\phi_{pq} - \mu_{Tx}) \right)^{\frac{1}{2}} \right\} \\ \times I_0 &\left\{ \left(\kappa_{Rx}^2 - \left(\frac{2\pi\delta_{mn}}{\lambda} \right)^2 + 2j\kappa_{Rx} \frac{2\pi\delta_{mn}}{\lambda} \cos(\phi_{mn} - \mu_{Rx}) \right)^{\frac{1}{2}} \right\} \end{aligned} \tag{1.47}$$

δ_{mn} et ϕ_{mn} étant respectivement la distance entre l'antenne m et l'antenne n et l'angle que forme la droite contenant les deux antennes avec l'axe des x (figure 1.4). La matrice de corrélation peut être ainsi construite et on pourra en déduire $\mathcal{H}$ grâce à la relation (1.45).

b. Modèle à diffuseurs distribués

Ce modèle se limite aussi aux diffuseurs locaux aux deux extrémités du lien radio avec les hypothèses suivantes [Gesb 02] :

(i). On reçoit des ondes planes au niveau des deux réseaux d'antennes (les diffuseurs sont suffisamment distants des antennes)

(ii). D_{Tx} et D_{Rx} sont réduits à deux lignes perpendiculaires à la direction de propagation.

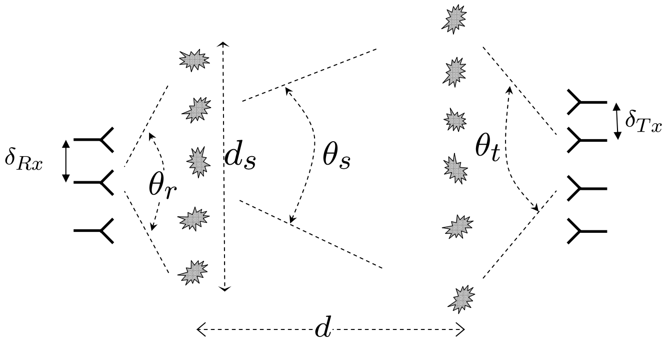


FIG. 1.5: Modèle à diffuseurs distribués

Les hypothèses ainsi formulées considèrent les diffuseurs comme deux réseaux virtuels entre l'émetteur et le récepteur. Désignons, respectivement, par d_s et $N_{S,r}$ la longueur et le nombre des éléments du réseau virtuel du coté Rx. Soient $\mathcal{G}_r \in \mathbb{C}^{N_{S_r} \times N_{Rx}}$ et $\mathcal{G}_t \in \mathbb{C}^{N_{S_t} \times N_{Tx}}$ deux matrices dont les éléments sont des variables aléatoires $i.i.d$ données par $N_c(0,1)$. $\mathcal{R}_{\theta_t,\delta_{Tx}}$, $\mathcal{R}_{\theta_s,d_s/N_{S,r}}$ et $\mathcal{R}_{\theta_r,\delta_{Rx}}$ sont les matrices de corrélation à l'émission, au niveau du réseau virtuel et à la réception. Comme les coefficients de corrélation sont directement reliés à l'espacement inter-élément $d_s/N_{S,r}$ et à l'étalement angulaire θ_s, la matrice du canal peut être mise sous la forme $\mathcal{H}_s = \mathcal{R}^{\frac{1}{2}}_{\theta_s,d_s/N_{S,r}} \mathcal{G}_t$. $\mathcal{G}_t$ est une matrice dont les coefficients sont aléatoires, indépendants et identiquement distribués suivant une loi Gaussienne complexe. Cependant, sachant que les signaux émis de Tx peuvent être corrélés à cause d'un étalement angulaire fini ou un espace inter-éléments insuffisant, une écriture plus appropriée de $\mathcal{H}_s$ est :

$$\mathcal{H}_s = \mathcal{R}^{\frac{1}{2}}_{\theta_s,d_s/N_{S,r}} \mathcal{G}_t \mathcal{R}^{\frac{1}{2}}_{\theta_t,\delta_{Tx}} \tag{1.48}$$

En ajoutant le canal liant Rx au réseau virtuel, la matrice du canal total est obtenue de la manière suivante [Gesb 02] :

$$\mathcal{H} = \frac{1}{\sqrt{S}} \mathcal{R}^{\frac{1}{2}}_{\theta_r,\delta_{Rx}} \left(\mathcal{G}_r \mathcal{R}^{\frac{1}{2}}_{\theta_s,d_s/N_{S,r}} \mathcal{G}_t \right) \mathcal{R}^{\frac{1}{2}}_{\theta_t,\delta_{Tx}} \tag{1.49}$$

où $\frac{1}{\sqrt{S}}$ est un facteur de normalisation. L'avantage de cette modélisation est qu'en fonction du rang de $\mathcal{R}_{\theta_s,d_s/N_{S,r}}$, qui dépend de l'étalement angulaire et la distance intra-diffuseur, on peut modéliser un grand nombre de canaux, y compris un canal à goulot d'étranglement, appelé keyhole dans la littérature [Shin 04].

c. Modèle à un seul anneau

Afin de décrire un canal liant une station de base assez élevée et un émetteur entouré par des diffuseurs en absence du rayon direct [Abdi 01], ce modèle suppose les hypothèses suivantes :

(i). D_{Rx} est un anneau coplanaire centré sur Rx ;

(ii). D_{Tx} est réduit au centre de Tx.

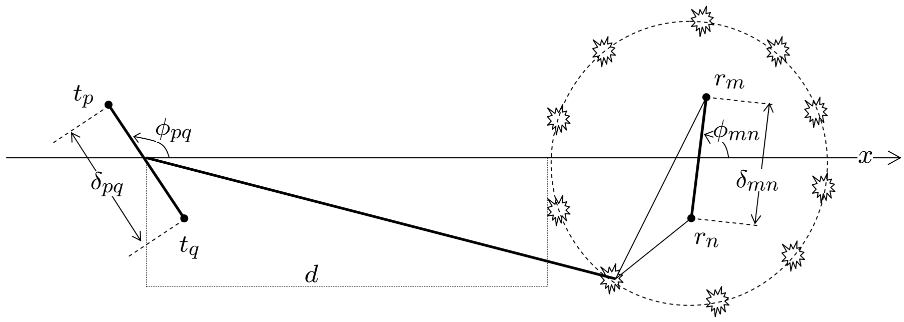


FIG. 1.6: Modèle à un seul anneau

Le canal obtenu n'est qu'un cas particulier du modèle à deux anneaux. Pour une distribution de von-Mises des diffuseurs sur D_{Rx}, et en négligeant l'expression correspondante à Tx dans (1.47), on obtient :

$$\rho_{mn,pq} \approx \frac{1}{I_0(\kappa_{Tx})} I_0 \left\{ \left(\kappa_{Rx}^2 - \left(\frac{2\pi\delta_{mn}}{\lambda}\right)^2 + 2j\kappa_{Rx}\frac{2\pi\delta_{mn}}{\lambda}\cos(\phi_{mn} - \mu_{Rx}) \right)^{\frac{1}{2}} \right\} \tag{1.50}$$

d. Modèle Circulaire

Ce modèle est une extension de la précédente modélisation en supposant que les diffuseurs sont répartis à l'intérieur de l'anneau. Ceci est équivalent à étendre le domaine de définition de S_{Rx} au disque délimité par l'anneau décrit précédemment.

e. Modèle elliptique

Ce modèle suppose l'existence de diffuseurs dispersés entre le réseau émetteur et le réseau récepteur. En considérant que les rayons ayant une seule interaction avec les diffuseurs et un temps de propagation τ_0 fixe, limite l'étendue spatiale du canal à une ellipsoide dont les foyers résident en Tx et en Rx. Le gain complexe h_{ij} du canal liant l'antenne d'émission j à l'antenne de réception i se formule ainsi :

$$h_{ij} = \lim_{N_S \to \infty} \sum_{k=1}^{N_S} \xi_{s_k} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\left(\overline{t_j s_k} + \overline{s_k r_i}\right)} \tag{1.51}$$

où $\overline{t_j s_k}$ et $\overline{s_k r_i}$ sont respectivement les distances émetteur-diffuseur et diffuseur-récepteur. ξ_k est le coefficient de diffusion induit par le $k^{\text{ème}}$ diffuseur.

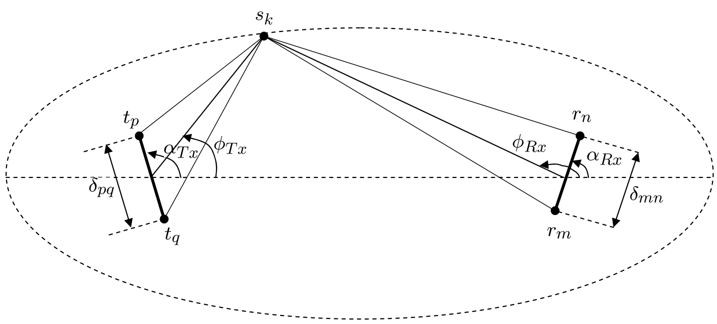


FIG. 1.7: Modèle elliptique

Le coefficient de corrélation spatiale entre deux éléments différents de la matrice du canal se déduit de (1.51) comme suit :

$$\begin{aligned}\rho_{mn,pq} &= E(h_{mp}h^*_{nq}) \\ &= \lim_{N_S\to\infty}\sum_{k=1}^{N_S} E(\xi^2_{s_k})e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\left(\overline{t_n s_k}-\overline{t_q s_k}+\overline{s_k r_m}-\overline{s_k r_p}\right)}\end{aligned} \tag{1.52}$$

Contrairement au modèle à deux anneaux, la direction de départ et celle d'arrivée dans le modèle elliptique sont liées. On peut donc introduire une fonction β tel que $\phi_{Tx} = \beta(\phi_{Rx})$. En supposant une distribution continue des diffuseurs $S(\phi_{Rx})$, le coefficient de corrélation devient :

$$\rho_{mn,pq} = \int_{-\pi}^{\pi} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\delta_{mp}\cos(\beta(\phi_{Rx})-\alpha_{Tx})}e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\delta_{nq}\cos(\phi_{Rx}-\alpha_{Rx})}S(\phi_{Rx})d\phi_{Rx} \tag{1.53}$$

On note que l'égalité (1.52) est indépendante des dimensions caractéristiques de l'ellipse (petit et grand axes). De façon analogue aux modèles basés sur la distribution spatiale des diffuseurs, on estime la matrice de canal à partir de la matrice de corrélation spatiale étendue dont les éléments sont donnés par (1.53).

Cette approche peut être étendue à des rayons ayant des temps de retard différents. Dans ce cas, le modèle comportera plusieurs ellipses concentriques paramétrées en fonction des retards estimés. Le modèle obtenu est noté modèle elliptique en multi-zones [Patz 06].

f. Modèle Elliptique-circulaire

Cette approche n'est que la combinaison des modèles ci-dessus, dans le but de décrire un canal qui présente des diffuseurs aux deux extrémités du lien radio ainsi que d'autres éloignés qu'on localise sur une ou plusieurs ellipses concentriques.

1.3.3.2 Modèles basés sur les paramètres directionnels

La deuxième sous-classe des modèles géométrique-stochastiques se base sur une représentation générique de la réponse impulsionnelle afin de tenir compte de la majorité des effets de la propagation. La fonction de transfert du canal est déduite de la représentation doublement directionnelle de la réponse impulsionnelle tout en tenant compte de la configuration et des diagrammes de rayonnement des antennes. Généralement, le développement de ces modèles nécessite deux étapes. La première consiste à formuler un modèle générique de canal et à définir ses paramètres. La deuxième réside dans les campagnes de mesures et l'extraction des distributions de ces paramètres. En fonction des hypothèses appliquées aux paramètres de cette représentation (variation, dimension, corrélation, ...), on distingue plusieurs modèles qui vont être décrits par la suite.

a. Modèle à diffuseurs finis

L'idée principale de cette méthode est d'approcher la fonction du canal par une somme discrète finie des contributions des trajets liant l'émetteur au récepteur [Burr 03]. Dans le cas d'un canal doublement-directionnel à propagation planaire,Tx et Rx seront couplés à travers un nombre fini de trajets ayant P_{Rx} directions d'arrivée (DOA) à la réception et P_{Tx} directions de départ (DOD) à l'émission. La matrice du canal correspondante $\mathcal{H}$ se formule ainsi :

$$\mathcal{H} = \mathcal{A}(\boldsymbol{\phi}^{Rx})\boldsymbol{\zeta}\mathcal{A}(\boldsymbol{\phi}^{Tx})^{\mathrm{t}} \tag{1.54}$$

où $\mathcal{A}(\boldsymbol{\phi}^{Rx}) \in \mathbb{C}^{N_{Rx}\times P_{Rx}}$, $\boldsymbol{\zeta} \in \mathbb{C}^{P_{Rx}\times P_{Tx}}$ et $\mathcal{A}(\boldsymbol{\phi}^{Tx}) \in \mathbb{C}^{N_{Tx}\times P_{Tx}}$ désignent respectivement la matrice directionnelle à la réception, la matrice des poids complexes des différents trajets et la matrice directionnelle à l'émission.

Contrairement à la majorité des modèles déduits directement de la distribution des diffuseurs, ce modèle peut prendre en compte plus qu'une interaction du signal entre Tx et Rx. Il peut aussi décrire un sous-ensemble de trajets qui arrivent sous différentes directions d'arrivée alors qu'ils partagent la même direction de départ ou également l'inverse. Cependant, cette formulation entraîne une perte de l'énergie due à l'approximation de $\mathcal{H}$ par un nombre fini des contributions.

b. *Extension du modèle de Saleh-Valenzuela*(SVM)

Le modèle SVM est un modèle non-directionnel empirique. Il suppose que les éléments de la réponse impulsionnelle d'un canal à trajets multiples forment des groupes ce qui correspond à des clusters de diffuseurs. Il a été étendu en intégrant les caractéristiques angulaires du canal doublement-directionnel [Wall 02, Chon 03b]. Dans ce cas, la réponse impulsionnelle se formule ainsi :

$$h_{ij}(t,\tau,\theta_t,\theta_r) = \sum_{p=0}^{P-1}\sum_{k=0}^{K-1} \alpha_{ij,kp}\delta(\tau-\tau_p-T_{kp})\delta(\theta_t-\theta_{t,p}-\vartheta_{t,kp})\delta(\theta_r-\theta_{r,p}-\vartheta_{r,kp})) \tag{1.55}$$

où τ_p, $\theta_{t,p}$ et $\theta_{r,p}$ sont respectivement le temps d'arrivée, la direction de départ et la direction d'arrivée du $p^{\text{ème}}$ cluster. α_{kp}, T_{kp}, $\vartheta_{t,kp}$ et $\vartheta_{r,kp}$ sont l'amplitude complexe, le temps d'arrivée, la direction d'arrivée et la direction de départ relatifs au $k^{\text{ème}}$ rayon du $p^{\text{ème}}$ cluster. P et K sont, respectivement, le nombre de clusters et le nombre de rayons par cluster. Les variables τ_p et T_{kl} sont décrits par deux densités de probabilité conjointes indépendantes :

$$f(\tau_p|\tau_{p-1}) = \upsilon e^{-\upsilon(\tau_p-\tau_{p-1})} \quad , \quad \tau_0 = 0 \tag{1.56}$$

$$f(T_{kp}|T_{(k-1)p}) = \Upsilon e^{-\Upsilon(T_{kp}-T_{(k-1)p})} \quad , \quad T_{0p} = 0 \tag{1.57}$$

Alors que les paramètres angulaires $\theta_{t,p}$ et $\theta_{r,p}$ sont distribués uniformément sur $[0, 2\pi)$, les angles relatifs $\vartheta_{t,kp}$ et $\vartheta_{r,kp}$ sont approchés empiriquement par une loi de *Poisson*.

$$f_\vartheta(\vartheta) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_\vartheta} e^{\left(-\left|\frac{\sqrt{2}\vartheta}{\sigma}\right|\right)} \tag{1.58}$$

où σ_ϑ est l'écart-type de ϑ. Le coefficient α_{kp} est une variable complexe gaussienne dont la moyenne relative à la puissance α_0^2 du premier trajet est donnée par (1.59).

$$\frac{E\{|\alpha_{kp}|^2\}}{E\{|\alpha_0|^2\}} = e^{-\frac{\tau_p}{\Gamma}} e^{-\frac{T_{kp}}{\gamma}} \tag{1.59}$$

Γ et γ sont deux constantes temporelles relatives aux clusters et aux rayons. Le tableau (1.1) liste les intervalles de variation des paramètres de ce modèle extraites des mesures expérimentales.

TAB. 1.1: Paramètres du modèle SVM-étendu

Paramètres	Valeur [Chon 03a, Spen 00]
Γ [ns]	$35 - 80$
γ [ns]	$30 - 80$
$\frac{1}{\Upsilon}$ [ns]	17
$\frac{1}{\upsilon}$ [ns]	$5 - 7$
$\sigma_{\vartheta}[^{\circ}]$	$22 - 26$

c. Modèle du COST 259/273

- COST 259 : Le modèle COST 259 figure parmi les tous premiers modèles utilisant l'information directionnelle [Corr 01]. Il représente aussi la base de plusieurs modèles plus évolués. Il repose sur la caractérisation de la réponse impulsionnelle doublement directionnelle. En effet, il modélise les distributions des paramètres temporels et angulaires partitionnés en clusters. Il est défini pour 13 environnements (urbain, espace ouvert, l'intérieur d'un bureau, ...) incluant les scénarios macro-, micro- et pico-cellulaires. Chaque environnement est décrit par des paramètres externes tel que la hauteur de la station de base et la fréquence centrale et par des paramètres globaux définis par un ensemble de densité de probabilité et de moments statistiques propres à chaque type d'environnement.
  COST 259 établit la notion de "zone de visibilité" qui permet de modéliser l'apparition et la disparition des clusters. Une zone de visibilité est une étendue physique dont le cluster associé contribue à la réponse impulsionnelle si le mobile s'y trouve. Elle est de forme circulaire paramétrée par son rayon et par des zones de transition afin de lisser la transition activation/désactivation du cluster correspondant. Plus de détails sont donnés dans [Moli 06, Aspl 06].
- COST 273 : Ce modèle montre une forte similarité avec le modèle précèdent. La différence consiste dans l'extension à d'autres types d'environnement et l'intégration du phénomène d'interactions multiples du signal [Corr 06]. Trois types de clusters sont définis afin de couvrir les différents types d'interactions : des clusters locaux au voisinage de l'émetteur et/ou du récepteur, des clusters à une seule interaction et des clusters à double interaction. Les types des clusters utilisés dépendent du type de l'environnement. A titre d'exemple, les clusters à une seule interaction représentent le mécanisme de propagation dominant dans un environnement macro-cellulaire [Corr 06]. L'ensemble des paramètres et des distributions statistiques caractérisant la réponse impulsionnelle doublement directionnelle relative aux différents environnements est donné dans [Corr 06].

d. Modèle 3GPP SCM

Le modèle spatial du canal (Spatial Channel Model) [3GPP 07] est développé par 3GPP (3^{rd} Génération Partnership Project) dans le but d'avoir une référence commune et representative du canal MIMO pour évaluer les différents systèmes multi-antennes en environnement outdoor. Il est défini pour les systèmes CDMA de fréquence centrale 2 GHz et de bande 5 MHz. Ce modèle consiste en deux parties : un modèle de calibration et un modèle de simulation système.

Modèle de calibration : Le modèle de calibration est un modèle très simplifié du canal dont le but est de tester la justesse de l'implémentation de la simulation et d'assurer la compatibilité entre les différents simulateurs. Ainsi, il permet de détecter les possibles erreurs au niveau de l'implémentation et non pas de tester les performances des algorithmes ou des systèmes. Généralement, ce modèle se limite à la représentation d'un seul lien radio entre l'émetteur et le récepteur.

Modèle de simulation : Ce modèle, développé afin d'évaluer les performances du système, est appelé modèle du canal. Il utilise l'approche double-directionnelle dans sa description du canal ce qui offre le choix de modifier les caractéristiques, les géométries et les orientations des antennes utilisées.

La structure du modèle est similaire au modèle directionnel du COST 259 [Corr 01]. On distingue deux points de différence. Le premier est qu'il ne s'agit pas d'un modèle continu. Le deuxième est qu'il ne décrit pas un mouvement continu d'importante portée mais il considère différentes positions de l'émetteur au sein du même cellule. Cependant, ce modèle est conçu de manière à tenir compte de la corrélation entre les différents paramètres.

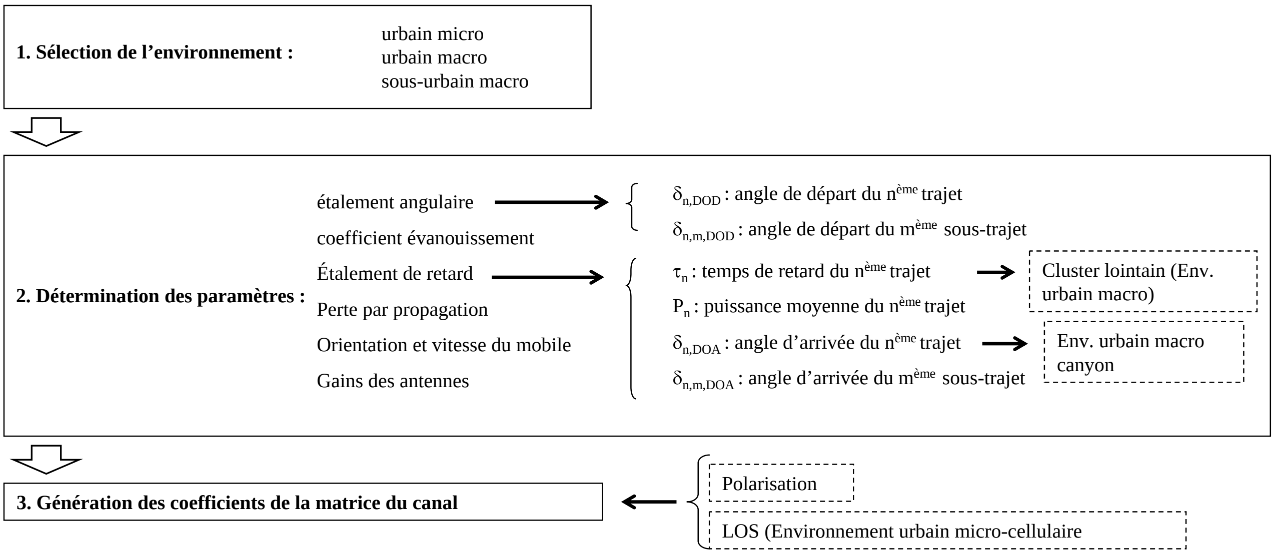


FIG. 1.8: Modèle 3GPP

Il différencie trois types d'environnements : environnement urbain macrocellulaire, environnement sous-urbain macrocellulaire et environnement microcellulaire (figure 1.8). La structure du modèle et la méthodologie de simulation sont les mêmes pour tous ces environnements et ne diffèrent que par les paramètres (étalement angulaire, étalement de retard, ...).

Dans le cas d'un mobile relié par un seul trajet à la station de base, on suppose que l'orientation et le sens de déplacement du réseau mobile ainsi que les diffuseurs aux alentours sont aléatoires. Le poids complexe du lien est donné par le modèle COST 231-Hata pour un environnement macrocellulaire et par le modèle COST 231-Walfish Ikegami pour un environnement microcellulaire. La réponse du canal est décrite à l'aide de 6 taps avec des retards et des puissances moyennes choisis de façon stochastique à partir des lois probabilistes. Chaque tap montre une dispersion angulaire à la réception et à l'émission. Ceci est traduit par la représentation de chaque tap par 20 sous-trajets ayant le même retard mais avec des DOA et DOD différentes. Ces DOAs (respectivement DODs) sont choisies d'une distribution gaussienne. Les 20 sous-trajets sont bruités autour de leur moyenne avec des offsets. Ces derniers sont fixés et tabulés dans le standard 3GPP.

Ce modèle présente deux caractéristiques majeures. Il s'agit d'un modèle non-continu car la description du canal est définie à partir d'un nombre fini de taps. La description du comportement du canal se réalise sur des intervalles de temps très courts de sorte que la seule variable qui change est la phase des sous-trajets due au mouvement de l'émetteur. On suppose que tous les diffuseurs sont stationnaires et que la variation temporelle n'est liée qu'au mouvement du mobile. Le modèle de simulation offre plusieurs configurations optionnelles telles que la polarisation, le cas de clusters éloignés, une composante LOS dans le cas d'un environnement micro-cellulaire, une distribution angulaire modifiée au niveau du mobile pour représenter le phénomène de propagation en canyons urbains.

e. Modèles IEEE 802.11n

Le modèle TGn de IEEE 802.11n [Erce 04] est développé pour le canal de communication MIMO en environnement indoor dans les bandes 2 GHz et 5 GHz et s'adresse aux canaux WLAN MIMO. Il distingue 6 environnements (de A à F) déduits des modèles SISO déjà développés pour le canal WLAN. Le modèle 802.11n est un modèle doublement directionnel similaire au modèle 3GPP/3GPP2 dont la réponse impulsionnelle directionnelle est approchée par un ensemble de clusters. Chaque cluster est caractérisé par 18 taps séparés d'au moins 10ns. Chaque tap possède un spectre directionnel (en azimut et en élévation) de puissance gouvernée par une distribution de *Laplace* tronquée et d'étalement dans [20° 40°]. Le nombre de clusters, déduit des mesures, varie de 2 à 6 et l'étalement de retard varie de 0 à 150ns. Les spectres angulaires à l'émission et à la réception au niveau de chaque cluster sont supposés indépendants mais corrélés à l'étalement angulaire correspondant.

1.4 Comparaison entre les modèles

Suite à la présentation des différentes classes des modèles, les avantages/inconvénients de chacune vont maintenant être résumés.

Les modèles déterministes font appel aux données physiques du canal. Par conséquent, ils ne s'appliquent qu'à des canaux dont on possède une description détaillée (dimensions géométriques, propriétés électromagnétiques, stationnarité du canal, ...). Ils offrent une précision proportionnelle au degré de finesse de la description de l'environnement de propagation. Cependant, la complexité des environnements réels de propagation augmente considérablement la complexité de calcul.

En ce qui concerne les modèles stochastiques, la simplicité dans la formulation et la complexité de calcul raisonnable sont leurs grands avantages. Les principaux défauts résident dans l'impuissance de séparer les effets des antennes de celui du canal de propagation et la limitation à la statistique du second ordre dans la description du canal. L'utilisation de la matrice de corrélation restreint la validité de ces modèles à la configuration NLOS. L'utilisation de la matrice de corrélation étendue affine la description du canal au détriment d'un accroissement de la complexité de calcul.

Les avantages des modèles géométrique-stochastiques sont

- une restitution implicite des phénomènes d'atténuation rapide (fast-fading) suite à la superposition des signaux issus des différents diffuseurs ;
- une traduction directe du phénomène de propagation physique : les zones de diffusion peuvent être identifiées grâce à des considérations géométriques ;
- la déduction de plusieurs paramètres de canal telle que la distribution conjointe retard-direction d'arrivée ou retard-direction de départ,
- une combinaison entre les modèles déterministes et les modèles stochastiques afin de mieux décrire le canal avec une complexité de calcul réduite.

En plus de ces avantages, la sous-classe présentée dans la section (1.3.3.2) se particularise par une description générique qui peut être appliquée à tout environnement. Elle présente une description du canal de propagation indépendamment des antennes utilisées et de leurs répartitions géométriques. Elle est valable pour une configuration LOS aussi bien que NLOS. Elle s'intéresse à l'ensemble des effets de propagation : diffusion, polarisation/dépalorisation, stationnarité du canal, sélectivité du canal, etc, qui peuvent être facilement intégrés au niveau du modèle.

Cependant, les modèles proposés par le COST 273, 3GPP ainsi que d'autres modèles utilisant la même approche et non cités ci dessus tel que le modèle du WINNER [El S 06], présentent une complexité accrue dans leur utilisation. La suite du rapport sera donc axée sur le développement d'une approche de modélisation simple capable de reproduire d'une manière fiable le comportement d'un canal bidirectionnel.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principes des plus importants modèles des canaux MIMO proposés en littérature. Ceci nous a permis d'identifier et souligner l'importance des modèles géométriques-stochastiques. Dans le chapitre suivant, nous proposons une nouvelle méthode de modélisation inspirée des modèles géométriques-stochastiques, afin d'essayer de concilier simplicité et description fine du canal.

Bibliographie

[3GPP 07] 3GPP. "Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. V(7.0.0), Technical Report 06-2007.

[Abdi 01] A. Abdi and M. Kaveh. "Space-time correlation modeling of multielement antenna systems in mobile fading channels". *in Proc. IEEE Conf. Acoustics, Speech, Signal Processing*, Vol. 4, May 2001.

[Aspl 06] H. Asplund, A. A. Glazunov, A. F. Molisch, K. I. Pedersen, and M. Steinbauer. "The COST259 directional channel model - part II : Macrocells". *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 5, No. 12, Dec.2006.

[Bone 03] E. Bonek, H. Ozcelik, M. Herdin, W. Weichselberger, and J. Wallace. "Deficiencies of the 'Kronecker' MIMO radio channel model". In : *in Proceeding of the 6th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC '03)*, Yokosuka, Japan, October 2003.

[Burr 03] A. Burr. "Capacity bounds and estimates for the finite scatterers MIMO wireless channel". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 21, No. 5, 2003.

[Byer 04] G. J. Byers and F. Takawira. "Spatially and temporally correlated MIMO channels : modeling and capacity analysis". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 53, No. 3, 2004.

[Chon 03a] C. Chong, C. Tan, D. Laurenson, M. Beach, and A. Nix. "A New Statistical Wideband Spatio-temporal Channel Model for 5-GHz Band WLAN Systems". *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, Vol. 21, No. 2, Feb. 2003.

[Chon 03b] C. Chong, C. Tan, D. Laurenson, S. McLaughlin, M. A. Beach, and A. Nix. "A new statistical wideband spatiotemporal channel model for 5-GHz band WLAN systems". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 21, No. 2, 2003.

[Corr 01] L. Correia. *Wireless Flexible Personalized Communications.* COST 259 : European Cooperation in Mobile Radio Research, Chichester : John Wiley & Sons, Ed. 2001.

[Corr 06] L. M. Correia. *Mobile Broadband Multimedia Networks : Techniques, Models and Tools for 4G.* Academic Press, UK. 2006.

[El S 06] H. El-Sallabi, D. Baum, P. Zetterberg, P. Kyosti, T. Rautiainen, and C. Schneider. "Wideband spatial channel model for MIMO systems at 5 GHz in indoor and outdoor environments". In : *Proc. IEEE VTC06 Spring*, Melbourne, Australia, May 2006.

[Erce 04] V. Erceg, L. Schumacher, and P. Kyritsi. "TGn channel models". *Tech. Rep. IEEE P802.11, Wireless LANs*, USA 2004.

[Gesb 02] D. Gesbert, H. Bolcskei, D. Gore, and A. Paulraj. "Outdoor MIMO wireless channels : models and performance prediction". *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 50, No. 12, pp. 1926–1934, Dec 2002.

[Kell 62] J. Keller. "Geometrical Theory of Diffraction". *Journal of the Optical Society of America*, Vol. 52, pp. 116–130, Feb. 1962.

[Kerm 02] J. P. Kermoal, L. Schumacher, K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and F. Frederiksen. "A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 20, No. 6, 2002.

[Kouy 74] R. Kouyoumjian and P. Pathak. "A uniform geometric theory of diffraction for an edge on a perfectly conducting surface". *IEEE Proceedings*, Vol. 62, pp. 1448–1461, Nov. 1974.

[Lueb 84] R. Luebbers. "Finite conductivity uniform GTD versus knife edge diffraction in prediction of propagation path loss". *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 32, pp. 70–76, 1 Jan. 1984.

[McNa 00] D. McNamara, M. Beach, P. Fletcher, and P. Karlsson. "Initial investigation of multiple-input multiple-output (MIMO)channels in indoor environments". *in Symposium on Communications and Vehicular Technology*, Oct.2000.

[Moli 06] A. F. Molisch, H. Asplund, R. Hedder, M. Steinbauer, and T. Zwick. "The COST259 directional channel model - part I : Overview and methodology". *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 5, No. 12, Dec.2006.

[Patz 06] M. Patzold and B. Hogstad. "A Wideband MIMO Channel Model Derived From the Geometric Elliptical Scattering Model". *ISWCS '06. 3rd International Symposium on Wireless Communication Systems*, pp. 138–143, 6-8 Sept. 2006.

[Saye 02] A. M. Sayeed. "Deconstructing multiantenna fading channels". *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 50, No. 10, 2002.

[Shin 04] H. Shin and J. H. Lee. "Performance analysis of space–time block codes over keyhole Nakagami-m fading chanels". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 53, No. 2, pp. 351–362, 2004.

[Simo 07] R. S. Simon and A. Alejandro. *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems.* Wiley & Sons, May 2007.

[Soma 02] P. Soma, D. Baum, V. Erceg, R. Krishnamoorthy, and A. Paulraj. "Analysis and Modeling of Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Radio Channel Based on Outdoor Measurements Conducted at 2.5 GHz for Fixed BWA Applications". *in Proc. IEEE Intern. Conf on Comm., ICC 2002*, Vol. 1, Apr./May 2002.

[Spen 00] Q. Spencer, B. Jeffs, M. Jensen, and A. Swindlehurst. "Modeling the Statistical Time and Angle of Arrival Characteristics of an Indoor Multipath Channel". *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, Vol. 18, No. 3, Mar. 2000.

[Wall 02] J. W. Wallace and M. A. Jensen. “Modeling the indoor MIMO wireless channel”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 50, No. 5, 2002.

[Weic 06] W. Weichselberger, M. Herdin, H. Ozcelik, and E. Bonek. “A stochastic MIMO channel model with joint correlation of both link ends”. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 5, No. 1, 2006.

[Zaji 06] A. G. Zajic and G. L. Stuber. “Space-Time Correlated MIMO Mobile-To-Mobile Channels”. *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2006 IEEE 17th International Symposium on*, pp. 1–5, Sept. 2006.

Chapitre 2

Modèle matriciel

2.1 Introduction

Actuellement, le choix de la modélisation des canaux MIMO se porte sur les modèles géométrique-stochastiques qui estiment la position des clusters, leurs rayons et le nombre de diffuseurs intra-cluster à partir de tirages dans des lois statistiques, l'aspect géométrique n'intervenant que pour le calcul des retards, angles d'arrivée/départ des rayons. Une étape préliminaire et indispensable repose sur la caractérisation fine de l'environnement et l'extraction des paramètres descriptifs du canal. L'objectif de ce chapitre est de rappeler brièvement les techniques de caractérisation expérimentale du canal et le traitement des données associées. De nombreux algorithmes basés sur des méthodes spectrales, de décomposition matricielle ou encore d'analyses paramétriques permettent d'extraire les paramètres pertinents du canal. Les avantages et limitations de ces algorithmes seront discutés. Une nouvelle technique de pré-traitement des données est proposée afin d'estimer de façon fiable le nombre de sources. Notons par ailleurs que certaines de ces méthodes sont très complexes à mettre en œuvre. Une nouvelle approche de modélisation basée sur la décomposition en matrices diagonales par bloc a été développée dans le cadre de cette thèse.

2.2 Sondage de Canal et traitements préliminaires

Dans ce paragraphe nous allons successivement rappeler les différentes techniques de sondage utilisées ainsi que les traitements appliqués aux mesures.

2.2.1 Sondage de canal

Le sondage de canal consiste à mesurer la réponse impulsionnelle ou la fonction de transfert du canal de propagation. Il s'agit d'émettre un signal périodique large-bande ou bande-étroite et de mesurer à la réception la distorsion due à la propagation à travers le canal. Dans le cas d'un sondage large-bande, on distingue plusieurs types de signaux utilisés tel qu'un signal PSK modulé par une séquence pseudo-aléatoire [EB P, Kivi 01a, Zeti 04], un signal multi-porteuses [1]

[1]La méthode du signal multitons, en particulier un signal harmonique, consiste à utiliser une somme de composantes sinusoïdales.

avec un faible facteur de crête[2][RUSK] ou avec un balayage en fréquence [Salo 02, Lehn 02]. La forme d'onde transmise est particulièrement conçue afin d'optimiser certains paramètres tel que la dynamique [Moli 93], l'enveloppe du signal ou le PAPR (Peak to Average Power Ratio). Pour éviter une dérive de phase, la synchronisation entre Tx et Rx doit être assurée. Une synchronisation entre l'émetteur et le récepteur peut être soit permanente en reliant Tx et Rx pendant toutes les mesures (câble coaxial, fibre optique, connexion TCP/IP [Lehn 02]) soit on synchronise (étalons de fréquence synchrones, oscillateur au Rubidium [Baud 95], GPS) au début des mesures et on estime ensuite que les sources restent synchrones, ce qui nécessite une très bonne stabilité en fréquence.

On distingue trois principales méthodes pour sonder un canal de propagation suivant l'architecture du système :

(i) Une seule chaîne RF avec des réseaux virtuels formés d'une seule antenne se déplaçant sur un rail [Medb 02, Hane 03]. Dans ce cas une hypothèse fondamentale est la stationnarité du canal durant l'acquisition d'une matrice du canal.

(ii) Des réseaux d'antennes physiques et une seule chaîne RF ; on effectue des enregistrements séquentiels en commutant les différentes combinaisons entrée-sortie.

(iii) Un système de sondage en parallèle [Salo 02]. Ceci permet d'enregistrer simultanément tous les éléments de la matrice du canal. Cette technique est la plus proche des systèmes MIMO réels, car elle évite le retard de phase induit par le temps de commutation dans le cas d'une acquisition séquentielle. Malgré cet avantage, les sondeurs de canaux MIMO parallèles demeurent très rares. Ceci est dû à la complexité et le coût d'un tel sondeur. La chaîne RF doit être dupliquée identiquement au nombre d'antennes. La procédure de calibrage doit en plus tenir compte de tous les retards possibles entre les différentes chaînes d'acquisition.

Évidement, toute combinaison de ces architectures est aussi une solution possible pour sonder le canal, tel qu'un multiplexage temporel à l'émission et une structure parallèle à la réception [Salo 04] ou un réseau virtuel à l'émission et un multiplexage temporel à la réception [Oezc 04].

La caractérisation va dépendre du type et des dimensions de l'environnement investigué (micro-,macro-cellulaire, ...), les coordonnées des émetteurs/récepteurs, la fréquence du signal, la vitesse du mobile, etc.

2.2.2 Caractéristiques et géométries des réseaux d'antennes

Les caractéristiques des antennes font partie intégrante de la fonction de transfert du canal et, en conséquence, (1.11) est modifiée de la manière suivante :

$$\mathcal{H}(\overrightarrow{\boldsymbol{p}}_{Rx}, \overrightarrow{\boldsymbol{p}}_{Tx}, f_m, t_n) = \sum_{l=1}^{L(t)} e^{-j2\pi f_m \tau_l} e^{-j2\pi t_n \nu_l} \mathbf{g}_{Rx}(f_m) \mathbf{g}_{Tx}(f_m) \begin{bmatrix} \mathbf{b}_{Rx}^{H}\left(\boldsymbol{a}(\phi_l^{Rx}, \theta_l^{Rx})\right) & \mathbf{b}_{Rx}^{V}\left(\boldsymbol{a}(\phi_l^{Rx}, \theta_l^{Rx})\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_{HH} & \gamma_{VH} \\ \gamma_{HV} & \gamma_{VV} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{b}_{Tx}^{H}\left(\boldsymbol{a}(\phi_l^{Tx}, \theta_l^{Tx})\right) \\ \mathbf{b}_{Tx}^{V}\left(\boldsymbol{a}(\phi_l^{Tx}, \theta_l^{Tx})\right) \end{bmatrix} \tag{2.1}$$

où $\mathbf{g}$, $\mathbf{b}^H$ et $\mathbf{b}^V$ sont respectivement le vecteur fonction de transfert, le vecteur diagramme de rayonnement en champs lointain en polarisation verticale et horizontale du réseau d'antennes. Les

[2] Le facteur de crête est déterminé en divisant la valeur de crête par la valeur RMS.

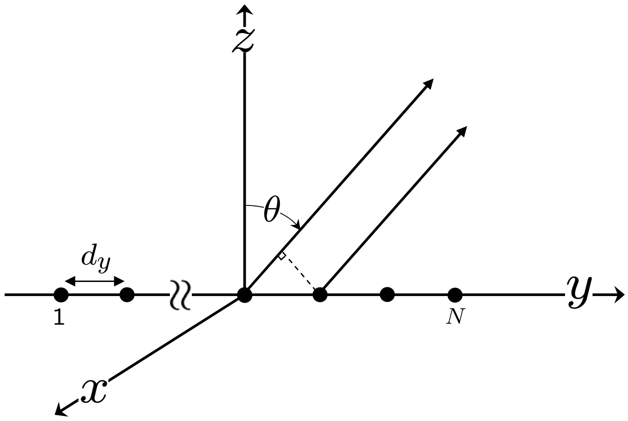
directions de départ/arrivée des trajets étant pondérées par le diagramme de rayonnement des antennes, un traitement préliminaire des données est nécessaire pour rendre les résultats indépendants des caractéristiques des antennes. Une première méthode consiste à développer une base de données contenant les caractéristiques directionnelles du réseau d'antennes mesurées dans une chambre anéchoique. L'avantage de cette approche réside dans sa simplicité et sa capacité à décrire toutes les géométries possibles d'un réseau d'antennes qu'il soit homogène ou non. Cependant, son inconvénient est que b est un modèle contenu en fonction de ϕ et θ alors qu'on ne peut avoir que des observations de b sur un maillage de son domaine de définition. La réponse du réseau dans une direction non enregistrée est donnée par l'interpolation des plus proches directions enregistrées. Une autre approche plus pratiquée est basée sur la similitude entre toutes les antennes utilisées. Ceci permet de réduire considérablement la complexité du traitement préliminaire. Cette dernière hypothèse sera adoptée dans tout le reste du rapport.

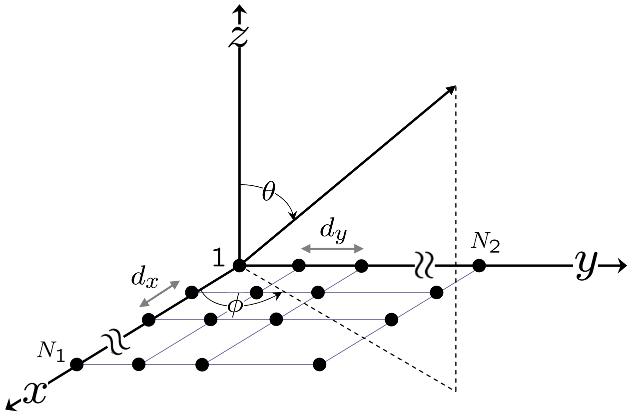
Les modèles géométriques-stochastiques sont aussi dépendants de la répartition spatiale. En effet, la géométrie du réseau d'antennes dicte la dimension de l'espace de résolution de ce dernier. Elle définit aussi le domaine de variation des paramètres spatiaux. Une distribution rectiligne des antennes [Salo 04, Oezc 04] permet une résolution suivant une seule dimension angulaire (azimut ou élévation) d'étendue maximale π (un demi-plan). Une distribution surfacique (circulaire [Salo 02], rectangulaire [Hane 03], triangulaire [Kuro 03], en croix [Verh 03], etc.) permet une résolution spatiale suivant les deux dimensions angulaires (élévation et azimut) de couverture maximale égale à un demi-espace. Par contre, une distribution volumique (cubique [Tsuc 04], sphérique [Kivi 01b], cylindrique [Tan 04], etc.) assure une résolution angulaire dans tout l'espace.

Généralement, on affecte une répartition uniforme aux éléments du réseau qui permet de faciliter l'estimation des paramètres directionnels. Ceci permet d'avoir un déphasage constant entre deux éléments successifs de la réponse du réseau à une source éloignée. En plus et afin de satisfaire le théorème d'échantillonnage spatial, la distance inter-éléments doit être inférieure à la moitié de la longueur d'onde du signal reçu. Ceci permet d'éviter des ambiguïtés sur les angles estimés. Le tableau (2.1) liste les vecteurs de direction relatifs aux réseaux d'antennes les plus répandus.

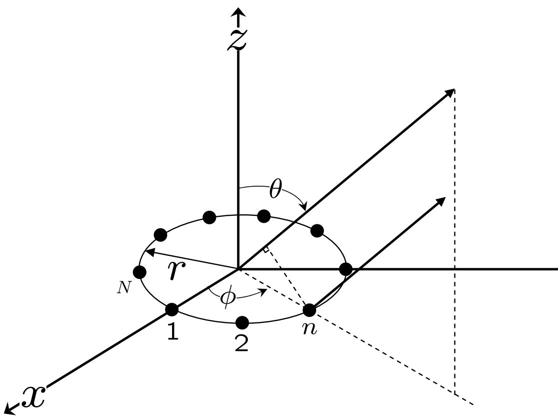
Tab. 2.1: Vecteurs des directions des différentes géométries des réseaux d'antennes

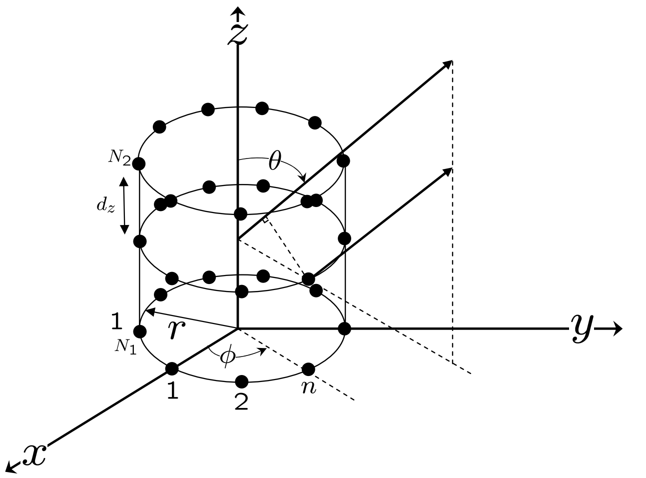
Réseau linéaire uniforme (ULA)	Réseau rectangulaire uniforme (URA)
(a) $\boldsymbol{a} = \left\{ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} n d_y \sin\theta} \right\}_{0 \leqslant n \leqslant N-1}$	(b) $\boldsymbol{a} = \left\{ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(n_1 d_x \cos\phi \sin\theta + n_2 d_y \sin\phi \sin\theta)} \right\}^{0 \leqslant n_1 \leqslant N_1-1}_{0 \leqslant n_2 \leqslant N_2-1}$





Réseau circulaire uniforme (UCA)	Réseau cylindrique uniforme
(c) $\boldsymbol{a} = \left\{ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} r \sin\theta \cos\left(\phi - \frac{2\pi n}{N}\right)} \right\}_{0 \leqslant n \leqslant N-1}$	(d) $\boldsymbol{a} = \left\{ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\left(r \sin\theta \cos\left(\phi - \frac{2\pi n_1}{N_1}\right) + n_2 d_z \cos\theta\right)} \right\}^{0 \leqslant n_1 \leqslant N_1-1}_{0 \leqslant n_2 \leqslant N_2-1}$





2.2.3 Calibrage des réseaux d'antennes

La faible distance entre antennes qui favorise le phénomène du couplage mutuel et les erreurs dues à la réalisation et à l'électronique embarquée engendrent des distorsions de phase et d'amplitude par rapport de la réponse d'un réseau d'antenne supposé idéal. Si on souhaite une caractérisation fine des paramètres, il est nécessaire de compenser ces défauts par une procédure de calibrage. Soit un réseau de M antennes illuminé par une onde plane d'amplitude complexe γ_p sous la direction (ϕ_p, θ_p), le signal $x_{mes,p,i}$ mesuré par le $i^{\text{ème}}$ élément, peut s'écrire mathématiquement :

$$x_{mes,p,i} = \varepsilon_i a_i(\theta_p, \phi_p)\gamma_p + \sum_{k=1,k\neq i}^{M} \varepsilon_{i,k} a_k(\phi_p, \theta_p)\gamma_p \tag{2.2}$$

où le coefficient complexe $\varepsilon_{i,k}$ représente le couplage entre le $k^{\text{ème}}$ et le $i^{\text{ème}}$ élément du réseau. On suppose que $\varepsilon_{i,k}$ est indépendant de la direction d'incidence. ε_i résume les imperfections qui engendrent la non-uniformité sur le diagramme de rayonnement de l'antenne seule. $a_i(\phi_p, \theta_p)$ est le $i^{\text{ème}}$ élément du vecteur directeur correspondant à la direction (ϕ_p, θ_p). L'ensemble de la réponse du réseau s'écrit sous forme vectorielle comme suit :

$$\boldsymbol{x}_{mes,p} = \Upsilon \boldsymbol{a}(\phi_p, \theta_p)\gamma_p \tag{2.3}$$

où $\Upsilon \in \mathbb{C}^{M\times M}$ est appelée matrice de distorsion que l'on cherche à estimer. Elle est symétrique et sa diagonale principale décrit les imperfections propres à chaque élément alors que les autres diagonales quantifient le couplage mutuel entre antennes. Dans la littérature, on distingue différentes approches pour estimer Υ^{-1} [Cher 05, Gupt 03, Somm 01]. Cette matrice de calibrage, propre à chaque réseau, est généralement estimée d'une manière déterministe (en offline) et est basée sur des mesures en chambre anéchoique.

En l'absence de distorsion ($\Upsilon = \mathcal{I}_M$), l'espace signal au niveau de (2.3) est de dimension égale à 1. Il est engendré par le vecteur $\boldsymbol{a}$ [Somm 01]. Il en résulte l'existence d'une famille libre $(\boldsymbol{c}_{1,p}, \boldsymbol{c}_{2,p}, \cdots, \boldsymbol{c}_{M-1,p})$ engendrant l'espace bruit et vérifiant :

$$\boldsymbol{c}_{k,p}^{\mathsf{h}}\boldsymbol{a}_p = \boldsymbol{c}_{k,p}^{\mathsf{h}}\boldsymbol{x}_{mes,p}|_{\Upsilon=\mathcal{I}_M} = 0 \qquad , \quad k = 1, \cdots, M-1 \tag{2.4}$$

Généralement Υ est souvent différente de la matrice identité et l'égalité (2.4) n'est plus vérifiée bien que le réseau soit toujours illuminé par une seule onde plane. Ainsi, afin de satisfaire (2.4), il faut compenser l'effet de Υ. Autrement dit, il faut trouver la matrice de calibrage $\Upsilon_{cal} = \Upsilon^{-1}$ qui permettra d'éliminer les effets de Υ. Par conséquent, la matrice de calibrage estimée sera celle qui compensera le maximum de distorsions contenues dans $\boldsymbol{x}_{mes,p}$ afin de s'approcher d'un vecteur mesure sans défaut vérifiant (2.4). Ainsi, Υ_{cal} sera donné par l'argument de $\min\limits_{\Upsilon_{cal}}\left(\boldsymbol{c}_{k,p}^{\mathsf{h}}\Upsilon_{cal}\boldsymbol{x}_{mes,p}\right)$ ou encore de $\min\limits_{\Upsilon_{cal}}\left\|\boldsymbol{c}_{k,p}^{\mathsf{h}}\Upsilon_{cal}\boldsymbol{x}_{mes,p}\right\|^2$ [Rich 05]. Une estimation de Υ_{cal} notée $\tilde{\Upsilon}_{cal}$ est obtenue en utilisant l'opérateur $vec(.)$ [3] comme suit :

$$\begin{aligned}
\tilde{\Upsilon}_{cal} &= \arg\min_{\Upsilon_{cal}}\left(\left(\boldsymbol{c}_{k,p}^{\mathsf{h}}\Upsilon_{cal}\boldsymbol{x}_{mes,k}\right)\cdot\left(\boldsymbol{c}_{k,p}^{\mathsf{h}}\Upsilon_{cal}\boldsymbol{x}_{mes,p}\right)^{\mathsf{h}}\right)\\
&= \arg\min_{\Upsilon_{cal}}\left(\boldsymbol{c}_{k,p}^{\mathsf{h}}\Upsilon_{cal}\mathcal{I}_M\cdot\boldsymbol{x}_{mes,p}\boldsymbol{x}_{mes,p}^{\mathsf{h}}\cdot\mathcal{I}_M\Upsilon_{cal}^{\mathsf{h}}\boldsymbol{c}_{k,p}\right)\\
&= \arg\min_{\Upsilon_{cal}}\left(vec\left(\boldsymbol{c}_{k,p}^{\mathsf{h}}\Upsilon_{cal}\mathcal{I}_M\right)^{\mathsf{t}}\cdot\boldsymbol{x}_{mes,p}\boldsymbol{x}_{mes,p}^{\mathsf{h}}\cdot vec\left(\boldsymbol{c}_{k,p}^{\mathsf{t}}\Upsilon_{cal}^{*}\mathcal{I}_M\right)\right)
\end{aligned} \tag{2.5}$$

En prenant le conjugué du scalaire réel positif à droite de (2.5) et en utilisant de nouveau l'opérateur $vec(.)$, on obtient :

$$\begin{aligned}
\tilde{\Upsilon}_{cal} &= \arg\min_{\Upsilon_{cal}}\left(vec(\Upsilon_{cal})^{\mathsf{t}}\cdot\left(\mathcal{I}_M\otimes\boldsymbol{c}_{k,p}^{*}\right)\boldsymbol{x}_{mes,p}\boldsymbol{x},\,\boldsymbol{p}_{mes}^{\mathsf{h}}\left(\mathcal{I}_M\otimes\boldsymbol{c}_{k,p}^{\mathsf{t}}\right)\cdot vec(\Upsilon_{cal})^{*}\right)\\
&= \arg\min_{\Upsilon_{cal}}\ vec(\Upsilon_{cal})^{\mathsf{h}}\cdot\underbrace{vec\left(\boldsymbol{c}_{k,p}\boldsymbol{x}_{mes,p}^{\mathsf{h}}\right)vec\left(\boldsymbol{c}_{k,p}\boldsymbol{x}_{mes,p}^{\mathsf{h}}\right)^{\mathsf{h}}}\cdot vec(\Upsilon_{mes})\\
&= \arg\min_{\Upsilon_{cal}}\ vec(\Upsilon_{cal})^{\mathsf{h}}\qquad\qquad\mathcal{R}_{k,p}\qquad\qquad vec(\Upsilon_{cal})
\end{aligned} \tag{2.6}$$

Afin d'augmenter la stabilité de l'estimation de $\tilde{\Upsilon}_{cal}$, on optimise (2.6) sur différents points de référence $p = 1, \cdots, P$ et sur tous les vecteurs $(\boldsymbol{c}_{k,p})_{1\leqslant k\leqslant M-1}$. Ceci donne [Rich 05] :

$$\tilde{\Upsilon}_{cal} = \arg\min_{\Upsilon_{cal}}\left\{vec(\Upsilon_{cal})^{\mathsf{h}}\left(\sum_{p=1}^{P}\sum_{k=1}^{M-1}\mathcal{R}_{k,p}\right)vec(\Upsilon_{cal})\right\} \tag{2.7}$$

En d'autres termes $\tilde{\Upsilon}_{cal}$, solution de (2.7), est donnée par la transformation vec^{-1} du vecteur propre de la matrice $\left(\sum_{p=1}^{P}\sum_{k=1}^{M-1}\mathcal{R}_{k,p}\right)$ correspondant à sa plus petite valeur propre.

[3] $vec\left(\mathcal{X}\mathcal{Y}\mathcal{Z}\right) = \left(\mathcal{Z}^{\mathsf{t}}\otimes\mathcal{X}\right)vec(\mathcal{Y})$

2.2.4 Représentation de la fonction de transfert mesurée du canal

L'expression analytique de la fonction de transfert du canal doublement directionnel développée au premier chapitre est idéale et n'intègre pas les contraintes de bruit inhérentes aux mesures. La fonction de transfert mesurée peut se mettre sous la forme suivante :

$$\mathcal{H}(f_i, t_j) = \sum_{l=1}^{L} \gamma_l \mathcal{H}_l(f_i, t_j, \mu_l) + \mathcal{N}_l(f_i, t_j) \tag{2.8}$$

où γ_l et μ_l sont respectivement le poids complexe et le vecteur paramètre caractéristique du $l^{\text{ème}}$ trajet. $\mathcal{N}_l(f_i, t_j)$ est un bruit blanc gaussien de même taille que $\mathcal{H}_l$. Des mesures en large-bande $\mathcal{H}(f_i, t_j)_{1 \leqslant i \leqslant M_f}$ et en temps $\mathcal{H}(f_i, t_j)_{1 \leqslant j \leqslant M_t}$ attribue à $\mathcal{H}$ une forme matricielle quadridimensionnelle de taille $M_{Rx} \times M_{Tx} \times M_f \times M_t$. Chaque dimension correspond à l'échantillonnage dans un domaine. Ces quatre domaines sont le domaine spatial à la réception, le domaine spatial à l'émission, le domaine fréquentiel et le domaine temporel. En outre, l'utilisation des réseaux d'antennes muti-dimensionnels (réseau rectangulaire, réseau sphérique, etc.) étend la forme de $\mathcal{H}$ sur plus que de 4 dimensions.

Une autre représentation vectorielle de la fonction de transfert d'un canal doublement-directionnel, de façon analogue à un canal uni-directionnel, est aussi possible en concaténant verticalement les vecteurs de $\mathcal{H}$. Elle est donnée comme suit :

$$\begin{aligned} \boldsymbol{h}(f_i, t_j) &= \mathit{vec}\left(\mathcal{H}(f_i, t_j)_{\substack{1 \leqslant i \leqslant M_f \\ 1 \leqslant j \leqslant M_t}}\right) + \mathit{vec}\left(\mathcal{N}_e\right) \\ &= \left[\mathcal{H}(1,1,1,1), \cdots, \mathcal{H}(M_{Rx},1,1,1), \mathcal{H}(1,2,1,1), \cdots, \mathcal{H}(M_{Rx}, M_{Tx}, M_f, M_t)\right]^{\mathrm{t}} + \mathit{vec}\left(\mathcal{N}_e\right) \end{aligned} \tag{2.9}$$

Une représentation plus compacte de (2.9) est :

$$\begin{aligned} \boldsymbol{h}(f_i, t_j)_{\substack{1 \leqslant i \leqslant M_f \\ 1 \leqslant j \leqslant M_t}} &= \sum_{l=1}^{L} \mathit{vec}\left(\mathcal{H}_l(f_i, t_j, \mu_l)\right) \gamma_l + \mathit{vec}\left(\mathcal{N}_l\right) \\ &= \left[\mathit{vec}\left(\mathcal{H}_1(f_i, t_j, \mu_1)\right), \mathit{vec}\left(\mathcal{H}_2(f_i, t_j, \mu_2)\right), \cdots, \mathit{vec}\left(\mathcal{H}_L(f_i, t_j, \mu_L)\right)\right] \boldsymbol{\gamma} + \mathit{vec}\left(\mathcal{N}\right) \end{aligned} \tag{2.10}$$

Il est important de noter que la formulation de $\boldsymbol{h}$ est similaire au modèle linéaire d'un canal SIMO stationnaire en bande étroite dont la fonction de canal s'énonce ainsi :

$$\boldsymbol{h} = \mathcal{A}\boldsymbol{\gamma} + \boldsymbol{n} \tag{2.11}$$

où $\mathcal{A}$ est la matrice des directions et $\boldsymbol{n}$ est un vecteur bruit blanc gaussien.

2.3 Estimation des paramètres des trajets

Cette étape consiste à extraire à partir de la fonction de transfert du canal les paramètres caractéristiques des différents trajets liant l'émetteur au récepteur (tableau 2.2). Elle permet d'alimenter la prochaine étape dans la procédure de modélisation et de déduire certains paramètres statistiques descriptifs tel que l'étalement angulaire ou l'étalement de retard.

TAB. 2.2: Estimation des paramètres des trajets de propagation

Paramètres	Désignation
Nombre de trajets	L
Direction de départ (DOD)	$\boldsymbol{\phi}_{Tx} = [\phi_{Tx,1}, \cdots, \phi_{Tx,L}]^{\mathsf{t}}$, $\boldsymbol{\theta}_{Tx} = [\theta_{Tx,1}, \cdots, \theta_{Tx,L}]^{\mathsf{t}}$
Direction d'arrivée (DOA)	$\boldsymbol{\phi}_{Rx} = [\phi_{Rx,1}, \cdots, \phi_{Rx,L}]^{\mathsf{t}}$, $\boldsymbol{\theta}_{Rx} = [\theta_{Rx,1}, \cdots, \theta_{Rx,L}]^{\mathsf{t}}$
Temps de retard	$\boldsymbol{\tau} = [\tau_1, \cdots, \tau_L]^{\mathsf{t}}$
Fréquence Doppler	$\boldsymbol{\nu} = [\nu_1, \cdots, \nu_L]^{\mathsf{t}}$
Gains complexes	$\boldsymbol{\gamma} = [\gamma_1, \cdots, \gamma_L]^{\mathsf{t}}$
Étalement angulaire	$\mathcal{A}_{rms}$
Étalement de retard	τ_{rms}

Elle se fait en post-traitement à travers deux sous-étapes :

(i) La détection du nombre des trajets ;

(ii) L'estimation des paramètres relatifs à chaque trajet.

Cette distinction en deux sous-étapes qui est rendue nécessaire par la plupart des algorithmes d'estimation des paramètres des trajets de propagation suppose la connaissance a priori du nombre des trajets.

2.3.1 Détection du nombre des trajets

Un intérêt particulier doit être accordé au choix de la technique de détection car une détection fiable permet non seulement l'utilisation efficace des potentialités des algorithmes de haute résolution multi-dimensionnels mais aussi l'interprétation correcte des paramètres estimés. En effet, une erreur dans la détection du nombre des trajets affecte la précision des résultats de l'estimation et typiquement ces erreurs se produisent avec les algorithmes de hautes résolutions multi-dimensionnels (MUSIC, SAGE, ESPRIT, ...). Le paragraphe suivant détaille les différentes approches pour la détection du nombre des trajets .

La fonction de transfert du canal mise sous la forme (2.10) permet de transformer la fonction de transfert d'un canal MIMO en une formulation analogue à celle d'un canal SIMO et de se ramener, ainsi, au problème classique d'estimation du nombre des sources dans un canal SIMO. Ce dernier s'exprime ainsi :

$$\boldsymbol{x} = \mathcal{A}\boldsymbol{s} + \boldsymbol{n} \tag{2.12}$$

Où $\boldsymbol{x}$, $\mathcal{A}$, $\boldsymbol{s}$ et $\boldsymbol{n}$ sont respectivement le vecteur signal mesuré, la matrice des directions, le vecteur des sources, qui est équivalent au vecteur des amplitudes des trajets, et un vecteur bruit blanc gaussien additif. Par conséquent, on s'appuiera, d'abord, sur les techniques d'estimation du nombre des sources, décrites dans la littérature, afin de détecter le nombre des trajets de propagation. Ensuite, nous proposerons une optimisation de ces techniques. Pour des raisons de simplifications, on ignorera dans la suite l'effet Doppler. Une étape qui précède la détection du nombre des trajets consiste à définir l'intervalle de variation de ce dernier.

2.3.1.1 Intervalle de variation du nombre des trajets

L'objectif est de déterminer pour une matrice de canal de dimension donnée, le nombre maximal de trajets qui peuvent être détectés théoriquement. Dans le cas MIMO, la matrice du canal est cubique. A partir d'une réalisation de la matrice $\mathcal{H}$, notée $\mathcal{H}_1$, on forme des sous matrices associées à des sous réseaux à l'émission et à la réception de taille respectivement M_{Rxs} et M_{Txs} et balayant un intervalle de fréquences M_{fs} inférieur à M_f. En d'autres termes, cette décomposition revient à décomposer la matrice cubique en un nombre M_s de cubes de dimension inférieure à (M_{Rx}, M_{Tx}, M_f). Il s'agit d'un lissage spatial et M_s est donné par (2.13)

$$M_s = (M_{Rx} - M_{Rxs} + 1)\,(M_{Tx} - M_{Txs} + 1)\,(M_f - M_{fs} + 1) \tag{2.13}$$

Si maintenant on effectue N observations indépendantes du canal, l'application de l'opérateur *vec* à toutes les sous-matrices afin d'avoir des observations sous forme de vecteur-colonne génère une nouvelle matrice $\mathcal{H}_s$ de taille $M \times M_s N$ où $M = M_{Rxs}M_{Txs}M_{fs}$ dont une estimation de la matrice de corrélation est donnée par (2.14),

$$\mathcal{R}_s = \mathcal{H}_s \mathcal{H}_s^{\mathsf{h}} \tag{2.14}$$

On déduit de (2.14) que le nombre maximal de trajets qu'on peut théoriquement estimer est donné par (2.15)

$$d_{max} = \min\left(\frac{(M_{Rxs}-1)\,M}{M_{Rxs}}\ ,\ \frac{(M_{Txs}-1)\,M}{M_{Txs}}\ ,\ \frac{(M_{fs}-1)\,M}{M_{fs}}\ ,\ M_s N\right) \tag{2.15}$$

2.3.1.2 Techniques de détection du nombre de trajets de propagation

Les algorithmes d'estimation du nombre de trajets $\hat{L}$ se classifient en fonction des critères mathématiques qu'ils utilisent. Généralement trois principales classes sont identifiées. La première classe concerne les méthodes basées sur les propriétés des valeurs propres (multiplicité, distribution, ...). En effet, compte tenu de certaines hypothèses sur les données telles que la décorrélation du signal et/ou du bruit, ces méthodes utilisent l'information contenue dans les valeurs propres de la matrice de corrélation. La deuxième classe utilise les particularités algébriques que présentent des vecteurs propres de la matrice de corrélation. La dernière classe se base sur l'évaluation des erreurs d'estimation du signal reçu.

a. Méthodes basées sur les valeurs propres de la matrice de corrélation

On distingue quatre méthodes dans cette classe basées sur divers critères, à savoir des critères basés sur la théorie de l'information [Wong 90, Wax 85], des critères basés sur la théorie de la décision, des critères basés sur la variation des valeurs propres et des critères basés sur la localisation géométrique des valeurs propres.

a.1 Critères basés sur la théorie de l'information :

Soient $H = \{\boldsymbol{h}_1, \cdots, \boldsymbol{h}_N\}$ un ensemble fini de N observations obtenues à partir d'un modèle défini comme une famille de n densités de probabilité, n représentant alors l'ordre du modèle. A partir de l'ensemble des ζ paramètres de ces n distributions, on forme le vecteur $\boldsymbol{\vartheta} \in \mathbb{R}$. L'idée des critères basés sur la théorie de l'information (ITC) consiste à déterminer la valeur optimale de n

en minimisant la distance de Kullback-Leibler [4] entre les observations réalisées et celles déduites du modèle. Les critères les plus répandus dans cette approche sont :

- Critère d'information d'Akaike (AIC) [Wong 90] ;
- Longueur minimale de description (MDL) [Zhao 86] ;
- Critère efficace de détection (EDC) [Yin 87].

Les critères précités peuvent être utilisés afin d'estimer le nombre des trajets en associant l'ordre du modèle statistique au nombre de trajets qui engendrent les observations réalisées. Cette estimation s'effectue en minimisant le critère, noté ITC, en fonction du nombre possible de sources qu'on peut détecter. Ces critères sont tous associés à l'algorithme de maximum de vraisemblance, communément utilisé dans des problèmes d'estimation et dont une expression générale est donnée par (2.16). Il s'exprime en fonction de deux termes dont le premier, commun à tous les critères, est le logarithme de l'inverse du Maximum de vraisemblance ($-\log[\mathscr{L}]$) traduisant l'erreur de fidélité, tandis que le second terme $\mathscr{P}$ est une fonction d'ajustement propre à chaque critère pénalisant le choix des ordres élevés. Dans la suite, nous allons successivement détailler le premier terme de (2.16), le deuxième terme sera quant à lui décrit pour chaque critère proposé.

$$ITC(l) = -\log\left[\mathscr{L}\left(\boldsymbol{\vartheta}^{(l)}|H\right)\right] + \mathscr{P}(\zeta, N) \quad , \quad l = 0, 1, \cdots, M-1. \tag{2.16}$$

Le point de départ de la démonstration est l'estimation de la matrice de corrélation $\mathcal{R}$ de H notée $\widetilde{R}$ (2.17).

$$\begin{aligned} \widetilde{R} &= \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} \boldsymbol{h}_n \boldsymbol{h}_n^{\mathsf{h}} \\ &= \widetilde{U}\widetilde{D}\widetilde{U}^{\mathsf{h}} \\ &= [\tilde{\boldsymbol{u}}_1, \cdots, \tilde{\boldsymbol{u}}_M]\, diag\left(\tilde{\lambda}_1, \cdots, \tilde{\lambda}_M\right)[\tilde{\boldsymbol{u}}_1, \cdots, \tilde{\boldsymbol{u}}_M]^{\mathsf{h}} \end{aligned} \tag{2.17}$$

où $\boldsymbol{h}_n = [h_1, h_2, \cdots, h_M]^{\mathsf{t}}$ et $\left(\widetilde{U}, \widetilde{D}\right)$[5] est le couple de deux matrices relatives respectivement aux vecteurs et aux valeurs propres de $\widetilde{R}$.

Dans le cas où le nombre de trajets est égal à l, la matrice de corrélation $\widetilde{R}$ prend la forme suivante :

$$\begin{aligned} \widetilde{R}^{(l)} &= \widetilde{\mathcal{U}}\widetilde{\mathcal{D}}\widetilde{\mathcal{U}}^{\mathsf{h}} \\ &= [\overbrace{\tilde{\boldsymbol{u}}_1, \cdots, \tilde{\boldsymbol{u}}_l}^{l}\overbrace{\tilde{\boldsymbol{u}}_{l+1}, \cdots, \tilde{\boldsymbol{u}}_M}^{M-l}]\, diag\left(\tilde{\lambda}_1, \cdots, \tilde{\lambda}_l, \tilde{\lambda}_{l+1}, \cdots, \tilde{\lambda}_M\right)[\overbrace{\tilde{\boldsymbol{u}}_1, \cdots, \tilde{\boldsymbol{u}}_l}^{l}\overbrace{\tilde{\boldsymbol{u}}_{l+1}, \cdots, \tilde{\boldsymbol{u}}_M}^{M-l}]^{\mathsf{h}} \\ &= \textstyle\sum_{i=1}^{l} \tilde{\lambda}_i \tilde{\boldsymbol{u}}_i \tilde{\boldsymbol{u}}_i^{\mathsf{h}} + \tilde{\sigma}_{(l)}^2 \sum_{i=l+1}^{M} \tilde{\boldsymbol{u}}_i \tilde{\boldsymbol{u}}_i^{\mathsf{h}} \\ &= \textstyle\sum_{i=1}^{l} \tilde{\lambda}_i \tilde{\boldsymbol{u}}_i \tilde{\boldsymbol{u}}_i^{\mathsf{h}} + \tilde{\sigma}_{(l)}^2 \mathcal{I}_M \end{aligned} \tag{2.18}$$

Dans ce cas, le vecteur des paramètres $\boldsymbol{\vartheta}^{(l)}$ est donné par (2.19).

$$\boldsymbol{\vartheta}^{(l)} = (\tilde{\lambda}_1, \tilde{\lambda}_2, \cdots, \tilde{\lambda}_l, \tilde{\sigma}_{(l)}^2, \tilde{\boldsymbol{u}}_1, \tilde{\boldsymbol{u}}_2, \cdots, \tilde{\boldsymbol{u}}_l) \tag{2.19}$$

[4]Soient deux distributions discrètes de probabilité respectivement p_k et q_k. La distance de Kullback-Leibler entre p et q, aussi appelée l'entropie relative de p par rapport à q , est définie ainsi : $d = \sum_k p_k \log_2(\frac{p_k}{q_k})$.

[5]Toute matrice hermitienne $Y \in \mathbb{C}^{n\times n}$ est diagonalisable à l'aide d'une matrice unitaire $U \in \mathbb{C}^{n\times n}$

$\boldsymbol{\vartheta}^{(l)}$ compte $(l+1+2Ml)$ paramètres réels [6]. Sachant que les vecteurs $\tilde{\boldsymbol{u}}_{1\leq i\leq l}$ sont unitaires (2.20a) et orthogonaux entre eux (2.20b) et que la matrice $\widetilde{\mathcal{U}} = [\tilde{\boldsymbol{u}}_1, \tilde{\boldsymbol{u}}_2, \cdots, \tilde{\boldsymbol{u}}_l]$ est semblable à une matrice diagonale (on peut fixer par exemple la première ligne de U à des valeurs réelles positives[7]), le nombre des paramètres réels indépendants de $\boldsymbol{\vartheta}^{(l)}$ se réduit à $\zeta^{(l)} = l(2M-l)+1$ (2.20).

$$(\| \tilde{\boldsymbol{u}}_i \|_{1\leq i\leq l} = 1) \equiv l \text{ équations} \tag{2.20a}$$

$$(< \tilde{\boldsymbol{u}}_i | \tilde{\boldsymbol{u}}_j >_{1\leq i\neq j\leq l} = 0) \equiv 2C_l^2 = l(l-1) \quad \text{équations} \tag{2.20b}$$

$$([\tilde{\boldsymbol{u}}_1, \tilde{\boldsymbol{u}}_2, \cdots, \tilde{\boldsymbol{u}}_l] \propto \operatorname{diag}(e^{j\angle\tilde{\boldsymbol{u}}_{11}}, e^{j\angle\tilde{\boldsymbol{u}}_{21}}, \cdots, e^{j\angle\tilde{\boldsymbol{u}}_{l1}})) \equiv l \text{ équations} \tag{2.20c}$$

Pour le calcul du maximum de vraisemblance, rappelons que la densité de probabilité (*pdf(.)*) pour une distribution gaussienne complexe multivariable d'un vecteur aléatoire $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \cdots, x_M]^{\mathsf{t}}$ est :

$$pdf(\mathbf{x}) = \frac{1}{\pi^M \det(\mathcal{R}_{\mathbf{x}})} e^{-(\mathbf{x}-\mu_{\mathbf{x}})^{\mathsf{h}} \mathcal{R}_{\mathbf{x}}^{-1} (\mathbf{x}-\mu_{\mathbf{x}})} \tag{2.21}$$

$$\text{où} \quad \left\{ \begin{array}{l} \mu_{\mathbf{x}} = E(\mathbf{x}) \\ \mathcal{R}_{\mathbf{x}} = E[(\mathbf{x}-\mu_{\mathbf{x}})(\mathbf{x}-\mu_{\mathbf{x}})^{\mathsf{h}}] \end{array} \right. \tag{2.22}$$

En appliquant (2.21) à l'ensemble des observations représentées par les N vecteurs i.i.d aléatoires gaussiens, de moyennes nulles et de corrélation $\mathcal{R}$, $H = \{\boldsymbol{h}_1, \boldsymbol{h}_2, \cdots, \boldsymbol{h}_N\}$ tout en supposant la présence de l signaux, on obtient la fonction de vraisemblance (2.23).

$$\begin{aligned} \mathscr{L}\left(\boldsymbol{\vartheta}^{(l)} | H\right) &= pdf(H|\boldsymbol{\vartheta}^{(l)}) \\ &= \prod_{n=1}^{N} \frac{1}{\pi^M \det(\mathcal{R}^{(l)})} e^{-\boldsymbol{h}_n^{\mathsf{h}} [\mathcal{R}^{(l)}]^{-1} \boldsymbol{h}_n} \end{aligned} \tag{2.23}$$

Le calcul du logarithme de (2.23) puis l'élimination des termes constants donne (voir Annexe B1) :

$$-\log\left[\mathscr{L}(\vartheta^{(l)}|H)\right] = N \log\left[\det(\mathcal{R}^{(l)})\right] + N\, tr\left([\mathcal{R}^{(l)}]^{-1} \widetilde{R}\right) \tag{2.24}$$

A partir de (2.24), [Ande 84] montre que l'estimation au sens du maximum de vraisemblance de $\boldsymbol{\vartheta}^{(l)}$ est donné par :

$$\hat{\lambda}_i = \tilde{\lambda}_i \quad , \quad i = 1, \cdots, l, \tag{2.25}$$

$$\hat{\boldsymbol{u}}_i = \tilde{\boldsymbol{u}}_i \quad , \quad i = 1, \cdots, l, \tag{2.26}$$

$$\hat{\sigma}^{(l)2} = \frac{1}{M-l} \sum_{i=l+1}^{M} \tilde{\lambda}_i. \tag{2.27}$$

$(\tilde{\lambda})_{1\leq i\leq M}$ sont les valeurs propres de $\widetilde{R}$ tel que $\tilde{\lambda}_1 \geq \cdots \geq \tilde{\lambda}_M$. En reportant (2.25) , (2.26) et (2.27) dans (2.24), on obtient le premier terme des critères basés sur la théorie de l'information.

$$-\log[\mathscr{L}(\hat{\boldsymbol{\vartheta}}^{(l)}|H)] = -\log\left[\left(\frac{\left(\prod_{i=l+1}^{M} \tilde{\lambda}_i\right)^{\frac{1}{M-l}}}{\frac{1}{M-l}\sum_{i=l+1}^{M} \tilde{\lambda}_i}\right)^{(M-l)N}\right] \tag{2.28}$$

[6] les valeurs propres d'une matrice hermitienne sont toujours réelles alors que les vecteurs propres sont complexes

[7] Toute matrice unitaire $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{n\times n}$ est unitairement semblable à une une matrice diagonale de la forme suivante : $D = diag(e^{j\varphi_1}, \cdots, e^{j\varphi_n})$.

On remarque que (2.28) est fonction du rapport de la moyenne géométrique $\mathcal{G}_l = (\prod_{i=l+1}^{M} \tilde{\lambda}_i)^{\frac{1}{M-l}}$ et de la moyenne arithmétique $\mathcal{A}_l = \frac{1}{M-l}\sum_{i=l+1}^{M} \tilde{\lambda}_i$ des $(M-l)$ petites valeurs propres de $\widetilde{R}$. Ce rapport mesure la multiplicité de la petite valeur propre. Sachant que $\mathcal{A}_l \geq \mathcal{G}_l$ (on a l'égalité dans le cas où $\tilde{\lambda}_{l+1} = \tilde{\lambda}_{l+2} = \cdots = \tilde{\lambda}_M$) et que $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \cdots \geq \lambda_M$, on déduit la décroissance de (2.28) en fonction de l. Donc, si on se limite à ce terme, le nombre estimé des rayons incidents sera toujours égal à $(M-1)$. D'ou l'importance du second terme, nommé terme d'ajustement ou de correction. En effet, ce dernier compense la stricte décroissance du logarithme du maximum de vraisemblance. De ce fait, le terme de correction est strictement croissant en fonction du nombre de sources l tout en étant capable de trouver le bon ordre du modèle.

Pour illustrer ces critères, une représentation schématique de la variation de ces deux termes est donnée (figure 2.1) en fonction de l'ordre l du modèle. Pour simplifier, le deuxième terme est une fonction affine de l. Le minimum de la courbe continue, somme des deux fonctions précitées, correspond alors à l'ordre optimal du modèle soit le nombre de trajets détectés.

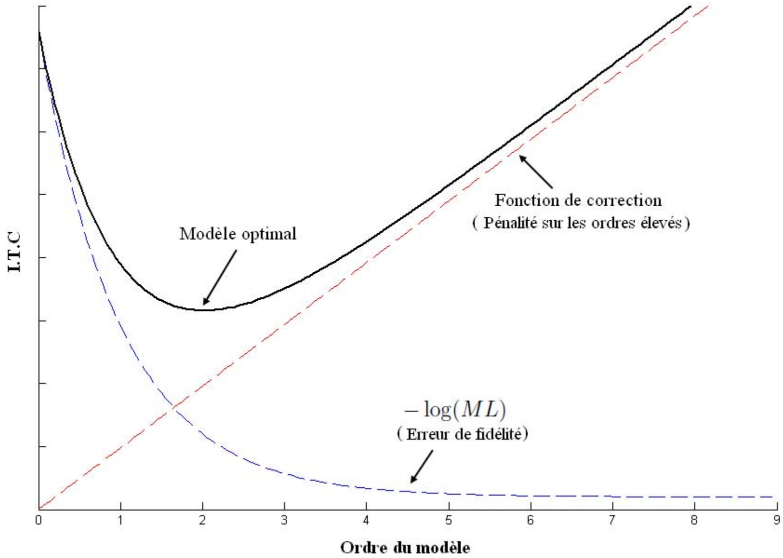


FIG. 2.1: Critères basés sur la théorie de l'information

Critère d'information d'Akaike (AIC) : AIC définit le terme d'ajustement comme étant le double du nombre des paramètres réels indépendants contenus dans le vecteur-paramètres $\boldsymbol{\vartheta}^{(l)}$. On déduit alors la formule de AIC exprimée par (2.29) :

$$AIC(l) = -\log\left[\mathscr{L}(\hat{\boldsymbol{\vartheta}}^{(l)}|H)\right] + 2\zeta^{(l)} \tag{2.29}$$

Le nombre de sources estimé $\widehat{L}$ est celui qui minimise (2.29)

$$\widehat{L} = \arg\min_{l=0,1,\cdots,M-1} AIC(l) \tag{2.30}$$

$$= \arg\min_{l=0,1,\cdots,M-1} -\log\left[\left(\frac{\left(\prod_{i=l+1}^{M}\tilde{\lambda}_i\right)^{\frac{1}{M-l}}}{\frac{1}{M-l}\sum_{i=l+1}^{M}\tilde{\lambda}_i}\right)^{2(M-l)N}\right] + 2l(2M-l)+2 \tag{2.31}$$

Longueur minimale de description (MDL) : Ce critère définit le terme d'ajustement en fonction du logarithme du nombre d'observations et le nombre de paramètres réels indépendants contenus dans $\boldsymbol{\vartheta}^{(l)}$. Il s'énonce ainsi :

$$MDL(l) = -\log\left[\mathscr{L}(\hat{\boldsymbol{\vartheta}}^{(l)}|H)\right] + \frac{1}{2}\zeta^{(l)}\log(N) \tag{2.32}$$

Le nombre de sources estimé $\widehat{L}$ est celui qui minimise (2.32)

$$\begin{aligned}\widehat{L} &= \arg\min_{l=0,1,\cdots,M-1} MDL(l) \qquad (2.33)\\ &= \arg\min_{l=0,1,\cdots,M-1} -\log\left[\left(\frac{\left(\prod_{i=l+1}^{M}\tilde{\lambda}_i\right)^{\frac{1}{M-l}}}{\frac{1}{M-l}\sum_{i=l+1}^{M}\tilde{\lambda}_i}\right)^{(M-l)N}\right] + \frac{1}{2}(l(2M-l)+1)\log(N)\end{aligned}$$

Critère efficace de détection (EDC) : Dans les deux critères précités, on remarque que seule la fonction de correction est différente d'un critère à un autre. Une des qualités que doit avoir un crtitère est le caractère "consistant". Un critère est dit consistant s'il détecte le nombre correct de sources avec une probabilité égale à 1 quand le nombre d'observations N tend vers l'infini[8]. A titre d'exemple, [Wax 85] montre que le critère MDL est consistant alors que AIC ne l'est pas. Ce dernier tend asymptotiquement à surestimer le nombre des sources.

Sachant que $\mathscr{P}(\zeta, N)$ varie linéairement en fonction de ζ, des statisticiens ont essayé d'identifier une famille de fonctions $\mathscr{F}_N$ que peut engendrer la fonction $\mathfrak{f}_N = \frac{\mathscr{P}(\zeta,N)}{\zeta}$.

$$\mathscr{F}_N = \left\{\mathfrak{f}_N, \quad \text{tel que} \quad \left| \begin{array}{l} \mathfrak{f}_N : \mathbb{N} \to \mathbb{R} \\ \lim\limits_{x \to +\infty} \frac{\mathfrak{f}_N}{N} = 0 \\ \lim\limits_{x \to +\infty} \frac{\mathfrak{f}_N}{\log(log(N))} = \infty \end{array} \right. \right\} \tag{2.34}$$

Pour les critères basés sur la théorie de l'information, ils proposent une formule plus générale .

$$EDC(l) = -\log\left[\mathscr{L}\left(\hat{\boldsymbol{\vartheta}}^{(l)}|H\right)\right] + \zeta\mathfrak{f}_N \quad , \quad \mathfrak{f}_N \in \mathscr{F}_N, \quad l = 0, 1, \cdots, M-1. \tag{2.35}$$

On remarque que $(\mathfrak{f}_N^{(AIC)} = 2, \quad \mathfrak{f}_N^{(MDL)} = \frac{1}{2}\log(N)) \in \mathscr{F}_N^2$, donc les deux critères AIC et MDL sont deux cas particulier de EDC. Une autre fonction d'ajustement fréquemment utilisée est $\mathfrak{f}_N = \sqrt{N\log(N)}$.

Autres algorithmes basés sur la théorie de l'information : Parmi les récentes propositions qui visent à améliorer les performances des critères basés sur la théorie de l'information, on énumère les algorithmes suivants RMDL [Fish], NU-MDL [Aoua 04], PDL [Vala 04], etc. La plupart de ces travaux traitent le cas d'une déviation par rapport aux hypothèses utilisées par les algorithmes décrits précédemment. A titre d'exemple, RMDL et NU-MDL renforcent les performances de MDL dans le cas d'une déviation dans l'hypothèse du bruit, supposé spatialement blanc. En effet, la variation de la puissance du bruit d'une antenne à une autre rend la multiplicité de

[8]Le caractère consistant se démontre en prouvant la stricte décroissante et la stricte croissante de $ITC(l)$ respectivement sur $[0, L]$ et $[L, M-1]$ pour un large nombre d'observation. Ceci se traduit mathématiquement par la preuve suivante : $ITC(l)_{0\leq l\neq L\leq M-1} - ITC(L) > 0$ lorsque $M \to +\infty$

la petite valeur propre égale à 1 et par conséquent MDL perd de sa robustesse. Pour plus de détails sur ces algorithmes voir l'Annexe B2. La figure (2.2) montre la probabilité de détection obtenue à l'aide de trois algorithmes basés sur la théorie de l'information. Les paramètres que nous avons utilisé lors de la simulation sont les suivants : un réseau linéaire uniforme de 6 antennes omnidirectionnelles, identiques et séparées de $\frac{\lambda}{2}$, illuminé par 3 sources sous les directions $-20°$, $10°$ et $30°$. La probabilité de détection en fonction du rapport signal à bruit SNR est le résultat de 300 itérations, chaque itération correspondant à 100 observations du canal.

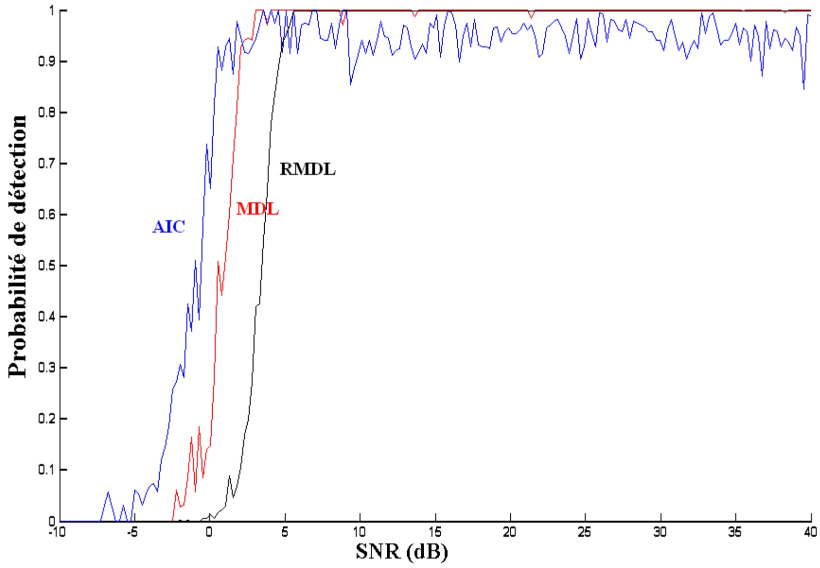


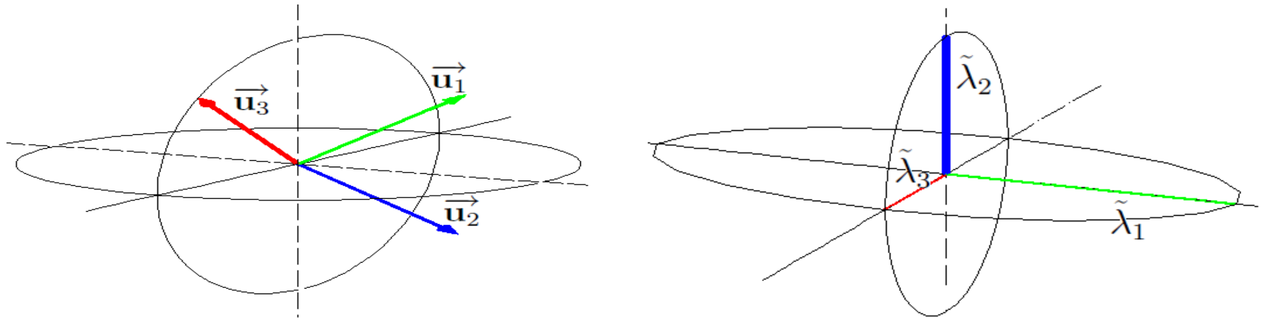
FIG. 2.2: Probabilité de détection en fonction du SNR

Les variations observées pour la méthode AIC à partir de $0dB$ traduisent la non-consistance de AIC alors que ses performances sont supérieures à celles de MDL et RMDL à faible SNR [Wax 85].

a.2 Méthodes basées sur la théorie de la décision

Cette approche utilise des statistiques à test d'hypothèses sur les valeurs propres de la matrice de corrélation. A titre d'exemple on note le test de sphéricité [Will 90a] et le test à hypothèses multiples (MHT) [Chun 04a]. Ils consistent à vérifier une séquence de tests d'hypothèses afin d'estimer la multiplicité de la plus petite valeur propre. Pour chaque hypothèse, on calcule la valeur du test statistique que l'on compare ensuite à un seuil. Le nombre des trajets est déduit de la première hypothèse avec laquelle le seuil est franchi. On distingue en littérature plusieurs tests statistiques ainsi que différentes méthodes de calcul du seuil [Madi 99].

Test de sphéricité : Cette technique consiste à calculer le degré de proportionnalité entre la matrice de corrélation et la matrice identité. L'interprétation géométrique des valeurs propres de $\mathcal{R}$ est l'ensemble des longueurs des demi-axes portés par les vecteurs propres (figure 2.3). On en déduit dans le cas où $\mathcal{R} \propto I_M$ l'absence de directions privilégiées, ce qui se traduit par une sphère multidimensionnelle, justifiant par ailleurs le nom de ce test.



(a) vecteurs propres (b) valeurs propres

FIG. 2.3: Représentation des vecteurs et des valeurs propres

Pour tester la sphéricité, on définit les deux hypothèses suivantes :

$$\begin{aligned} \mathsf{h}_0 &: \mathcal{R} = \sigma^2 I_M \\ \mathsf{h}_1 &: \mathcal{R} \neq \sigma^2 I_M \end{aligned} \tag{2.36}$$

Si on note par $\tilde{\lambda}_1 \geq \tilde{\lambda}_2 \geq \cdots \geq \tilde{\lambda}_M$ les valeurs propres de $\widetilde{\mathcal{R}}$, on peut réécrire (2.36) de la manière suivante :

$$\begin{cases} \mathsf{h}_0 : \tilde{\lambda}_1 = \tilde{\lambda}_2 = \cdots = \tilde{\lambda}_M \\ \mathsf{h}_1 : \tilde{\lambda}_1 > \tilde{\lambda}_M \end{cases} \tag{2.37}$$

Le test statistique de sphéricité est exprimé en fonction du rapport généralisé de vraisemblance :

$$S(\widetilde{\mathcal{R}}) = S(\tilde{\lambda}_1, \tilde{\lambda}_2, \cdots, \tilde{\lambda}_M) = \log \left[\frac{\left(\frac{1}{M}\sum_{l=1}^{M} \tilde{\lambda}_l\right)}{\prod_{l=1}^{M} \tilde{\lambda}_l} \right] \underset{\mathsf{h}_0}{\overset{\mathsf{h}_1}{\gtrless}} \gamma \tag{2.38}$$

où γ est un seuil qui peut être déterminé à l'aide du critère de Neyman-Person [Tree 68]. L'estimation du nombre des plus petites valeurs propres égales demande la restriction successive du test statistique de sphéricité (2.38) au sous-ensemble des plus petites valeurs propres. Ceci engendre $M-1$ paires d'hypothèses :

$$\begin{cases} \mathsf{h}_0 : \tilde{\lambda}_1 \geq \cdots \geq \tilde{\lambda}_l \geq \tilde{\lambda}_{l+1} = \cdots = \tilde{\lambda}_M \\ \mathsf{h}_1 : \tilde{\lambda}_1 \geq \cdots \geq \tilde{\lambda}_l \geq \tilde{\lambda}_{l+1} > \tilde{\lambda}_M \end{cases} \quad \text{, tel que} \quad l = 0, 1, \cdots, M-2 \tag{2.39}$$

Le nombre de sources estimé $l = \widehat{L}$, est celui pour lequel l'hypothèse h_0 est vraie. Le problème qui se pose est le choix précis du seuil γ avec une probabilité de fausse détection $P_F = Pr(S(\widetilde{\mathcal{R}}_{\mathbf{X}}) > \gamma|\mathsf{h}_0)$ pré-définie. P_F peut changer d'une paire de tests à une autre. D'ou l'application du test de sphéricité nécessite donc la connaissance de la distribution du statistique $S(\tilde{\lambda}_{l+1}, \tilde{\lambda}_{l+2}, \cdots, \tilde{\lambda}_M)$ connaissant h_0. [Will 90b] propose la distribution donnée par (2.40) qui présente $(M-l)^2 - 1$ degrés de liberté.

$$pdf(l) = 2\left((N-1) - l - \frac{2(M-l)^2+1}{6(M-l)} + \sum_{i=i}^{l}\left(\frac{\tilde{\lambda}_i}{\bar{\tilde{\lambda}}} - 1\right)^{-2}\right) \log\left[\frac{\left(\frac{1}{M-l}\sum_{i=l+1}^{M}\tilde{\lambda}_i\right)^{M-l}}{\prod_{i=l+1}^{M}\tilde{\lambda}_i}\right] \tag{2.40}$$

où $\bar{\tilde{\lambda}} = \frac{1}{M-l}\sum_{i=l+1}^{M}\tilde{\lambda}_i$

Test à plusieurs hypothèses : Afin d'estimer le nombre des sources, le test de sphéricité se base sur le test d'une série de paire d'hypothèses. Un test simultané sur toutes les hypothèses sera sûrement plus optimal [Chun 04a].

$$\begin{array}{lcl} \mathsf{h}_0 & : & \tilde{\lambda}_1 = \tilde{\lambda}_2 = \cdots = \tilde{\lambda}_M \\ \mathsf{h}_1 & : & \tilde{\lambda}_1 > \tilde{\lambda}_2 = \cdots = \tilde{\lambda}_M \\ \mathsf{h}_2 & : & \tilde{\lambda}_1 \geq \tilde{\lambda}_2 > \tilde{\lambda}_3 = \cdots = \tilde{\lambda}_M \\ & \vdots & \\ \mathsf{h}_{M-1} & : & \tilde{\lambda}_1 \geq \tilde{\lambda}_2 \geq \cdots \geq \tilde{\lambda}_{M-1} > \tilde{\lambda}_M \end{array} \tag{2.41}$$

Une généralisation directe du test de sphéricité s'avère impossible, mais on peut utiliser une approximation de la densité de probabilité des valeurs propres afin de tester simultanément les M hypothèses de (2.41). Soit :

$$pdf_l(\tilde{\lambda}_1, \tilde{\lambda}_2, \cdots, \tilde{\lambda}_M | \lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \cdots \geq \lambda_{l+1} = \cdots = \lambda_M) \tag{2.42}$$

la densité de probabilité conjointe des valeurs propres de la matrice de corrélation estimée sachant que les vraies $(M-l)$ petites valeurs propres sont égales. On définit les M rapports de vraisemblance en divisant (2.42) par $pdf_{M-1}(.)$.

$$pdf(l) = \frac{pdf_l(\tilde{\lambda}_1, \tilde{\lambda}_2, \cdots, \tilde{\lambda}_M | \tilde{\lambda}_1 \geq \tilde{\lambda}_2 \geq \cdots \geq \tilde{\lambda}_{l+1} = \cdots = \tilde{\lambda}_M)}{pdf_{M-1}(\tilde{\lambda}_1, \tilde{\lambda}_2, \cdots, \tilde{\lambda}_M | \tilde{\lambda}_1 \geq \cdots \geq \tilde{\lambda}_M)} \quad , l = 0, \cdots, M-1. \tag{2.43}$$

En supposant que toutes les valeurs de l sont équiprobables, la théorie des tests à plusieurs hypothèses montre que la valeur de l qui maximise (2.43) est le choix optimal qui minimise la probabilité d'une fausse estimation de l [Tree 68].

Cette technique a des résultats comparables à ceux des critères basés sur la théorie de l'information. Par contre, la difficulté majeure dans cette approche repose sur le calcul d'un seuil pour chaque valeur possible du nombre des sources.

a.3 Critères basés sur la variation des valeurs propres :

Ces critères sont basés sur la définition de fonctions de discrimination permettant la délimitation des deux sous-ensembles des valeurs propres correspondant respectivement à l'espace bruit et à l'espace signal. Parmi ces critères, on cite le test d'ajustement exponentiel [Quin 06] et la variation linéaire par morceau des valeurs propres [Rado 04].

Test d'ajustement exponentiel (EFT) : EFT suppose une certaine distribution des valeurs propres relatives au sous-espace bruit. Cette distribution est déduite de la modélisation des valeurs propres de la matrice de corrélation restreinte à la matrice de corrélation du bruit :

$$\tilde{R}^{(n)} = \sum_{t=1}^{N} \boldsymbol{n}(t)\boldsymbol{n}(t)^{\mathsf{h}} \tag{2.44}$$

[Quin 06] démontre que la décroissance exponentielle des valeurs propres de $\hat{R}_n$ s'écrit de la manière suivante :

$$\lambda_i = \lambda_1 e^{-2a(M,N)(i-1)} \quad , \quad a(M,N) = \sqrt{\frac{1}{2}\left(\frac{15}{M^2+2} - \sqrt{\frac{225}{(M^2+2)^2} - \frac{180M}{N(M^2-1)(M^2+2)}}\right)} \tag{2.45}$$

Le modèle de distribution (2.45) établi pour les valeurs propres de $\tilde{R}^{(n)}$ est aussi valable pour les $M-L$ plus petites valeurs propres déduites de $\tilde{R}$ en présence de L trajets. Par conséquent, un test d'ajustement progressif des valeurs propres, ordonnées en ordre croissant, avec une hypothèse de décroissance en exponentielle (2.45) permet de discerner les valeurs propres relatives au sous-espace bruit. Le nombre des valeurs propres qui suivent la distribution permet de déduire le nombre de trajets.

Variation linéaire par morceau des valeurs propres (LPV) : Cette technique estime le problème de détection du nombre des trajets comme étant un problème de classification dans le domaine des valeurs propres. En effet, l'ensemble des valeurs propres est formé de deux classes qu'on peut distinguer à l'aide de deux fonctions de discrimination. [Rado 04] propose deux mesures de densités de probabilité g_1 et g_2, respectivement, des plus petites valeurs propres et la variation relative de la pente des valeurs propres et dont la différence définit une fonction coût $c(k)$.

$$c(k) = g_1(k) - g_2(k) \quad , \quad 1 \leqslant k \leqslant M-1 \tag{2.46}$$

Le nombre de trajet $\hat{L}$ est donné par l'argument de la dernière valeur positive de $c(k)$.

a.4 Critères basés sur la localisation géométrique des valeurs propres :

Cette approche est basée sur le théorème de Gerschgorin qui permet de localiser les valeurs de la matrice de corrélation sur des disques. En utilisant ce théorème [Yang 96], on montre que les valeurs propres de $\tilde{R} = [r]_{i,j}$ se situent dans l'union des disques $\mathscr{D}_i$ de centre $r_{i,i}$ et de rayons ρ_i donnés par (2.47).

$$\rho_i = \sum_{j=1, j\neq i}^{M} |r_{i,j}| \qquad , \qquad i = 1, \cdots, M \tag{2.47}$$

De plus, s'il existe un ensemble de l disques isolés des autres disques, alors il y a exactement l valeurs propres de $\tilde{R}$ contenues dans cet ensemble. D'où l'idée de distinguer deux sous-ensembles distincts de disques permettant de séparer les valeurs propres du sous-espace bruit de celles du sous-espace signal. En se basant sur la dernière propriété, on applique des transformations unitaires (des rotations) à $\mathcal{R}$ afin de dissocier les deux sous-ensembles des valeurs propres. Ces transformations sont choisies de sorte que les disques de Gerschgorin relatifs au bruit diminuent de taille et s'isolent des disques de Gerschgorin relatifs au sous-espace signal [Wu 95, Yang 96].

b. Méthodes basées sur les vecteurs propres de la matrice de corrélation

La deuxième classe utilise les propriétés algébriques des vecteurs propres de la matrice de corrélation afin d'estimer le nombre des trajets [Lee 94, Wu 92, Jian 04]. A titre d'exemple, on cite la technique suivante.

b.1 Variance du transformé du sous-espace rotationnel (VTRS) :

Soit $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \cdots, \mathbf{u}_M]$ l'ensemble des vecteurs propres correspondants aux valeurs propres $(\lambda_1, \cdots, \lambda_M)_{\lambda_1 \geq \cdots \geq \lambda_M}$ de $\mathcal{R}$. $\mathbf{U}$ peut être décomposé en deux sous-ensembles $\mathbf{U_S} = [\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \cdots, \mathbf{u}_L]$ et $\mathbf{U_B} = [\mathbf{u}_{L+1}, \mathbf{u}_{L+2}, \cdots, \mathbf{u}_M]$, représentant respectivement le sous-espace signal et le sous-espace bruit. Puisque $\mathbf{U_S}$ et la matrice des vecteurs de direction $\mathbf{A}(\phi)$ engendrent le même sous-espace, alors il existe une matrice inversible $\mathbf{T}$, tel que :

$$\mathbf{U_S} = \mathbf{A}(\phi)\mathbf{T} \tag{2.48}$$

$\mathbf{A}$ est une matrice de Vandermonde et par conséquent si on désigne par $\mathbf{A}_1$ et $\mathbf{A}_2$ respectivement les $(M-1)$ premiers et les $(M-1)$ derniers vecteurs lignes de $\mathbf{A}$, on déduit la relation (2.49). Il existe une matrice Φ telle que

$$\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_1\Phi \tag{2.49}$$

Par analogie, on définit $\mathbf{U_{S1}} \in \mathbb{C}^{(M-1)\times M}$ et $\mathbf{U_{S2}} \in \mathbb{C}^{(M-1)\times M}$ les deux sous-matrices de $\mathbf{U_S}$. Si on note $\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 \\ \mathbf{A}_2 \end{bmatrix}$:

$$\mathbf{A}_3\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1\mathbf{T} \\ \mathbf{A}_2\mathbf{T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1\mathbf{T} \\ \mathbf{A}_1\Phi T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{U_{S1}} \\ \mathbf{U_{S1}}\mathbf{T}^{-1}\Phi\mathbf{T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{U_{S1}} \\ \mathbf{U_{S2}} \end{bmatrix} \tag{2.50a}$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow \quad \mathbf{U_{S2}} &= \mathbf{U_{S1}}\underbrace{\mathbf{T}^{-1}\Phi\mathbf{T}} \\ &= \mathbf{U_{S1}} \quad \Psi_\mathbf{S} \end{aligned} \tag{2.50b}$$

En l'absence de bruit, $\mathbf{U_B}$ sera exactement le noyau de $\mathbf{U}$. On définit $\mathbf{U}_1 \in \mathbb{C}^{(M-1)\times M}$ et $\mathbf{U}_2 \in \mathbb{C}^{(M-1)\times M}$ respectivement les $(M-1)$ premiers et les $(M-1)$ derniers vecteurs lignes de $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{M\times L}$. En tenant compte de l'égalité (2.50b), on exprime $\mathbf{U}_2$ en fonction de $\mathbf{U}_1$ par un produit de matrices par bloc[9] :

$$\mathbf{U}_2 = [\mathbf{U_{S2}}, \mathbf{U_{B2}}] = [\mathbf{U_{S1}}, \mathbf{U_{B1}}] \begin{bmatrix} \mathbf{E} & \mathbf{G} \\ \mathbf{F} & \mathbf{H} \end{bmatrix} \tag{2.51}$$

Dans (2.51), $\mathbf{U_{B2}}$ et $\mathbf{U_{B1}}$ désignent respectivement les $(M-1)$ premiers et $(M-1)$ derniers vecteurs lignes du noyau de $\mathbf{U}$. On déduit de (2.50b) et (2.51) que :

$$\begin{cases} \mathbf{E} = \Psi_\mathbf{S} \in \mathbb{C}^{L\times L} \\ \quad et \\ \mathbf{F} = \underline{0} \in \mathbb{C}^{(M-L)\times L} \end{cases} \tag{2.52}$$

Alors (2.51) devient :

$$\mathbf{U}_2 = [\mathbf{U_{S2}}, \mathbf{U_{B2}}] = [\mathbf{U_{S1}}, \mathbf{U_{B1}}] \begin{bmatrix} \Psi_s & G \\ 0 & H \end{bmatrix} = \mathbf{U}_1\Psi \tag{2.53}$$

où $(G, H) \in \mathbb{C}^{L\times(M-L)} \times \mathbb{C}^{(M-L)\times M-L}$.

On définit

$$\Delta_l = \begin{bmatrix} \Psi_{l+1,1} & \Psi_{l+1,2} & \cdots & \Psi_{l+1,l} \\ \Psi_{l+2,1} & \Psi_{l+2,2} & \cdots & \Psi_{l+2,l} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \Psi_{M,1} & \Psi_{M,2} & \cdots & \Psi_{M,l} \end{bmatrix} \tag{2.54}$$

[9]Soient A et B deux matrices conformément partitionnées en sous-blocs tel que : $A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & \cdots & A_{1r} \\ A_{21} & A_{22} & \cdots & A_{2r} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{s1} & A_{s2} & \cdots & A_{sr} \end{bmatrix}$ et $B = \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} & \cdots & B_{1s} \\ B_{21} & B_{22} & \cdots & B_{2s} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ B_{r1} & B_{r2} & \cdots & B_{rs} \end{bmatrix}$, le $(i,j)^{\text{ème}}$ bloc dans AB est $A_{i1}B_{1j} + A_{i2}B_{2j} + \cdots + A_{ir}B_{rj}$.

Si $l = L$, Δ_l est une matrice nulle. Dans le cas contraire, Δ_l contient des termes non nuls. Par conséquent, le nombre des trajets est déduit des dimensions qui annulent $\rho(l) = \frac{\|\Delta_l\|_F^2}{(M-1-l)l}$. Plus généralement, en présence de bruit Δ_l n'est plus la matrice nulle. Dans ce cas, l'idée consiste à chercher les dimensions qui minimisent $\rho(l)$ [Jian 04].

$$\widehat{L} = \min_{l=1,2,\cdots,M-2} \rho(l) = \min_{l=1,2,\cdots,M-2} \frac{\|\delta_l\|_F^2}{(M-1-l)l} \tag{2.55}$$

c. Méthodes basées sur l'erreur d'estimation

Cette classe estime le nombre des trajets qui minimise l'erreur d'estimation des données mesurées.

c.1 Estimation de l'erreur de détection (DEE) :

DEE se base sur une procédure itérative dont le but est la comparaison entre les données reconstruites à partir des paramètres estimés $\hat{\boldsymbol{h}}^{(l)}$ et les données mesurées $\boldsymbol{h}$ pour chaque $l_{(0 \leq l \leq M-1)}$ [Kuch 00a]. Soit l'erreur d'estimation :

$$\mathbf{e}^{(l)} = \|\hat{\boldsymbol{h}}^{(l)} - \boldsymbol{h}\| \tag{2.56}$$

$\mathbf{e}^{(l)}$ quantifie le poids des trajets ignorés. En effet, si $l = L$, $\mathbf{e}^{(l=L)}$ est un minimum. D'ou, on en déduit le nombre de trajets :

$$\widehat{L} = \arg \min_{l=0,\cdots,M-1} \{\mathbf{e}^{(l)}\} \tag{2.57}$$

En présence de bruit, $\mathbf{e}^{(l)}$ est décroissant en fonction de l et donc $\mathbf{e}_{(l=L)}$ n'est plus un minimum global. Dans ce cas, il est nécessaire d'utiliser un critère de sélection [Kuch 00a].

c.2 Estimation de l'erreur résiduelle (REE) :

Afin de surmonter la subjectivité de la dernière méthode, REE utilise l'erreur résiduelle de l'estimation. La méthode est décrite ci-après [Jian 02] :

- le vecteur mesuré $\boldsymbol{h}$ est partagé en deux parties complémentaires $\boldsymbol{h}_1$ et $\boldsymbol{h}_2$,
- $\boldsymbol{h}_1$ est utilisé pour estimer le vecteur des poids des trajets $\hat{\gamma}$,
- l'erreur $\boldsymbol{e}^{(l)}$ est calculée entre $\boldsymbol{h}_2$ et sa propre estimation à l'aide de $\hat{\gamma}$.

Le nombre de trajets correspond au minimum global de (2.57).

d. Amélioration des algorithmes de détection

Nous avons effectué une comparaison entre les performances de 3 algorithmes représentatifs des 3 dernières classes et les résultats sont présentés sur la figure (2.4).

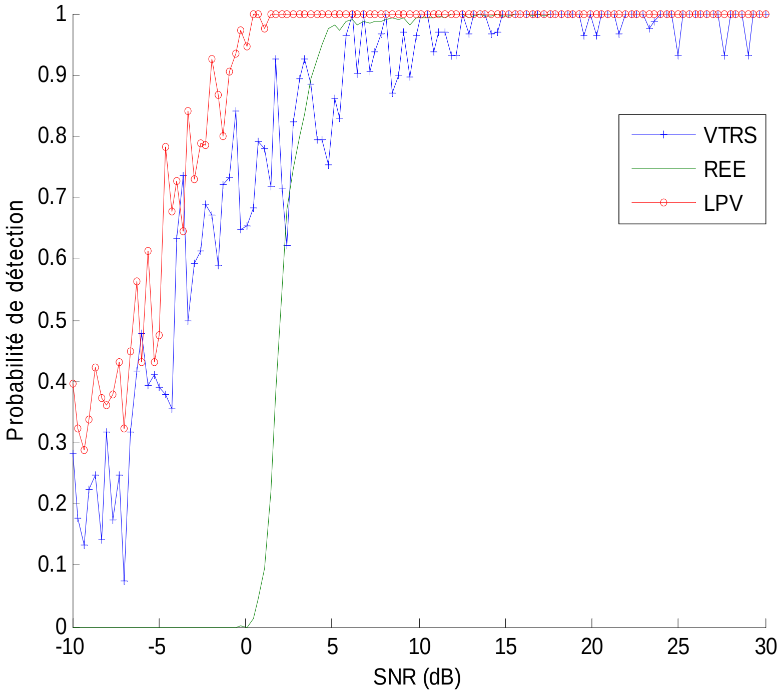


FIG. 2.4: Probabilité de détection

Dans cette simulation, nous avons supposé que $L = 3$ sources illuminant un réseau linéaire uniforme de 6 antennes omnidirectionnelles sous les directions $-15°$, $5°$ et $30°$. Le canal est supposé plat. La figure (2.4) affiche la probabilité de détection en fonction du SNR en considérant 500 réalisations et 100 observations par réalisation. Ces courbes montrent que la probabilité de détection atteint l'unité avec un SNR de 0dB, 6dB et 15dB respectivement avec LPV (classe 1), REE (classe 3) et VTRS (classe 2). Ces résultats préliminaires révèlent l'avantage des algorithmes de la première classe qui sont d'ailleurs les plus connus grâce à leur convenable performance et une complexité de calcul réduite. Néanmoins, il faut noter que les algorithmes de la deuxième classe sont plus robustes dans des cas particuliers, typiquement lorsque les éléments du réseau émetteur/récepteur présentent des imperfections tel qu'un espacement non uniforme entre les éléments ou une réponse fréquentielle non plate [Chun 04b].

En supposant un espacement uniforme entre les antennes identiques du réseau, on ne s'intéressera, dans la suite, qu'aux algorithmes de la première classe dans le but d'améliorer leurs performances dans les deux scénarios suivants : un faible nombre d'observations et/ou un faible SNR.

d.1 Propriété d'entrelacement des valeurs propres[Nasr 07]

Les algorithmes de détection appartenant à la première classe sont principalement basés sur la singularité des plus petites valeurs propres. Le problème est qu'une faible similitude entre les valeurs propres relatives au sous-espace bruit, due à un faible nombre d'observations et/ou un faible écart entre les deux sous-ensembles des valeurs propres, lié à un faible SNR, dégrade considérablement les performances de ces algorithmes.

Afin de surmonter ce problème, nous proposons l'utilisation de la propriété d'entrelacement des valeurs propres de toute matrice hermitienne [10] avec celles de ses sous-matrices principales. On

[10] La matrice A est dite hermitienne si et seulement si elle vérifie $A = A^{\mathsf{h}}$

appelle sous-matrice principale d'une matrice $B \in \mathbb{C}^{n\times n}$ la sous-matrice obtenue en supprimant des lignes de B et des colonnes de même indice.

Soit une matrice hermitienne $B \in \mathbb{C}^{n\times n}$ de valeurs propres $\alpha_1 \geqslant \alpha_2 \geqslant \cdots \geqslant \alpha_n \geqslant 0$ et $\beta_1^{(k)} \geqslant \beta_2^{(k)} \geqslant \cdots \geqslant \beta_{n-1}^{(k)} \geqslant 0$ les valeurs propres de la sous-matrice principale obtenue en supprimant la $k^{\text{ème}}$ ligne et colonne. On a pour tout k, $1 \leqslant k \leqslant n$ [Golu 96] :

$$\alpha_j \geqslant \beta_j^{(k)} \geqslant \alpha_{j+1} \qquad , \qquad j = 1, \cdots, n-1 \tag{2.58}$$

Grâce à cette propriété le nombre des valeurs propres pourra être augmenté en considérant successivement toutes les sous-matrices principales. Pour une matrice de corrélation de taille $M \times M$, le nombre de valeurs propres utilisées par les algorithmes de la première classe, passe de M à M^2.

Ceci peut être interprété comme un sur-échantillonnage dans le domaine des valeurs propres qui permettera d'obtenir une description plus fine des valeurs propres. Ceci conduit à une estimation plus précise de la dimension du sous-espace signal et par la suite le nombre des trajets. Pour illustrer cette approche, considérons une matrice de corrélation $R \in \mathbb{C}^{8\times 8}$ (figure 2.5). La propriété d'entrelacement précitée permet de sur-échantillonner les 8 valeurs propres principales de R. On voit nettement sur la courbe apparaitre la frontière entre l'espace signal et l'espace bruit au delà de la 4^{me} valeur propre.

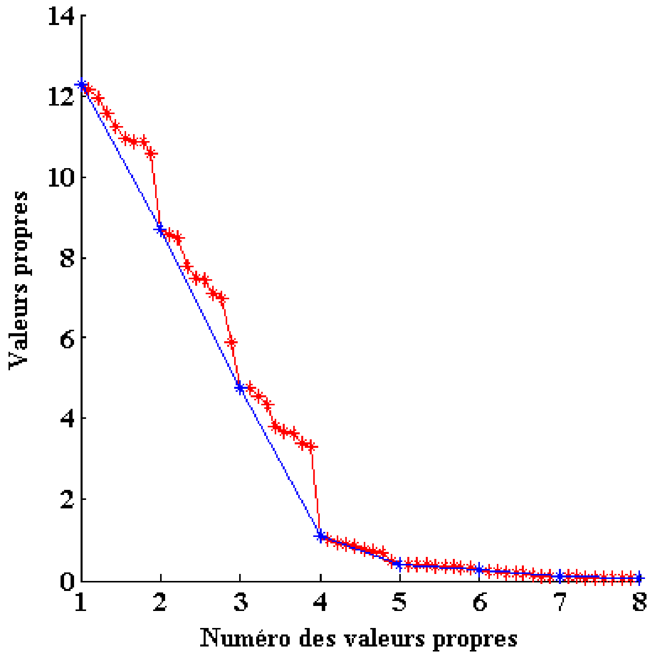


FIG. 2.5: Sur-échantillonnage dans le domaine des valeurs propres (SNR=10 dB)

Cette approche peut être utilisée par la majorité des techniques basées sur les valeurs propres. A titre d'exemple, nous allons appliquer le traitement proposé aux critères LPV et MDL dont les grandes lignes ont été décrites précédemment.

Concernant le critère LPV, [Rado 04] propose deux mesures de densités de probabilité g_1 et g_2, respectivement, des plus petites valeurs propres et la variation relative de la pente des valeurs propres. Il s'agit de deux fonctions de discrimination dont leur différence définit une fonction coût $c(k)$.

$$c(k) = g_1(k) - g_2(k) \quad , \quad 1 \leqslant k \leqslant M-1 \tag{2.59}$$

Le nombre de trajets $\hat{d}$ est donné par l'argument de la dernière valeur positive de $c(k)$.

Nous proposons d'étendre ces deux fonctions aux M^2 valeurs propres rangées en ordre décroissant en fonction de leurs amplitudes.

$$g_1'(k) = \frac{\lambda_{k+1}}{\sum_{i=2}^{M^2} \lambda_i} \quad , \quad k = 1, \cdots, M^2 - 1 \tag{2.60}$$

$$g_2'(k) = \frac{\xi_{k+1}}{\sum_{i=2}^{M^2-1} \xi_i} \quad , \quad k = 1, \cdots, M^2 - 1 \tag{2.61}$$

$$\text{où} \quad \xi_k = 1 - \frac{\eta\,(\lambda_k - \nu_k)}{\nu_k} \quad , \quad \nu_k = \frac{1}{M^2 - k} \sum_{i=k+1}^{M^2} \lambda_i \quad , \quad \eta \max_k \left[\frac{\lambda_k - \nu_k}{\nu_k}\right] = 1 \tag{2.62}$$

En adoptant cette méthode, on introduit M valeurs propres additionnelles entre deux valeurs propres successives déjà existantes. Ce pré-traitement permet de donner une meilleure précision pour des densités de probabilités données par g_1' et g_2'. Par conséquent, ceci augmente la fiabilité du seuil de décision. Le nombre de trajets sera donné par :

$$\hat{d} = \left\lceil \frac{\hat{d}'}{M+1} \right\rceil \tag{2.63}$$

L'opérateur $\lceil x \rceil$ désigne l'entier naturel le plus proche supérieur ou égal à x. $\hat{d}'$ est donné par (2.64).

$$\hat{d}' = \max_{d'} \left(\arg\left(c'(d') = g_1'(d') - g_2'(d')\right) > 0\right) \quad , \quad 1 \leqslant d' \leqslant M^2 - 1 \tag{2.64}$$

Simulation : Pour valider l'intérêt de la méthode que nous proposons, considérons un canal avec 8 antennes à l'émission et 8 antennes à la réception ($M_{Tx} = M_{Rx} = 8$) communiquant à une seule fréquence ($M_f = 1$). Les éléments de chaque réseau sont séparés de la moitié de la longueur d'onde du signal émis. On suppose la présence de 4 trajets de puissances unitaires, les directions d'arrivée et de départ sont respectivement : $[-30°\ ,\ -15°\ ,\ 5°\ ,\ 20°]$ et $[-25°\ ,\ -5°\ ,\ 10°\ ,\ 30°]$. Un lissage spatial est appliqué en considérant des sous-réseaux de 5 émetteurs et 5 récepteurs ($M = 25$). Ayant N observations (snapshots) du canal, l'application de LPV permet d'estimer le nombre des trajets [Rado 04]. Cette procédure peut être répétée plusieurs fois afin d'avoir une probabilité de détection p_d pour un SNR constant.

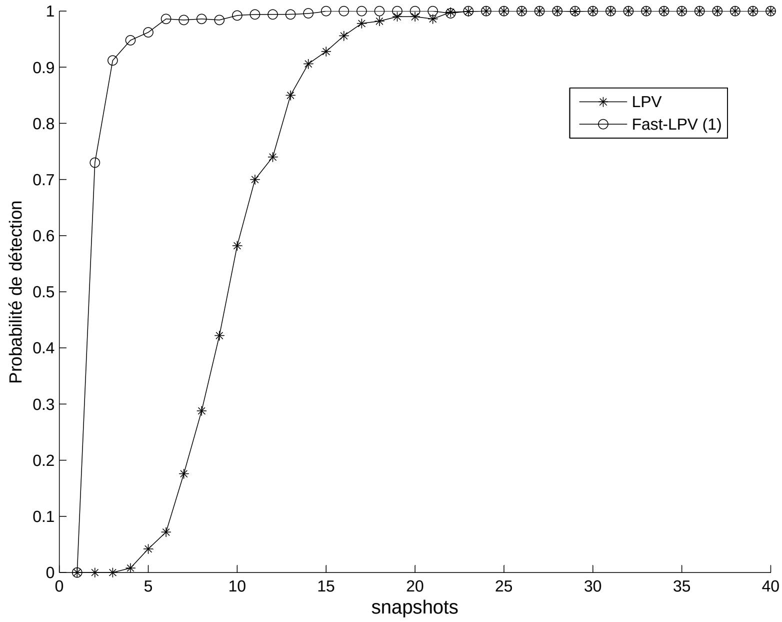


FIG. 2.6: Probabilité de détection de LPV et Fast-LPV en fonction du nombre d'observations (SNR=3dB)

La figure (2.6) montre la variation de la probabilité de détection en fonction du nombre d'observations avec un SNR de 3dB. La courbe nommée fast-LPV est obtenue en appliquant le prétraitement mentionné ci-dessus. On signale qu'avec la version standard de LPV (notée LPV sur la figure), il faut au minimum 20 observations afin d'avoir une probabilité de détection certaine alors que seulement 5 observations sont suffisantes avec Fast-LPV.

L'amélioration de l'efficacité de cet algorithme est aussi observée au niveau de la figure (2.7). La probabilité de détection est représentée en fonction du SNR avec 15 observations. Les autres paramètres sont les mêmes que dans la dernière simulation. On note une amélioration de 6 dB par rapport à la version standard de LPV.

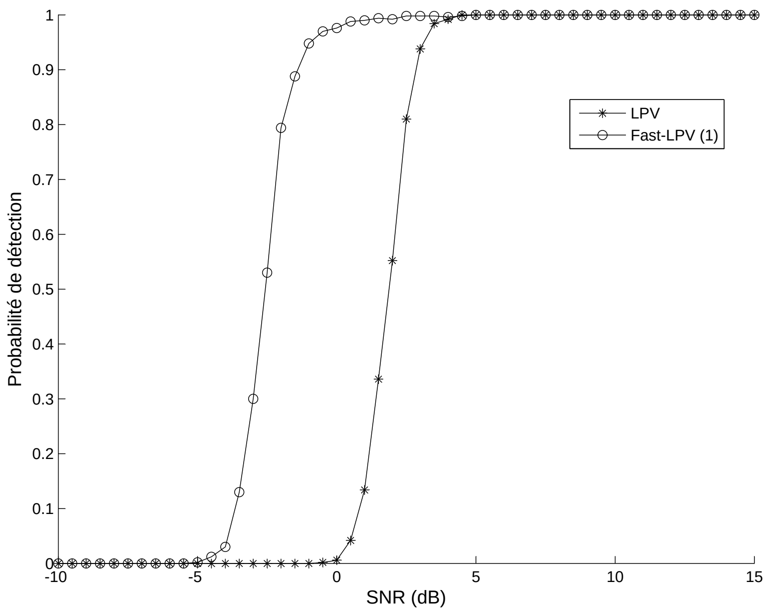


FIG. 2.7: Probabilité de détection de LPV et Fast-LPV en fonction du SNR (N=15)

Comme second exemple d'application de cette méthode, on considère le critère MDL. Les valeurs propres additionnelles sont utilisées dans le calcul de la moyenne arithmétique et de la moyenne géométrique. Dans l'objectif de mieux rassembler les valeurs propres relatives au sous-espace signal, nous proposons de procéder de la manière suivante : on calcule d'abord les valeurs propres de la matrice de corrélation $\mathcal{R}$, ensuite les $M(M-1)$ valeurs propres des sous-matrices principales. Enfin, on calcule la moyenne géométrique G' et la moyenne arithmétique A' de l'ensemble des valeurs propres classées en ordre décroissant.

$$G'\left(\lambda_{k(M+1)+1}, \cdots, \lambda_{M^2}\right) = \left(\prod_{i=k(M+1)+1}^{M^2} \lambda_i\right)^{\frac{1}{M^2-k(M+1)}} \tag{2.65}$$

$$A'\left(\lambda_{k(M+1)+1}, \cdots, \lambda_{M^2}\right) = \frac{1}{M^2-k(M+1)} \sum_{i=k(M+1)+1}^{M^2} \lambda_i \tag{2.66}$$

On note qu'on garde la même fonction de pénalité que celle de la version standard de MDL, qui s'exprime ainsi :

$$\mathscr{P}(M, NL, k) = \frac{1}{2}k\,(2M-k)\log(NL) \tag{2.67}$$

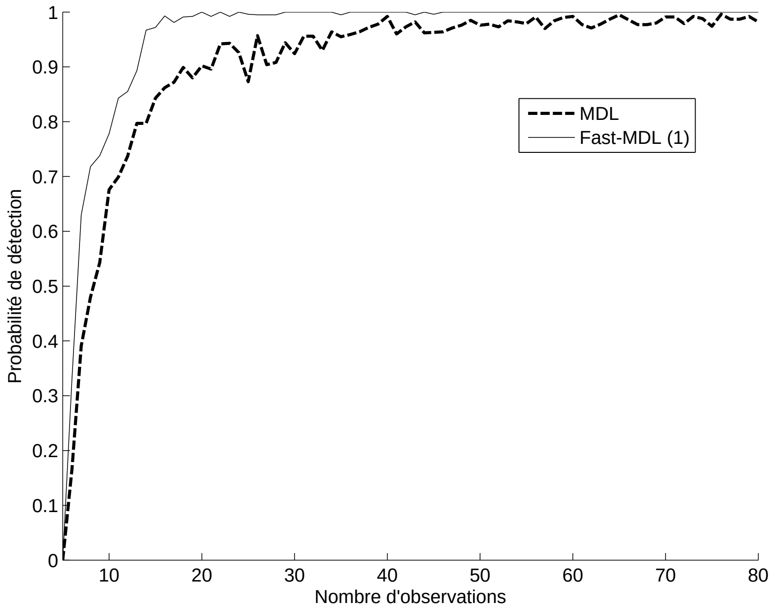


FIG. 2.8: Probabilité de détection de MDL et Fast-MDL en fonction du nombre d'observations

Dans la figure (2.8), nous avons superposé les probabilités de détection obtenues à l'aide soit de MDL classique soit sa version améliorée, notée Fast-MDL, en fonction du nombre d'observations. Les paramètres utilisés pour tracer ces courbes sont les suivants : 4 trajets décorrélés de même amplitude et incidents sur un réseau linéaire uniforme de 6 antennes omnidirectionnelles et identiques, sous les directions $[-45°\ ,\ -15°\ ,\ 0°\ ,\ 25°]$. La distance entre deux éléments successifs du réseau est de $\frac{\lambda}{2}$. La probabilité de détection est déduite de 1000 itérations indépendantes.

On souligne qu'il faut plus que 80 observations du canal pour que MDL atteigne la probabilité certaine. Alors que seulement 20 observations sont suffisantes avec Fast-MDL. Cette amélioration permet une nette réduction du nombre des enregistrements et du temps de calcul.

d2. Nouveaux indicateurs d'inégalité entre les valeurs propres

La plupart des algorithmes utilisent l'information contenue au niveau des valeurs propres de la matrice de corrélation pour estimer la multiplicité des plus petites valeurs propres [Kuch 00b]. Dans ce but, ils utilisent le rapport entre la moyenne géométrique et la moyenne arithmétique comme indicateur d'inégalités entre les valeurs propres. Ceci peut être interprété comme une mesure de l'hétérogénéité des valeurs propres de la matrice de corrélation grâce à l'inégalité (2.68) valable pour tout ensemble de réels positifs $(\lambda_l)_{1\leqslant l\leqslant M}$:

$$\text{pour tout } l = 1, \cdots, M \quad \begin{cases} \mathcal{G}(\lambda_l, \cdots, \lambda_M) \leqslant \mathcal{A}(\lambda_l, \cdots, \lambda_M) \\ \mathcal{G}(\lambda_l, \cdots, \lambda_M) = \mathcal{A}(\lambda_l, \cdots, \lambda_M) \Leftrightarrow \lambda_l = \lambda_{l+1} = \cdots = \lambda_M \end{cases} \tag{2.68}$$

L'égalité entre $\mathcal{A}$ et $\mathcal{G}$ est obtenue pour une liste de valeurs propres identiques menant à un minimum de la fonction de MDL (2.33). Cependant, un faible SNR conduit à un faible écart entre les valeurs propres de l'espace bruit et celles de l'espace signal ce qui complique la distinction entre les deux espaces. Ainsi, une amélioration est possible en analysant l'inégalité généralisée des moyennes (2.69) d'une séquence Λ_l de l éléments positifs.

$$\mathscr{H}(\Lambda_l) \leqslant \mathscr{G}(\Lambda_l) \leqslant \mathscr{A}(\Lambda_l) \tag{2.69}$$

où $\mathscr{H}(\Lambda_l)$ désigne la moyenne harmonique définie comme suit :

$$\mathscr{H}(\Lambda_l) = \frac{l}{\frac{1}{\lambda_1} + \frac{1}{\lambda_2} + \cdots + \frac{1}{\lambda_l}} \tag{2.70}$$

L'égalité est obtenue dans (2.69) si et seulement si Λ_l est une séquence constante. (2.69) offre différents couples de moyennes permettant de mesurer l'uniformité de Λ_l avec des niveaux de résolution différents. Un encadrement plus ajusté de (2.69), proposé dans [Hara 98], peut encore améliorer la précision de l'indicateur d'égalité des valeurs propres afin d'optimiser la sensibilité des critères à l'hétérogénéité des valeurs propres.

En effet, soit $\Lambda_p = (\lambda_1, \cdots, \lambda_p) \in \mathbb{R}_+^{*p}$, et C_p^q le nombre des sous-ensembles possibles de q éléments pris de Λ_l. Les inégalités suivantes sont obtenues [Hara 98] :

$$\mathscr{H}_p \leqslant \mathscr{H}_{C_p^q}\left\{\mathscr{G}_q(\lambda_{i_1}, \cdots, \lambda_{i,q})\right\} \leqslant \mathscr{G}_p \leqslant \mathscr{G}_{C_p^q}\left\{\mathscr{A}_q(\lambda_{i_1}, \cdots, \lambda_{i,q})\right\} \leqslant \mathscr{A}_p \tag{2.71}$$

$$\mathscr{H}_p \leqslant \mathscr{G}_{C_p^q}\left\{\mathscr{H}_q(\lambda_{i_1}, \cdots, \lambda_{i,q})\right\} \leqslant \mathscr{G}_p \leqslant \mathscr{A}_{C_p^q}\left\{\mathscr{G}_q(\lambda_{i_1}, \cdots, \lambda_{i,q})\right\} \leqslant \mathscr{A}_p \tag{2.72}$$

Si on s'intéresse seulement à la moyenne géométrique et à la moyenne arithmétique du terme à droite de (2.72), un encadrement plus ajusté de (2.69) est donné en remplaçant la moyenne géométrique dans le critère MDL par $\mathscr{G}_{C_p^q}$ où q est choisi arbitrairement dans $[1\ ,\ p]$. La figure (2.9) montre l'amélioration apportée par l'utilisation du raffinement des inégalités des moyennes. Dans cette simulation, nous avons supposé un réseau linéaire uniforme de 10 antennes illuminé par 4 trajets décorrélés et de même amplitude. Les directions d'arrivée des trajets, définies par rapport à l'axe du réseau d'antenne, sont choisies égales à $[-40°\ ,\ -15°\ ,\ 10°\ ,\ 35]$. On enregistre une nette amélioration par rapport à la version standard de MDL. Toutefois, il faut noter que cette méthode est très sensible au degré de corrélation entre les trajets.

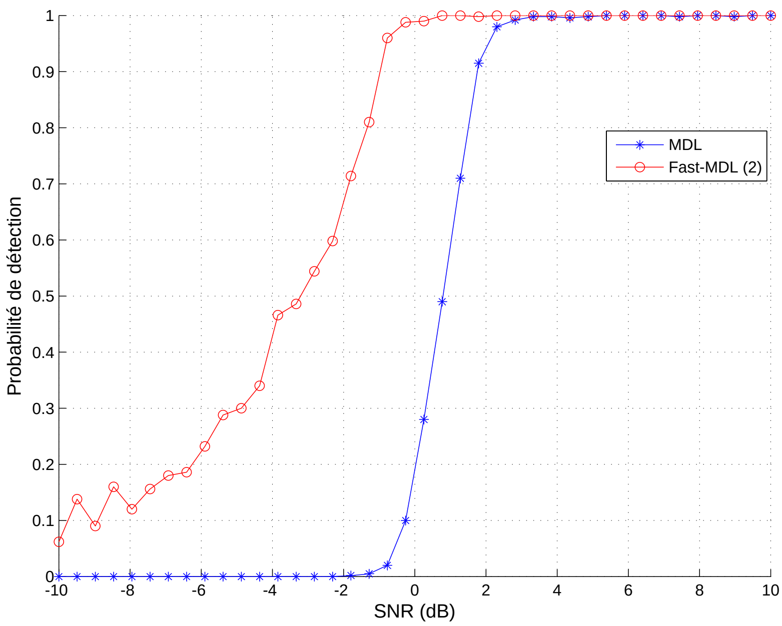


FIG. 2.9: Probabilité de détection de MDL et Fast-MDL en fonction du SNR (N=15)

On souligne que l'utilisation de la propriété d'entrelacement ou celle du nouvel indicateur d'inégalité entre les valeurs propres permet d'améliorer les performances des techniques de détection du nombre des trajets. En particulier, les deux propositions, que nous avons faites, concernent les techniques de détection basées sur une meilleure utilisation des valeurs propres (sur-échantillonnage, comparaison plus fine) afin de détecter le nombre de trajets dans les cas d'un faible SNR ou un faible nombre d'observations du canal. Toutefois, on signale que les proportions d'apport de telles propositions dépendent de l'algorithme utilisé. Dans la suite, l'algorithme, désigné ci-dessus par Fast-LPV (1), sera adopté pour la détection des trajets de propagation dans les deux canaux ; uni- et bi-directionnels.

2.3.2 Estimation des paramètres des trajets

L'étape suivante consiste à estimer les paramètres caractéristiques des L trajets de propagation. Une caractérisation fine est indispensable afin d'améliorer la précision du modèle dans sa description du comportement du canal. A cet égard, une caractérisation multi-dimensionnelle d'un environnement riche en trajets multiples exige des estimateurs ayant les propriétés suivantes :

- un pouvoir de résolution important afin de discerner des trajets voisins ;
- une estimation conjointe de plusieurs paramètres (DOA,DOD,temps de retard,$\cdots$) ;
- une faible complexité de calcul.

Plusieurs travaux, décrits dans la littérature, révèlent différentes techniques d'estimation qui se différencient par leurs conceptions, hypothèses, complexités, etc. En particulier, on y distingue un ensemble d'algorithmes, appelés algorithmes à haute résolution. Ils caractérisent chaque trajet avec une précision supérieure à celle qu'on peut obtenir avec une analyse de Fourier. A titre d'exemple, la résolution temporelle des algorithmes à haute résolution est meilleure que l'inverse de la bande de fréquence utilisée, ce qui explique leur nomination. Cette appellation se justifie aussi par leur pouvoir de résolution infini dans des conditions idéales (SNR infini, nombre d'observations infini, etc.). Une classification est possible de ces algorithmes en méthodes spectrales, méthodes basées sur la décomposition matricielle et méthodes paramétriques.

2.3.2.1 Méthodes spectrales

Les techniques appartenant à cette classe sont basées sur l'optimisation d'une fonction coût, qu'on notera $\mathscr{P}$, exprimée en fonction des paramètres à estimer. $\mathscr{P}$ est une mesure du spectre spatial de puissance dont les maximums correspondent aux paramètres à estimer. Ces techniques sont généralement utilisées pour l'estimation des paramètres directionnels.

a. Formation de voies (Beamforming)

L'idée de base de cet algorithme est de retrouver la direction d'arrivée du signal qui maximise la puissance de sortie. De ce fait, la sortie du réseau $\boldsymbol{x}(t)$ est orientée successivement pour décrire l'espace d'ouverture $\mathscr{D}$ du réseau.

$$\begin{aligned} y_\phi(t) &= \sum_{k=1}^{N_{Rx}} a_k^{\mathsf{h}}(\phi) x_k(t) \\ &= \boldsymbol{a}(\phi)^{\mathsf{h}} \boldsymbol{x}(t) \end{aligned} \tag{2.73}$$

où $\boldsymbol{a}(.)$ est un vecteur de direction et $\phi \in \mathscr{D}$. Étant donné N observations, $y(t_1), y(t_2), \cdots, y(t_N)$, la puissance de sortie sera :

$$\begin{aligned} \mathscr{P}(\phi) &= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} \|y_\phi(t_k)\|^2 \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} \boldsymbol{a}(\phi)^{\mathsf{h}} \boldsymbol{x}(t_k) \boldsymbol{x}_k^{\mathsf{h}}(t_k) \boldsymbol{a}(\phi) \\ &= \boldsymbol{a}(\phi)^{\mathsf{h}} \widetilde{\mathcal{R}} \boldsymbol{a}(\phi) \end{aligned} \tag{2.74}$$

Où $\widetilde{\mathcal{R}}$ est la matrice de corrélation telle que $\widetilde{\mathcal{R}} = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} \boldsymbol{x}(t_k)\boldsymbol{x}_k^{\mathsf{h}}(t_k)$. $\{\hat{\phi}_l\}_{1 \leqslant l \leqslant L}$ sont les valeurs qui maximisent la fonction $\mathscr{P}_{BF}(\phi)$ normalisée :

$$\mathscr{P}_{BF}(\phi) = \frac{\boldsymbol{a}^{\mathsf{h}}(\phi)\widetilde{\mathcal{R}}\boldsymbol{a}(\phi)}{\boldsymbol{a}^{\mathsf{h}}(\phi)\boldsymbol{a}(\phi)} \quad , \quad \phi \in \mathscr{D} \tag{2.75}$$

b. Beamforming de Capon

Afin de mieux cerner les maximums de (2.75) pour obtenir une meilleure résolution, [Capo 69] propose la maximisation du spectre spatial suivant :

$$\mathscr{P}_{Cap}(\phi) = \frac{1}{\boldsymbol{a}(\phi)^{\mathsf{h}}\widetilde{\mathcal{R}}\boldsymbol{a}(\phi)} \quad , \quad \phi \in \mathscr{D} \tag{2.76}$$

Le Beamforming de Capon minimise la puissance de sortie suivant toutes les directions autres que celle d'arrivée du signal. Cette technique permet de séparer deux trajets spatialement très proches.

c. MUltiple SIgnal Classification (MUSIC)

De façon similaire à Beamforming, $\{\hat{\phi}_l\}_{1\leqslant l\leqslant L}$ sont les valeurs qui maximisent le spectre spatial suivant :

$$\mathscr{P}_{MUSIC}(\phi) = \frac{\boldsymbol{a}(\phi)^{\mathsf{h}}\boldsymbol{a}(\phi)}{\boldsymbol{a}(\phi)^{\mathsf{h}}\widetilde{\mathcal{U}}_n\widetilde{\mathcal{U}}_n^{\mathsf{h}}\boldsymbol{a}(\phi)} \tag{2.77}$$

où les colonnes de $\widetilde{\widetilde{\mathcal{U}}}_n = [\tilde{\boldsymbol{u}}_1, \cdots, \tilde{\boldsymbol{u}}_{M-L}]$ sont les vecteurs propres engendrant l'espace bruit. (2.77) est équivalente à une distance entre le sous-espace signal et le sous-espace bruit constituant la matrice de corrélation $\widetilde{\mathcal{R}}$. Etant donné l'orthogonalité entre le sous-espace signal et le sous-espace bruit, les paramètres à estimer sont déduits des maximums de $\mathscr{P}_{MUSIC}$.

d. Root-MUSIC

Root-MUSIC est la version polynomiale de l'algorithme MUSIC utilisé avec un réseau linéaire uniforme.

$$\mathscr{P}_{RM}(z) = \boldsymbol{a}^{\mathsf{t}}\left(\frac{1}{z}\right)\mathcal{V}\mathcal{V}^{\mathsf{h}}\boldsymbol{a}\left(z\right) \tag{2.78}$$

où $z = e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin(\theta)}$. Les L racines les plus proches du cercle unité du polynôme $\mathscr{P}_{RM}(z)$ engendrent les paramètres directionnels à estimer.

2.3.2.2 Méthodes algébriques

Contrairement aux méthodes spectrales qui utilisent une procédure de recherche, les méthodes algébriques se basent sur la décomposition matricielle des données. Deux estimateurs appartenant à cette classe vont être décrits.

a. Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques (ESPRIT)

ESPRIT [Roy 90] utilise la structure géométrique du réseau d'antenne afin d'estimer des paramètres directionnels. En effet, il se base sur la partition de l'ensemble des antennes en deux sous-réseaux identiques reproductibles à l'aide d'une simple translation géométrique. Il requiert seulement le vecteur de translation liant les deux sous-réseaux et les mesures données par ces deux derniers. Ceci offre un degré de liberté pour le choix de la géométrie du réseaux d'antennes. Les deux sous-réseaux, étant de m antennes ($m \geqslant 2$), peuvent avoir des éléments en commun. Soient $J_1 \in \mathbb{R}^{m\times M}$ et $J_2 \in \mathbb{R}^{m\times M}$ deux matrices de sélection permettant d'extraire les réponses des deux sous-réseaux à partir de la réponse du réseau total $\boldsymbol{h}$. J_1 et J_2 sont réciproquement centro-symétrique (2.79).

$$J_2 = \Pi_m J_1 \Pi_M \qquad \text{et} \qquad J_1 = \Pi_m J_2 \Pi_M \qquad \text{où} \quad \Pi_n = \begin{pmatrix} & & & 1 \\ & & 1 & \\ & \iddots & & \\ 1 & & & \end{pmatrix} \in \mathbb{R}^{n\times n} \tag{2.79}$$

Soit $\boldsymbol{a}_i$ le vecteur directeur du réseau total correspondant au $i^{\text{ème}}$ trajet. Etant donné le décalage physique par simple translation de deux sous-réseaux identiques, le vecteur directeur du second sous-réseau $J_2\boldsymbol{a}_i$ n'est qu'une version retardée du vecteur directeur $J_1\boldsymbol{a}_i$ relatif au premier sous-réseau. Autrement dit :

$$J_1\boldsymbol{a}(\mu_i)e^{j\mu_i} = J_2\boldsymbol{a}(\mu_i) \qquad , \qquad 1 \leqslant i \leqslant d \tag{2.80}$$

Où μ_i est fonction de l'angle que fait le $i^{\text{ème}}$ trajet avec la normale à la direction de translation. En présence de L trajets, et en appelant $\mathcal{A}$ la matrice formée par l'ensemble des vecteurs directeurs $\{\boldsymbol{a}_1, \cdots, \boldsymbol{a}_L\}$, (2.80) peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$J_1\mathcal{A}\Phi = J_2\mathcal{A} \tag{2.81}$$

où $\Phi = diag\{e^{j\mu_1}, \cdots, e^{j\mu_L}\} \in \mathbb{C}^{L\times L}$ est une matrice unitaire diagonale équivalente à une rotation. Sachant que J_1 et J_2 sont deux matrices de sélection, on déduit de (2.81) que $\mathcal{A}$ est invariante par l'application de la rotation décrite par Φ. Cette propriété d'invariance rotationnelle de $\mathcal{A}$, résultante de l'invariance translationnelle de la structure du réseau, constitue la base de l'algorithme ESPRIT. Ce dernier exploite cette structure particulière de $\mathcal{A}$ (2.81) pour estimer les paramètres μ_i contenus dans Φ. Ceci demande trois étapes qu'on peut résumer ainsi :

i. Estimation de $\mathcal{A}$ ou d'une matrice colonne-équivalente à $\mathcal{A}$[11]. Sachant que $\boldsymbol{h} = \sum_{i=1}^{L} \gamma_i \boldsymbol{a}_i + \boldsymbol{n}$, on en déduit que $\mathcal{A} = [\boldsymbol{a}_1, \cdots, \boldsymbol{a}_L]$ est une base du sous-espace signal donc toute estimation du sous-espace signal est colonne-équivalente à $\mathcal{A}$.

ii. Résolution de l'équation d'invariance (2.81),

iii. Estimation des paramètres : la déduction des paramètres à partir des valeurs propres de la solution de l'équation d'invariance obtenue en (ii).

Le développement des ces dernières étapes est détaillé ci-après. Soient un réseau d'antennes linéaire uniforme à M éléments isotropes et de distance inter-éléments $\frac{\lambda}{2}$ et N observations de la fonction du canal $\boldsymbol{h} \in \mathbb{C}^{M\times 1}$ rangées dans $\mathcal{H} \in \mathbb{C}^{M\times N}$. On suppose aussi la présence de L trajets de poids complexes $(\gamma_l)_{1\leqslant l\leqslant L}$ et de directions d'arrivée $(\phi_l)_{1\leqslant l\leqslant L}$.

$$\begin{aligned} \mathcal{H} &= [\boldsymbol{h}(t_1), \cdots, \boldsymbol{h}(t_N)] \\ &= \mathcal{A}\left[\boldsymbol{\gamma}(t_1), \cdots, \boldsymbol{\gamma}(t_N)\right] + [\boldsymbol{n}(t_1), \cdots, \boldsymbol{n}(t_N)] \\ &= \mathcal{A}\Gamma + \mathcal{N} \end{aligned} \tag{2.82}$$

La matrice de corrélation $\mathcal{R}$ correspondante s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned} \mathcal{R} &= E\left(\mathcal{H}\mathcal{H}^{\mathsf{h}}\right) \\ &= \mathcal{A}E\left(\Gamma\Gamma^{\mathsf{h}}\right)\mathcal{A}^{\mathsf{h}} + \sigma^2\mathcal{I}_M \\ &= \mathcal{A}\mathcal{R}_\gamma\mathcal{A}^{\mathsf{h}} + \sigma^2\mathcal{I}_M \end{aligned} \tag{2.83}$$

Estimation d'une matrice colonne-équivalente à $\mathcal{A}$: Ceci est équivalent à l'estimation d'une base du sous-espace signal. Une décomposition en valeurs singulières de $\mathcal{H}$ se met sous la

[11] Une matrice A est colonne-équivalente à une matrice B si B peut être obtenue à partir de A par un nombre fini d'opérations élémentaires de colonnes. Autrement dit, il existe une matrice inversible P telle que A=BP

forme :

$$\begin{aligned}\mathcal{H} &= \mathcal{U}\Sigma\mathcal{V}^{\mathsf{h}} \\ &= [\mathcal{U}_s \;\; \mathcal{U}_s^{\perp}] \begin{bmatrix} \Sigma_s & 0 \\ 0 & \Sigma_s^{\perp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathcal{V}_s \\ \mathcal{V}_s^{\perp} \end{bmatrix}^{\mathsf{h}} \end{aligned} \tag{2.84}$$

où $\mathcal{U}_s$ et $\mathcal{U}_s^{\perp}$ sont deux matrices unitaires respectivement dans $\mathbb{C}^{M\times L}$ et $\mathbb{C}^{M\times(M-L)}$. Σ_s et $\Sigma_s^{\perp}$ sont deux matrices diagonales à valeurs réelles positives. Pour un nombre infini d'observations, $\mathcal{U}_s$ engendre le sous-espace signal. Par conséquent, $\mathcal{U}_s$ est colonne-équivalente à $\mathcal{A}$. D'ou l'existence d'une matrice inversible $\mathcal{P}$, telle que :

$$\mathcal{A} = \mathcal{U}_s\mathcal{P} \tag{2.85}$$

En utilisant (2.85) dans l'équation d'invariance (2.81), on obtient :

$$J_1\mathcal{U}_d\mathcal{P}\Phi = J_2\mathcal{U}_s\mathcal{P} \tag{2.86}$$

$\mathcal{H}$ étant de rang L, $\mathcal{R}$ sera également de rang L dont une décomposition en valeurs propres est comme suit :

$$\begin{aligned}\mathcal{R} &= \mathsf{U}\Sigma\mathsf{U}^{\mathsf{h}} \\ &= [\mathsf{U}_s \;\; \mathsf{U}_s^{\perp}] \begin{bmatrix} \Sigma_s & 0 \\ 0 & \Sigma_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathsf{V}_s \\ \mathsf{V}_s^{\perp} \end{bmatrix}^{\mathsf{h}} \end{aligned} \tag{2.87}$$

U_s engendre aussi le sous-espace signal et donc elle est aussi colonne-équivalente à la matrice $\mathcal{A}$. Par conséquent, U_s peut remplacer $\mathcal{U}_s$ dans le développement précédent.

Formulation et résolution de l'équation d'invariance : En remplaçant dans (2.81), la matrice $\mathcal{A}$ par son estimation $\mathcal{P}\mathcal{U}_s$, on obtient :

$$\begin{aligned} J_1\mathcal{U}_s\mathcal{P}\Phi = J_2\mathcal{U}_s\mathcal{P} \quad &\Leftrightarrow \quad J_1\mathcal{U}_s\underbrace{\mathcal{P}\Phi\mathcal{P}^{-1}} = J_2\mathcal{U}_s \\ &\Leftrightarrow \quad J_1\mathcal{U}_s \quad \Psi \quad = J_2\mathcal{U}_s \end{aligned} \tag{2.88}$$

L'égalité (2.88) correspond à un système d'équation linéaire sur-déterminé dont l'inconnue est la matrice Ψ. Les méthodes de résolution de (2.88) les plus courantes sont celles des moindres carrés (LS), des moindres carrés structurées (SLS), des moindres carrés structurées améliorées et des moindres carrées totaux (TLS) [M 97]. Soit $\widehat{\Psi}$ la solution de (2.88).

Calcul des paramètres $\hat{\mu}_i$: Par construction, les valeurs propres de $\Psi = \mathcal{P}\Phi\mathcal{P}^{-1}$ sont les $(e^{j\mu_i})_{1\leqslant i\leqslant d}$ (2.88). Par conséquent, si on désigne par $(\lambda_i)_{1\leqslant i\leqslant d}$ les valeurs propres de $\widehat{\Psi}$, on déduit que :

$$\mu_i = \arg(\lambda_i) \qquad , \qquad i = 1, \cdots, d \tag{2.89}$$

b. Unitary Esprit

Cet algorithme [Haar 96] introduit un pré-traitement à la version standard d'ESPRIT et consiste à remplacer toutes les matrices complexes dans l'équation d'invariance (2.88) par des matrices réelles. Il en résulte une réduction de la complexité de calcul et un doublement artificiel du nombre d'observations et par la suite une amélioration de la précision. Ce pré-traitement limite l'application de cette nouvelle version qu'aux réseaux d'antennes ayant une structure invariante par translation et à symétrie centrale.

La transformation des données complexes en données réelles est accomplie grâce à une bijection $\mathcal{T}$. Cette dernière transforme toute matrice complexe $M \in \mathbb{C}^{p\times q}$ en une matrice réelle $\mathcal{T}(M) \in \mathbb{R}^{p\times 2q}$.

$$\begin{aligned} \mathcal{T} \ : \mathbb{C}^{p\times q} &\longrightarrow \mathbb{R}^{p\times 2q} \\ M \mapsto \mathcal{T}(M) &= \mathrm{Q}_p^{\mathsf{h}} \left[M \ , \ \Pi_p M^* \Pi_q \right] \mathrm{Q}_{2q} \end{aligned} \tag{2.90}$$

où Π_n est donnée par (2.79) et $\mathrm{Q}_m \in \mathbb{C}^{m\times m}$ est une matrice non-singulière Π-réelle à gauche. Rappelons qu'une matrice $M \in \mathbb{C}^{m\times n}$ est dite Π-réelle à gauche ou centro-hermitienne conjuguée si elle vérifie :

$$\Pi_n M^* = M \tag{2.91}$$

M possède donc une symétrie centrale hermitienne. Dans ce qui suit, on utilisera les matrices Π-réelles à gauches canoniques suivantes :

$$\mathrm{Q}_{2n} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} I_K & jI_K \\ \Pi_K & -j\Pi_k \end{pmatrix} \qquad \text{et} \qquad \mathrm{Q}_{2n+1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} I_K & 0 & jI_K \\ 0^T & \sqrt{2} & 0^T \\ \Pi_K & 0 & -j\Pi_k \end{pmatrix} \tag{2.92}$$

Q_{2n} (respectivement Q_{2n+1}) est une matrice unitaire vérifiant $\mathrm{Q}_{2n}\mathrm{Q}_{2n}^{\mathsf{h}} = \mathrm{Q}_{2n}^{\mathsf{h}}\mathrm{Q}_{2n} = \mathrm{I}_{2n}$ (respectivement $\mathrm{Q}_{2n+1}\mathrm{Q}_{2n+1}^{\mathsf{h}} = \mathrm{Q}_{2n+1}^{\mathsf{h}}\mathrm{Q}_{2n+1} = \mathrm{I}_{2n+1}$)

L'hypothèse d'invariance par translation du réseau d'antenne donne l'équation d'invariance (2.88) précédemment développée. En supposant de plus que le réseau d'antennes a une symétrie centrale, chaque vecteur colonne $\boldsymbol{a}_i$ de $\mathcal{A}$ vérifie :

$$\Pi_M \boldsymbol{a}^* = \varsigma \boldsymbol{a} \tag{2.93}$$

où ς est un scalaire complexe dépendant de l'origine des phases choisie pour le vecteur de direction $\boldsymbol{a}_i$. En particulier, si on choisit le centre de la symétrie centrale comme origine des phases pour les vecteurs de direction, le coefficient ς sera égal à 1. La multiplication à gauche de $\boldsymbol{a}_i$ par Π revient à renverser l'ordre des lignes de ce vecteur. Ainsi, le vecteur colonne $\boldsymbol{a}_i$ retourné verticalement est égal à son conjugué, à un facteur multiplicatif prés si l'origine des phases est différent du centre du réseau. En utilisant, le centre du réseau comme référence de phase pour tous les vecteurs de direction, la condition de la symétrie centrale du réseau se met sous la forme matricielle suivante :

$$\Pi_M \mathcal{A}^* = \mathcal{A} \tag{2.94}$$

L'algorithme Unitary-ESPRIT [Haar 96] reprend exactement les trois étapes de l'algorithme ESPRIT standard mais en utilisant la transformation $\mathcal{T}(.)$.

Estimation d'une matrice réelle colonne-équivalente à $\mathcal{A}$: L'application de la proposition de transformation de toute matrice complexe en une matrice réelle à $\mathcal{H} = \mathcal{A}\Gamma + \mathcal{B}$ donne :

$$\begin{aligned}
\mathcal{T}(\mathcal{H}) &= \mathcal{T}(\mathcal{A}\Gamma) + \mathcal{T}(\mathcal{B}) \\
&= \mathrm{Q}_M^{\mathsf{h}}\left[\mathcal{A}\Gamma\ ,\ \Pi_M\mathcal{A}^*\Gamma^*\Pi_N\right]\mathrm{Q}_{2N} + \mathrm{Q}_M^{\mathsf{h}}\left[\mathcal{B}\ ,\ \Pi_M\mathcal{B}^*\Pi_N\right]\mathrm{Q}_{2N} \\
&= \mathrm{Q}_M^{\mathsf{h}}\mathcal{A}\left[\Gamma\ ,\ \Gamma^*\Pi_N\right]\mathrm{Q}_{2N} + \mathrm{Q}_M^{\mathsf{h}}\left[\mathcal{B}\ ,\ \Pi_M\mathcal{B}^*\Pi_N\right]\mathrm{Q}_{2N} \\
&= \frac{1}{\sqrt{2}}\mathrm{Q}_M^{\mathsf{h}}\mathcal{A}\left[\Gamma+\Gamma^*\ ,\ j(\Gamma-\Gamma^*)\right] + \mathrm{Q}_M^{\mathsf{h}}\left[\mathcal{B}\ ,\ \Pi_M\mathcal{B}^*\Pi_N\right]\mathrm{Q}_{2N} \\
&= \sqrt{2}\mathrm{Q}_M^{\mathsf{h}}\mathcal{A}\left[\Re(\Gamma)\ ,\ \Im(\Gamma)\right] + \mathrm{Q}_M^{\mathsf{h}}\left[\mathcal{B}\ ,\ \Pi_M\mathcal{B}^*\Pi_N\right]\mathrm{Q}_{2N}
\end{aligned} \tag{2.95}$$

$\Re(\Gamma)$ et $\Im(\Gamma)$ désignent respectivement la partie réelle et imaginaire de Γ. Le second terme de la quantité à droite de (2.95) relative au bruit vérifie :

$$\begin{aligned}
E\left\{\left(\mathrm{Q}_M^{\mathsf{h}}\left[\mathcal{B}\ ,\ \Pi_M\mathcal{B}^*\Pi_N\right]\mathrm{Q}_{2N}\right)\left(\mathrm{Q}_M^{\mathsf{h}}\left[\mathcal{B}\ ,\ \Pi_M\mathcal{B}^*\Pi_N\right]\mathrm{Q}_{2N}\right)^{\mathsf{h}}\right\} &= \mathrm{Q}_M^{\mathsf{h}}E\left\{\mathcal{B}\mathcal{B}^{\mathsf{h}} + \Pi_M\mathcal{B}^*\mathcal{B}^{\mathsf{t}}\Pi_M\right\}\mathrm{Q}_M \\
&= \mathrm{Q}_M^{\mathsf{h}}\sigma^2\mathcal{I}_M\mathrm{Q}_M \\
&= \sigma^2\mathcal{I}_M
\end{aligned} \tag{2.96}$$

On déduit de (2.95) et (2.96) que le sous-espace signal est engendré par $\mathrm{Q}_M^{\mathsf{h}}\mathcal{A}$. Ainsi, suite à une décomposition en valeurs singulières de la matrice réelle $\mathcal{T}(\mathcal{H})$:

$$\begin{aligned}
\mathcal{T}(\mathcal{H}) &= \mathcal{U}_{(r)}\Sigma\mathcal{V}_{(r)}^{\mathsf{h}} \\
&= \left[\mathcal{U}_{s(r)}\ \ \mathcal{U}_{s(r)}^{\perp}\right]\begin{bmatrix}\Sigma_s & 0 \\ 0 & \Sigma_n\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathcal{V}_{s(r)} \\ \mathcal{V}_{s(r)}^{\perp}\end{bmatrix}^{\mathsf{h}}
\end{aligned} \tag{2.97}$$

L'indice (r) souligne la nature réelle des éléments de cette décomposition. $\mathrm{Q}_M^{\mathsf{h}}\mathcal{A}$ et $\mathcal{U}_{s(r)}$ engendrent le même sous-espace signal. D'où, il existe une matrice inversible $\mathcal{P}$, telle que :

$$\mathrm{Q}_M^{\mathsf{h}}\mathcal{A} = \mathcal{U}_{s(r)}\mathcal{P} \quad \Leftrightarrow \quad \mathcal{A} = \mathrm{Q}_M\mathcal{U}_{s(r)}\mathcal{P} \tag{2.98}$$

Comme précédemment, il est aussi possible d'obtenir une colonne-équivalente à $\mathcal{A}$ par décomposition en valeur propre de $\mathcal{R} = E\left(\mathcal{T}(\mathcal{H})\mathcal{T}(\mathcal{H})^{\mathsf{h}}\right)$

Résolution de l'équation d'invariance : En remplaçant, la nouvelle matrice colonne-équivalente à $\mathcal{A}$ dans l'équation d'invariance (2.81), on obtient :

$$J_1\mathrm{Q}_M\mathcal{U}_{s(r)}\mathcal{P}\Phi = J_2\mathrm{Q}_M\mathcal{U}_{s(r)}\mathcal{P} \tag{2.99}$$

Sachant que $\Pi_n\mathrm{Q}_n = \mathrm{Q}_n^*$ et $\Pi_n\Pi_n = \mathcal{I}_n$, on montre que :

$$\begin{aligned}
\mathrm{Q}_m^{\mathsf{h}}J_2\mathrm{Q}_M &= \underbrace{\mathrm{Q}_m^{\mathsf{h}}\Pi_m}_{\mathrm{Q}_m^{\mathsf{t}}}\underbrace{\Pi_m J_2\Pi_M}_{J_1}\underbrace{\Pi_M\mathrm{Q}_M}_{\mathrm{Q}_M^*} \\
&= \left(\mathrm{Q}_m^{\mathsf{h}}J_1\mathrm{Q}_M\right)^*
\end{aligned} \tag{2.100}$$

En multipliant (2.99) à gauche par $\mathrm{Q}_m^{\mathsf{h}}$ puis en utilisant (2.100), on obtient :

$$\left(\mathrm{Q}_m^{\mathsf{h}}J_1\mathrm{Q}_M\right)\mathcal{U}_{s,(r)}\mathcal{P}\Phi = \left(\mathrm{Q}_m^{\mathsf{h}}J_1\mathrm{Q}_M\right)^*\mathcal{U}_{s,(r)}\mathcal{P} \tag{2.101}$$

Si, on note par :

$$\mathcal{K}_1 = \Re\left(\mathrm{Q}_m^{\mathsf{h}} J_1 \mathrm{Q}_M\right) \tag{2.102}$$

$$\mathcal{K}_2 = \Im\left(\mathrm{Q}_m^{\mathsf{h}} J_1 \mathrm{Q}_M\right) \tag{2.103}$$

En utilisant $\mathcal{K}_1$ et $\mathcal{K}_2$, un ré-arrangement des termes de l'égalité (2.101) donne :

$$(\mathcal{K}_1 + j\mathcal{K}_2)\mathcal{U}_{s,(r)}\mathcal{P}\Phi = (\mathcal{K}_1 - j\mathcal{K}_2)\mathcal{U}_{s,(r)}\mathcal{P} \ \Leftrightarrow\ \mathcal{K}_1\mathcal{U}_{s,(r)}\mathcal{P}\left(\Phi - \mathcal{I}_d\right) = -j\mathcal{K}_2\mathcal{U}_{s,(r)}\mathcal{P}\left(\Phi + \mathcal{I}_d\right) \tag{2.104}$$

Comme $\Phi = diag\left\{e^{j\mu_1}, \cdots, e^{j\mu_d}\right\} \in \mathbb{C}^{d\times d}$, on en déduit :

$$(\Phi - \mathcal{I}_d) = \Phi^{\frac{1}{2}}\left(\Phi^{\frac{1}{2}} - \Phi^{-\frac{1}{2}}\right) = 2j\Phi^{\frac{1}{2}}\sin\left\{\angle\Phi^{\frac{1}{2}}\right\} \tag{2.105}$$

$$-j\left(\Phi + \mathcal{I}_d\right) = -j\Phi^{\frac{1}{2}}\left(\Phi^{\frac{1}{2}} + \Phi^{-\frac{1}{2}}\right) = -2j\Phi^{\frac{1}{2}}\cos\left\{\angle\Phi^{\frac{1}{2}}\right\} \tag{2.106}$$

Où $\Phi^{\frac{1}{2}} = diag\left\{e^{j\frac{\mu_1}{2}}, \cdots, e^{j\frac{\mu_d}{2}}\right\}$ et $\cos\left\{\angle\Phi^{\frac{1}{2}}\right\} = diag\left\{\cos\frac{\mu_1}{2}, \cdots, \cos\frac{\mu_d}{2}\right\}$. En supposant que $\Phi^{\frac{1}{2}}$ est inversible, l'utilisation de (2.105) et (2.106) dans (2.104) donne :

$$\mathcal{K}_1\mathcal{U}_{s,(r)}\mathcal{P}\tan\left\{\angle\Phi^{\frac{1}{2}}\right\} = \mathcal{K}_2\mathcal{U}_{s,(r)}\mathcal{P} \quad \Leftrightarrow \quad \mathcal{K}_1\mathcal{U}_{s,(r)}\underbrace{\mathcal{P}\tan\left\{\angle\Phi^{\frac{1}{2}}\right\}\mathcal{P}^{-1}}_{\Psi} = \mathcal{K}_2\mathcal{U}_{s,(r)} \tag{2.107}$$

A partir de (2.107), on formule la nouvelle équation d'invariance adoptée par Unitary-ESPRIT :

$$\mathcal{K}_1\mathcal{U}_{s,(r)}\Psi = \mathcal{K}_2\mathcal{U}_{s,(r)} \tag{2.108}$$

Il s'agit d'un système d'équations linéaires sur-déterminé à paramètres réels ($\mathcal{K}_1 \in \mathbb{R}^{M\times M}$,$\mathcal{K}_2 \in \mathbb{R}^{M\times M}$ et $\mathcal{U}_{s(r)} \in \mathbb{R}^{M\times d}$) et d'inconnue la matrice Ψ.

Calcul des paramètres : On remarque que, par construction, les valeurs propres de Ψ sont $\left\{\tan\frac{\mu_1}{2}, \cdots, \tan\frac{\mu_1}{2}\right\}$. Donc, les paramètres μ_i sont déduits des valeurs propres λ_i de la solution de l'équation d'invariance réelle (2.108) de la manière suivante :

$$\mu_i = 2\tan^{-1}(\hat{\lambda}) \tag{2.109}$$

c. ESPRIT et Unitary-ESPRIT multi-dimensionnel

L'algorithme ESPRIT et Unitary-ESPRIT peuvent être étendus à l'estimation multi-dimensionnelle [Haar 96] des paramètres du canal de propagation. La version la plus complète permettra l'estimation des angles (azimut-élévation) de départ et d'arrivée, des retards de propagation et des décalages Doppler pour les quatre composantes de polarisation. On désignera par d le nombre de paramètres à estimer et $M = M_1M_2\cdots M_d$ est le produit des nombres des points d'échantillonnage dans les d dimensions. En utilisant la notation (2.10) de la matrice du canal, on rappelle que chaque colonne $\left(\boldsymbol{a}\left(\mu_i^{(1)}, \mu_i^{(2)}, \cdots, \mu_i^{(d)}\right)\right)_{1\leqslant i\leqslant L}$ de $\mathcal{A} \in \mathbb{C}^{M\times L}$ peut se mettre sous la forme d'un produit de Kronecker de vecteurs $\boldsymbol{a}(\mu_i^{(1)}), \cdots, \boldsymbol{a}(\mu_i^{(d)})$, chacun étant de taille $M_i \times 1$.

$$\boldsymbol{a}\left(\mu_i^{(1)}, \mu_i^{(2)}, \cdots, \mu_i^{(e)}\right) = \boldsymbol{a}\left(\mu_i^{(e)}\right) \otimes \boldsymbol{a}\left(\mu_i^{(e-1)}\right) \otimes \cdots \otimes \boldsymbol{a}\left(\mu_i^{(1)}\right) \quad , \quad 1 \leqslant i \leqslant L \tag{2.110}$$

Par analogie à la version unidimensionnelle d'ESPRIT, on définit d paires de matrices de sélection $\left(J_{1(k)}, J_{2(k)}\right)$ de tailles $m_k \times M$, $1 \leqslant k \leqslant d$, vérifiant la propriété de centro-symétrie réciproque (2.79) :

$$J_{2(k)} = \Pi_{m_r} J_{1(k)} \Pi_M \tag{2.111}$$

où m_r est la longueur de chacun des deux sous-réseaux suivant la $r^{\text{ème}}$ dimension $(1 < m_r < M_r)$. On distingue d équations d'invariance. Chacune est similaire à celle du cas uni-dimensionnel. Elle s'énonce ainsi :

$$J_{1(k)} \mathcal{A} \Phi(\mu_i) = J_{2(k)} \mathcal{A} \tag{2.112}$$

Estimation du sous-espace signal : Une estimation du sous-espace signal peut être donnée par les L premiers vecteurs singuliers à gauche obtenus suite à une décomposition en valeurs singulières de $\mathcal{H}$ pour ESPRIT ou $\mathcal{T}(\mathcal{H})$ pour unitary-ESPRIT. Également, une estimation du sous-espace signal peut être donnée par les L premiers vecteurs propres à gauche obtenus suite à une décomposition en valeurs propres de $\mathcal{H}\mathcal{H}^{\mathsf{h}}$ pour ESPRIT ou $\mathcal{T}(\mathcal{H})\mathcal{T}(\mathcal{H})^{\mathsf{h}}$ pour unitary-ESPRIT.

Résolution de l'équation d'invariance : On procède exactement de la même manière que dans le cas uni-dimensionnel pour résoudre les d systèmes d'équations :

$$\mathcal{K}_{1(k)} \mathcal{U}_{s(r)} \Psi_k = \mathcal{K}_{2(k)} \mathcal{U}_{s(r)} \quad , \quad 1 \leqslant k \leqslant d \tag{2.113}$$

$\Psi_r = \mathcal{P} \Phi_r \mathcal{P}$ et $\mathcal{K}_{1(k)}$ et $\mathcal{K}_{2(k)}$ sont définie de façon similaire à (2.102) et (2.103) :

$$\mathcal{K}_{1(k)} = 2\Re\left(\mathrm{Q}_{m_r}^{\mathsf{h}} J_{1(k)} \mathrm{Q}_M\right) \tag{2.114}$$

$$\mathcal{K}_{2(k)} = 2\Im\left(\mathrm{Q}_{m_r}^{\mathsf{h}} J_{1(k)} \mathrm{Q}_M\right) \tag{2.115}$$

Les d équations d'invariance (2.113) peuvent être résolues indépendamment à l'aide des techniques des moindres-carrées (LS), des moindres carrées structurées (SLS) ou des moindres carrés totaux (TLS) [M 97] ou de façon conjointe avec l'extension multi-dimensionnelle de SLS dont les résultats sont d matrices $(\Psi_k)_{1 \leqslant k \leqslant d}$ (réelle dans le cas d'Unitary-ESPRIT).

Calcul des paramètres : Les paramètres $(\mu_i^{(k)})_{1 \leqslant i \leqslant L}$ sont déduits des valeurs propres de Ψ_k. L'estimation conjointe des paramètres est le résultat d'une diagonalisation conjointe des matrices Ψ_k à l'aide d'une décomposition simultanée de Schur ([Haar 98]).

2.3.2.3 Méthodes paramétriques

Ces méthodes sont basées sur l'utilisation de la fonction du maximum de vraisemblance.

a. Maximum de vraisemblance (ML)

Cet algorithme maximise la fonction de vraisemblance qui exprime la probabilité que les trajets reconstruits gênèrent le signal mesuré. Il s'agit de la solution optimale conditionnée par la précision des modèles théoriques du signal mesuré auquel l'algorithme cherche à conformer le signal reconstruit. Cependant, sa complexité s'accroît exponentiellement en fonction du nombre de paramètres à estimer, en particulier lorsque la fonction de vraisemblance est non-linéaire en fonction des paramètres à estimer. De ce fait, on a toujours recours à des techniques sous-optimales telles que la méthode d'égalisation des moindres carrés (MMSE) ou celle de zéro frocing (ZF) qui sont beaucoup moins complexes. Mais, ces méthodes sous-optimales ont parfois des faibles performances par rapport aux solutions optimales. Le vecteur estimé $\hat{\boldsymbol{\nu}}$ est celui qui vérifie (2.116).

$$\{\hat{\boldsymbol{\nu}}_1, \cdots, \hat{\boldsymbol{\nu}}_L\} = \arg \max_{\boldsymbol{\nu}_1, \cdots, \boldsymbol{\nu}_L} \left(\mathscr{L}(\boldsymbol{\nu}_1, \cdots, \boldsymbol{\nu}_L)\right) \tag{2.116}$$

où $\mathscr{L}$ désigne la fonction de vraisemblance. Dans (2.116), il s'agit d'un problème d'optimisation non-linéaire multi-dimensionnelle. Donc, il faut trouver une méthode sous-optimale capable de résoudre (2.116) avec une faible complexité de calcul.

b. Expectation-Maximisation (MV)

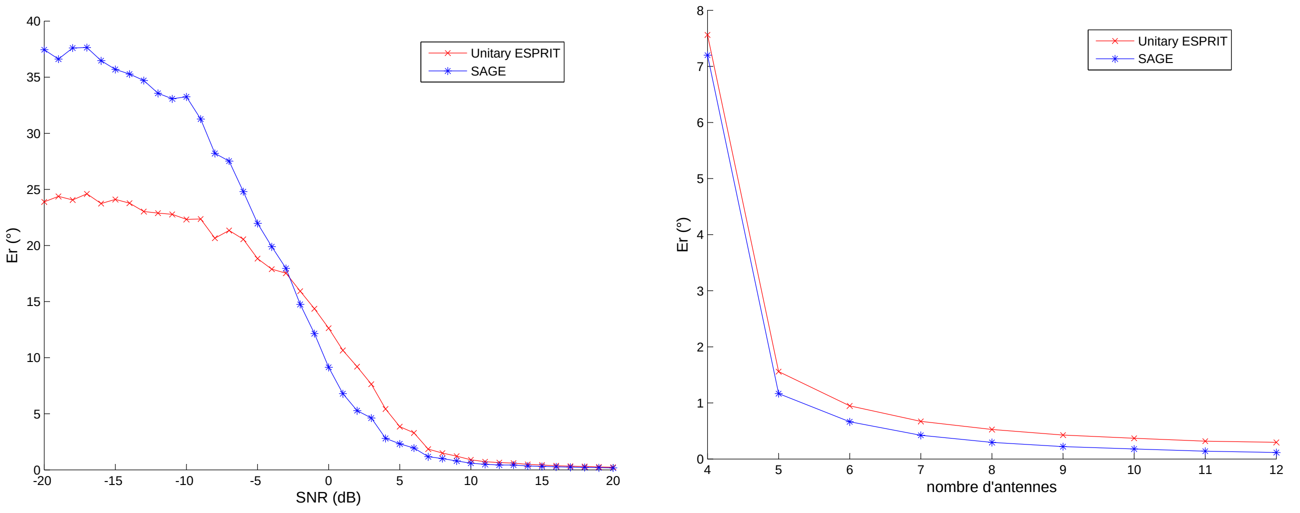
L'algorithme EM [M 88] facilite la maximisation de la fonction de vraisemblance ($\mathscr{L}(\boldsymbol{\nu}_1, \cdots, \boldsymbol{\nu}_L)$). Dans cet objectif, il se base sur la distinction entre deux types de données. Des données dites "complètes" inaccessibles et des données dites "incomplètes" observables. Les données incomplètes sont linéairement dépendantes des données complètes. Dans ce cas, l'ensemble des trajets bruités individuellement $\boldsymbol{x}_1(\boldsymbol{\nu}_1) + n_1, \cdots, \boldsymbol{x}_L(\boldsymbol{\nu}_L) + n_L$ paramétrés par $\boldsymbol{\nu}_1, \cdots, \boldsymbol{\nu}_L$ constituent les données complètes. Ils ne sont pas directement observables car ils représentent les réponses d'un réseau d'antennes aux L trajets pris séparément. Par contre le vecteur signal mesuré $\boldsymbol{y}$ représente les données accessibles mais incomplètes. Ainsi, l'algorithme Expectation-Maximisation (EM) permet d'estimer les données directement inaccessibles à partir des données mesurées.

EM se compose en deux étapes. La première estime les paramètres qui déterminent la fonction de vraisemblance à partir de l'ensemble des informations disponibles ou déduites de l'itération précédente. La deuxième étape estime les solutions de cette fonction, ou dans le cas échéant, détermine les valeurs des paramètres caractéristiques maximisant la fonction de vraisemblance.

c. Space-Alternating Generalized Expectation-Maximisation (SAGE)

L'algorithme SAGE [Fess 94] est un algorithme dérivé de l'algorithme EM. Le but de cet algorithme est de réduire le temps de convergence en minimisant l'information de Fisher des paramètres à estimer. La réduction de l'information de Fisher est obtenue en divisant l'espace des données en plusieurs sous espaces cachés moins informatifs en les estimant de façon séquentielle. Chacun de ces espaces est en réalité un espace de données complètes dans le sens de l'algorithme EM lorsque les paramètres des autres sous-espaces sont connus. Il permet, en conséquence, de réduire la complexité de la maximisation de la fonction de vraisemblance.

Un résultat de simulation affichant les performances, en terme d'erreur d'estimation des DOA des trajets, des algorithhmes Unitary ESPRIT et SAGE en fonction du SNR (figure 2.10(a)) et du nombre des antennes (figure 2.10(b)). Les paramètres que nous avons utilisés pour la simulation 2.10(a) sont les suivants : deux réseaux linéaires uniformes, en émission et en réception, ayant chacun 6 antennes. Dans la simulation 2.10(b), le SNR est de 10 dB. Ces simulations, moyennées sur 500 itérations, supposent 3 trajets dont les amplitudes, les directions d'arrivée et les directions de départ sont respectivement : (1, 0.8, 0.6), (-15°, 5°, 30°) et (-35°, -10°, 25°). La quantification



(a) Erreur d'estimation en fonction du SNR (dB)

(b) Erreur d'estimation en fonction du nombre d'antennes

FIG. 2.10: Comparaison entre Unitary ESPRIT et SAGE

de l'erreur d'estimation est calculée de la manière suivante :

$$Er = \frac{1}{L}\sum_{l=1}^{L} |\phi_{l,Rx} - \tilde{\phi}_{l,Rx}| + |\phi_{l,Tx} - \tilde{\phi}_{l,Tx}| \tag{2.117}$$

Ces algorithmes ont des performances similaires et estiment sans erreurs des DOA et DOD pour des SNR supérieurs à 10 dB. Pour des erreurs moyennes inférieures au degré, il est nécessaire d'utiliser des réseaux d'antennes avec 6 éléments à l'émission et à la réception pour estimer 3 DOA et 3 DOD à un SNR de 10 dB.

2.3.3 Clusterisation

Le modèle géométrique-stochastique est principalement basé sur la considération des clusters, où un cluster se définit comme un ensemble de trajets ayant des données directionnelles ou temporelles similaires. En effet, contrairement au modèle déterministe, il ne repose pas sur la définition élémentaire du rayon de propagation mais il utilise des ensembles de rayons concentrés [Yu 04, Chon 03]. Cette approche permet de mieux décrire le phénomène de propagation en milieu réel car généralement le signal émis interagit avec des diffuseurs non-ponctuels. A titre d'exemple, la clusterisation dans un environnement indoor peut être le résultat des réflexions (provenant des murs et des plafonds), des diffractions et de la transmission (à travers des minces partitions). Ainsi, on associe un cluster à chaque zone de diffusion. Une façon simple de procéder à une clusterisation est de partitionner les paramètres estimés en des sous-groupes tel que les éléments au sein de chacun sont plus semblables entre eux qu'aux éléments des autres sous-groupes. Chaque groupe est appelé un cluster. La formulation basée sur la notion des clusters de la réponse impulsionnelle liant l'émetteur Tx_j au récepteur Rx_i d'un canal doublement directionnel s'énonce ainsi :

$$\begin{aligned} h_{Rx_i,Tx_j}(t,\tau,\phi_T,\phi_R,\theta_T,\theta_R) &= \sum_{c=1}^{C}\sum_{p=1}^{P_c} \mathbf{a}_c a_p \delta(\tau-\boldsymbol{\tau}_c-\tau_p) \\ &\quad \cdot\delta(\theta_T-\boldsymbol{\theta}_{T,c}-\theta_{T,p})\delta(\phi_T-\boldsymbol{\phi}_{T,c}-\phi_{T,p}) \\ &\quad \cdot\delta(\theta_R-\boldsymbol{\theta}_{R,c}-\theta_{R,p})\delta(\phi_R-\boldsymbol{\phi}_{R,c}-\phi_{R,p}) \end{aligned} \tag{2.118}$$

où C est le nombre de clusters et P_c est le nombre de trajets dans le $c^{\text{ième}}$ cluster.

$\mathbf{a}_c$, $\boldsymbol{\tau}_c$, $(\boldsymbol{\phi}_{T,c},\boldsymbol{\theta}_{T,c})$ et $(\boldsymbol{\phi}_{R,c},\boldsymbol{\theta}_{R,c})$ sont respectivement l'amplitude, le temps d'arrivée, la direction de départ (azimut, élévation) et la direction d'arrivée (azimut, élévation) relatifs au $c^{\text{ième}}$ cluster. Ils sont définis, respectivement, comme le temps d'arrivée du premier trajet, la moyenne des DODs, la moyenne des DOAs et le maximum d'amplitude des trajets au niveau du $c^{\text{ième}}$ cluster. De plus, a_p, τ_p, $(\theta_{T,p},\phi_{T,p})$ et $(\theta_{R,p},\phi_{R,p})$ désignent respectivement l'amplitude, TOA, DOD et DOA du $p^{\text{ième}}$ trajet appartenant au $c^{\text{ième}}$ cluster. Ces derniers paramètres sont relatifs à ceux des clusters.

Généralement, l'étape de clusterisation consiste à :

i. Identifier les clusters : estimation du nombre et des limites des clusters (tableau 2.3),

ii. Modéliser le comportement stochastique des paramètres inter et intra-clusters.

TAB. 2.3: Paramètres de la clusterisation

Paramètres inter-clusters	Paramètres intra-clusters
C	P_c
$\boldsymbol{\tau}_c$	$\tau_{c,p}$
$(\boldsymbol{\phi}_{Rx,c}\ ,\ \boldsymbol{\theta}_{Rx,c})$	$(\phi_{Rx,c,p}\ ,\ \theta_{Rx,c,p})$
$(\boldsymbol{\phi}_{Tx,c}\ ,\ \boldsymbol{\theta}_{Tx,c})$	$(\phi_{Tx,c,p}\ ,\ \theta_{Tx,c,p})$
$\boldsymbol{\nu}_c$	$\nu_{c,p}$
$\boldsymbol{\gamma}_c$	$\gamma_{c,p}$

2.3.3.1 Identification des clusters

Dans plusieurs travaux, cette tâche est accomplie grâce à une inspection visuelle [Yu 04]. Cependant, cette démarche n'est plus adéquate pour le traitement d'un grand nombre de données. De plus, comme il est difficile d'identifier des clusters dans des espaces de plus de 3 dimensions, il est plus commode d'utiliser une procédure automatique de clusterisation.

On distingue deux approches de clusterisation. La première, qualifiée de paramétrique (modèles probabilistes, C-Means, K-Means, etc) cherche à minimiser une fonction coût ou un critère d'optimalité. Elle transforme cette tâche en un problème d'optimisation. La seconde approche est non-paramétrique. Elle se base sur les algorithmes hiérarchiques pour la construction d'un diagramme montrant la formation des clusters.

La non-connaissance a priori des distributions des paramètres, de la taille et de la forme des clusters limite les techniques de clusterisation utilisables dans notre application aux algorithmes de K-means et aux algorithmes hiérarchiques (agglomératifs). Ces deux techniques offrent une simple implémentation et une complexité de calcul réduite. Elles ont été testées pour une clusterisation semi-automatique dans [Salo 05].

K-means : Cet algorithme partitionne les données en maximisant la corrélation intra-clusters et en minimisant la corrélation inter-clusters. Il procède de la manière suivante : il répartit aléatoirement les données en C clusters. Ensuite, le centre de chaque cluster est donné par la moyenne des données y appartenant. En se basant sur la distance de chaque point aux nouveaux centres, on répartit de nouveau les clusters. On réitère les dernières étapes jusqu'à la convergence d'un critère d'optimalité prédéfini. Généralement, la somme des distances séparant les points de leurs centres est choisie comme critère d'optimalité :

$$D = \sum_{k=1}^{C} d\left(x_k - \boldsymbol{c}_{\mathcal{I}_k}\right) \tag{2.119}$$

d est la distance entre le point k et le centre du cluster $\mathcal{I}_k$ auquel il appartient. Le centre du cluster est équivalent au centre de gravité des points appartenants à ce cluster.

Algorithmes hiérarchiques : La clusterisation hiérarchique (ou aglomérative) est un algorithme permettant la construction d'un arbre binaire de clusters à partir des données disponibles. La longueur entre des branches de l'arbre obtenue traduit la distance entre les noeuds. Chaque noeud dans l'arbre représente un cluster. La représentation de l'arbre en un diagramme permet facilement l'identification des clusters en examinant la distance entre les noeuds.

2.3.3.2 Modélisation stochastique des paramètres inter- et intra-clusters

Cette étape consiste à modéliser à l'aide de distributions stochastiques prédéfinies le comportement stochastique des clusters précédemment identifiés. A titre d'exemple, nous avons indiqué ci-dessous quelques distributions relatives à deux modèles géométrique-stochastiques :

- COST 273 : $\tau_{c,p}$, le temps de retard intra-cluster, suit une distribution exponentielle,les paramètres angulaires ont une distribution de von-Mises [Corr 01], etc.
- WINNER : Le nombre de cluster est choisi de façon déterministe. L'amplitude des clusters suit une distribution uniforme. Les DOA et DOD suivent une distribution gaussienne circulaire, etc [Nara 08].

2.4 Nouvelle méthode de caractérisation du canal basée sur l'utilisation d'une matrice diagonale par bloc

2.4.1 Concept de base

L'attribut "géométrique" dans la nomination des modèles géométriques-stochastiques a pour origine l'utilisation de la notion de trajet/rayon de propagation qui sont des termes propres aux modèles déterministes. La description à l'aide des distributions statistiques des paramètres de ces trajets regroupés en clusters explique l'attribut "stochastique" à ces modèles. Tel qu'il est développé précédemment, ces distributions, définissant le modèle, sont déduites des paramètres extraites des résultats de mesures expérimentales. Par conséquent, l'exactitude de la description du canal est liée aux performances des algorithmes de détection et d'estimation décrits ci-dessus. En effet, on perçoit un besoin permanent à améliorer les performances des algorithmes d'estimation (beamforming, MUSIC, ESPRIT, SAGE, RIMAX, etc.) dont la complexité de calcul est généralement croissante. Cependant, l'application de ces algorithmes sur des données expérimentales est parfois délicate. Ceci se répercute directement sur les statistiques déduites et par la suite sur le modèle.

Ci-après, on propose une technique plus simple pour extraire les informations relatives aux clusters. Il s'agit d'une nouvelle approche de modélisation matricielle basée sur la décomposition d'une observation du canal en deux composantes : composante déterministe et composante intra-cluster. La composante déterministe s'identifie comme les composantes principales de la matrice du canal. La composante intra-cluster est le résultat d'une diagonalisation par bloc de la matrice de canal modifiée.

Pour simplifier la présentation, nous considérerons tout d'abord le cas d'un canal SIMO en bande étroite. Le vecteur formé par les signaux reçus sur chaque élément du réseau de réception est décomposé en produit de trois matrices. La première est relative aux directions d'arrivée moyennes des clusters et décrit la partie déterministe du canal. La deuxième matrice, dont la structure est diagonale par blocs, concerne les distributions, par rapport aux directions d'arrivée moyennes, des directions d'arrivée au sein de chaque cluster. La dernière matrice contient les amplitudes complexes associées à chaque rayon. Une telle décomposition permet de retrouver deux paramètres du canal, dans le cas présent, les directions d'arrivée et les amplitudes. Si on applique la même décomposition au vecteur d'entrée correspondant à la réponse fréquentielle ou temporelle, les paramètres extraits de la décomposition seront les retards et les amplitudes. Le canal est ainsi complètement décrit à travers ces matrices. Dans la suite, la nouvelle méthode de caractérisation du canal que nous proposons sera détaillée successivement pour un canal SIMO et un canal MIMO.

2.4.2 Canal directionnel SIMO/MISO

Dans une première approche théorique, on limite notre étude au cas d'une fonction de transfert dépendante d'un seul paramètre. Autrement dit, on restreint (2.10) au domaine temporel ou au domaine spatial. Il en résulte la réponse fréquentielle suivante :

$$h_{Rx_r}(\theta) = \sum_{i=1}^{C} \sum_{p=1}^{P_i} \mathbf{a}_i a_{i,p} e^{j(\boldsymbol{\theta}_i + \theta_{i,p})} \tag{2.120}$$

Dans l'expression (2.120), la variable θ est une fonction d'un paramètre angulaire(azimut/élévation) ou du retard. Soit m le nombre d'éléments d'un sous-réseau d'antennes dont le réseau total compte N antennes. Si on se restreint au domaine fréquentiel, m est la longueur d'un sous-vecteur de la fonction de transfert exprimée sur N_f points fréquentiels. Une formulation matricielle de la réponse vectorielle du canal de longueur m, et dont les termes sont donnés par (2.120), est donnée par (2.121). Pour alléger les écritures, la méthode proposée sera appliquée sur l'estimation des directions d'arrivée, un raisonnement analogue pouvant être mené pour estimer les retards.

L'objectif dans ce qui suit est la décomposition de la fonction de transfert du canal en une composante déterministe $\boldsymbol{\Delta}$ et une composante intra-cluster $\boldsymbol{A}$.

$$\boldsymbol{h}_1 = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta(\boldsymbol{\theta}_1) & \Delta(\boldsymbol{\theta}_2) & \cdots & \Delta(\boldsymbol{\theta}_C) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A(\Theta_1) & 0 & & \\ 0 & A(\Theta_2) & 0 & \\ & 0 & \ddots & 0 \\ & & 0 & A(\Theta_C) \end{bmatrix} \sqrt{\mathcal{R}_{cc}} \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \vdots \\ \gamma_C \end{bmatrix} \tag{2.121}$$

Où :

$$\Delta(\boldsymbol{\theta}_i) = \begin{bmatrix} 1 & & & \\ & e^{j\boldsymbol{\theta}_i} & 0 & \\ & 0 & \ddots & \\ & & & e^{jm\boldsymbol{\theta}_i} \end{bmatrix}, \qquad \gamma_i = \mathbf{a}_i \begin{bmatrix} a_{i,1} \\ a_{i,2} \\ \vdots \\ a_{i,P_i} \end{bmatrix} \tag{2.122}$$

$\Theta_i = \{\theta_{i,1}, \theta_{i,2}, \cdots, \theta_{i,P_i}\}$ est l'ensemble des paramètres caractérisant les trajets appartenant au $i^{\text{ème}}$ cluster. $\mathcal{R}_{cc}$ est la matrice de corrélation des clusters, décrivant la corrélation inter- et intra-clusters, c'est-à-dire la corrélation des trajets, respectivement, au sein du même cluster et des autres clusters. Dans ce qui suit, $\mathcal{R}_{cc}$ est supposée diagonale par bloc car la corrélation inter-clusters est considérée négligeable [Corr 06]. On suppose que $\boldsymbol{\gamma}$ a une distribution gaussiènne complexe à éléments indépendants et identiquement distribués. Si on désigne par $\xi = \sqrt{\mathcal{R}_{cc}}\boldsymbol{\gamma}$, une écriture plus compacte de (2.121) s'énonce ainsi :

$$\boldsymbol{h}_1 = \boldsymbol{\Delta A \xi} \tag{2.123}$$

Les différents termes ont pour dimensions : $\boldsymbol{\Delta}(m, mC)$, $\boldsymbol{A}(mC, mC)$ et $\boldsymbol{\xi}(mC, 1)$.

La formulation (2.123) dissocie les paramètres inter-clusters des paramètres intra-clusters. En effet, $\boldsymbol{\Delta}$ contient une description moyenne des paramètres des clusters. Elle résume les paramètres inter-clusters. Tandis que $\boldsymbol{A}$, matrice diagonale par bloc, donne une description plus fine de chaque cluster. $\boldsymbol{A}$ permet de réduire la sensibilité des valeurs propres au bruit. Une interprétation graphique de (2.123) est donnée par la figure (2.11).

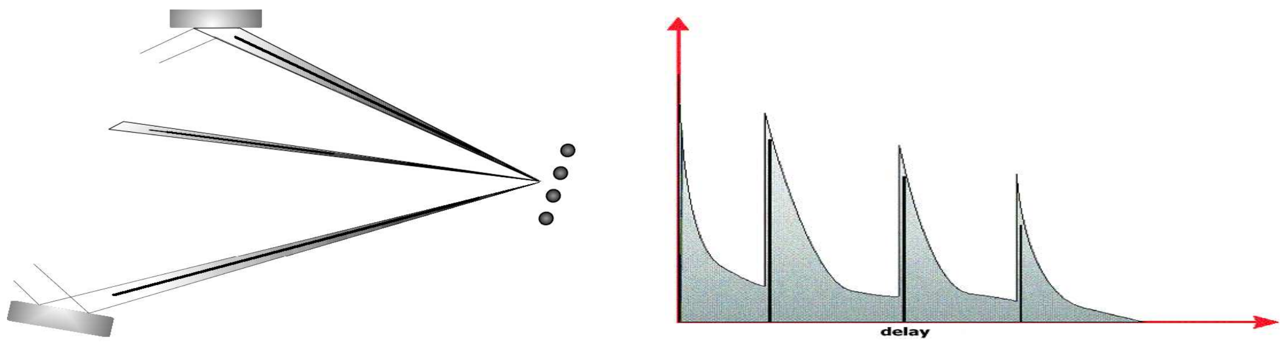


FIG. 2.11: Phénomène de clusters en espace et en temps

La matrice de canal est ainsi décomposée en composantes déterministes et intra-cluster données respectivement par $\boldsymbol{\Delta}$ et $\boldsymbol{A}$.

2.4.3 Canal doublement-directionnel (MIMO)

Dans le cas d'un canal doublement directionnel, une extension directe de (2.123) engendre (2.124).

$$\mathcal{H} \;=\; \boldsymbol{\Delta}_{RX}\boldsymbol{A}\boldsymbol{\Delta}_{TX}^{T} \tag{2.124}$$

Où $\boldsymbol{A}$, $\boldsymbol{\Delta}_{RX}$ et $\boldsymbol{\Delta}_{TX}$ ont la même structure que celles données par (2.122). $\boldsymbol{\Delta}_{RX}$, $\boldsymbol{A}$ et $\boldsymbol{\Delta}_{TX}$ sont, respectivement dans $\mathbb{C}^{N_{Rx}\times N_{Rx}\cdot C}$, $\mathbb{C}^{N_{Rx}\cdot C\times N_{Tx}\cdot C}$ et $\mathbb{C}^{N_{Tx}\times N_{Tx}\cdot C}$. $\boldsymbol{A}$ contient les poids des trajets et la dispersion des paramètres directionnels. Ainsi, la fonction de transfert $\mathcal{H}$ du canal peut être décomposée en composantes déterministe, $\boldsymbol{\Delta}_{Rx}$ et $\boldsymbol{\Delta}_{Tx}$, et composante intra-cluster $\boldsymbol{A}$. La décomposition (2.124) peut s'interpréter comme une décomposition en sous-espaces invariants de la matrice $\mathcal{H}$. Ces sous-espaces sont décrits par les blocs de $\boldsymbol{A}$.

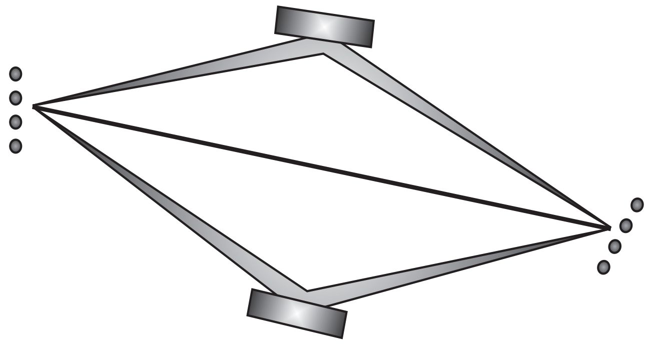


FIG. 2.12: Canal MIMO

2.4.4 Composante déterministe du canal SIMO et MIMO

Généralement, on identifie les valeurs propres à gauche (respectivement les valeurs singulières) de la matrice de corrélation du signal reçu aux différents rayons qui contribuent au signal total mesuré. Cependant, vue la limitation en résolution des sondeurs et des algorithmes d'estimation, ce traitement peut être erroné en présence de clusters denses et composés de rayons fortement corrélés. Par conséquent, chaque valeur propre résume le cluster entier sans donner plus de description tel que l'étendue ou la richesse en rayons.

L'analyse en composantes principales s'avère plus adéquate dans un tel scénario. Une résolution moyenne est suffisante pour détecter les composantes principales du signal. Par exemple dans le domaine spatial, une composante significative sera équivalente à la direction d'arrivée d'un ensemble de rayons ou cluster.

Cette analyse est avantageuse dans le sens où elle est moins sensible aux perturbations et ne demande pas un pouvoir de résolution important. Le résultat de cette analyse donne lieu à la composante déterministe de la réponse impulsionnelle du canal.

Les éléments de la composante déterministe, c.à.d ceux de la matrice $\boldsymbol{\Delta}$, peuvent être facilement déterminés vu que les écarts angulaires entre les DOA moyennes des clusters sont généralement suffisamment importants. Tel que le montre la figure (2.11), ces composantes principales peuvent être estimées à l'aide des estimateurs usuels, de type beamforming ou Music, ayant une faible complexité de calcul. En particulier, l'utilisation d'algorithmes de haute résolution n'est dans ce cas plus nécessaire.

2.4.5 Composante intra-cluster du canal

2.4.5.1 Canal directionnel (SIMO/MISO)

Généralement, les résultats expérimentaux montrent la présence d'un grand nombre de trajets qu'on ne peut pas modeler de façon discrète. D'où l'intérêt de la composante intra-cluster qui décrira la partie diffuse au sein d'un cluster. Cette partie non négligeable de la réponse impulsionnelle à pour origine les diffractions ou des réflexions multiples du signal émis.

Afin d'accéder au comportement intra-cluster du canal qui est contenue dans la matrice diagonale par bloc (2.123), on doit inverser $\boldsymbol{\Delta}$. Cependant, $\boldsymbol{\Delta}$ est une matrice rectangulaire de taille $(m, m \cdot C)$. Donc, elle n'est pas inversible à gauche. Pour surmonter ce problème, on utilise la technique de lissage spatial en considérant successivement des sous-réseaux, de préférence non-chevauchants, du réseau d'antennes global. La même approche peut être faite dans le domaine fréquentiel pour étudier la distribution des retards. La concaténation de tous les sous-vecteurs donne :

$$\begin{aligned}\boldsymbol{h}_s &= \begin{bmatrix} \boldsymbol{h}_1 & \boldsymbol{h}_2 & \cdots & \boldsymbol{h}_M \end{bmatrix}^T \\ &= \begin{bmatrix} \Delta(\boldsymbol{\theta}_1) & \cdots & \Delta(\boldsymbol{\theta}_C) \\ e^{j\boldsymbol{\theta}_1}\Delta(\boldsymbol{\theta}_1) & \cdots & e^{j\boldsymbol{\theta}_C}\Delta(\boldsymbol{\theta}_C) \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ e^{j(M-1)\boldsymbol{\theta}_1}\Delta(\boldsymbol{\theta}_1) & \cdots & e^{j(M-1)\boldsymbol{\theta}_C}\Delta(\boldsymbol{\theta}_C) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A(\Theta_1) & & \\ & \ddots & \\ & & A(\Theta_C) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \vdots \\ \xi_C \end{bmatrix} \\ &= \boldsymbol{\Delta}_s \boldsymbol{A} \boldsymbol{\xi}\end{aligned} \tag{2.125}$$

Si le nombre de lignes de $\boldsymbol{\Delta}$ est supérieur ou égal au nombre de colonnes, $\boldsymbol{\Delta}$ sera inversible à gauche et on aura :

$$\boldsymbol{\Delta}_s^+ \boldsymbol{\Delta}_s = \boldsymbol{I} \qquad \text{où} \qquad \boldsymbol{\Delta}_s^+ = (\boldsymbol{\Delta}_s^{\mathsf{h}} \boldsymbol{\Delta}_s)^{-1} \boldsymbol{\Delta}_s^{\mathsf{h}} \tag{2.126}$$

$()^+$ et $\boldsymbol{I}$ désignent respectivement le pseudo-inverse et la matrice identité. M est le nombre possible des sous-réseaux de longueur m qu'on peut extraire. La matrice de corrélation, $\mathcal{R}_{\boldsymbol{h}_s}$, relative à (2.125) est donnée par (2.127).

$$\begin{aligned} R_{\boldsymbol{h}_s} &= \boldsymbol{h}_s \boldsymbol{h}_s^{\mathsf{h}} \\ &= \boldsymbol{\Delta}_s \boldsymbol{A} \boldsymbol{\xi} \boldsymbol{\xi}^{\mathsf{h}} \boldsymbol{A}^{\mathsf{h}} \boldsymbol{\Delta}_s^{\mathsf{h}} \end{aligned} \tag{2.127}$$

Ensuite, soit $\mathcal{A}_1$ définie comme suit :

$$\begin{aligned} \mathcal{A}_1 &= \boldsymbol{\Delta}_s^+ R_{\boldsymbol{h}_s} \boldsymbol{\Delta}_s^{\mathsf{h}+} \\ &= \boldsymbol{A} \boldsymbol{\xi} \boldsymbol{\xi}^{\mathsf{h}} \boldsymbol{A}^{\mathsf{h}} \\ &= \begin{bmatrix} A_1 \boldsymbol{\xi}_1 \boldsymbol{\xi}_1^{\mathsf{h}} A_1^{\mathsf{h}} & & & \\ & A_2 \xi_2 \xi_2^{\mathsf{h}} A_2^{\mathsf{h}} & & \\ & & \ddots & \\ & & & A_C \xi_C \xi_C^{\mathsf{h}} A_C^{\mathsf{h}} \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{2.128}$$

On note que la matrice obtenue, $\mathcal{A}_1$, dans (2.128) est une matrice complexe diagonale par bloc qui contient la description des clusters. Chaque cluster s'identifie à un sous-espace invariant qui se traduit par une forme diagonale par bloc de la matrice de corrélation modifiée.

Néanmoins, le rapport signal à bruit étant toujours fini, la matrice $\mathcal{A}_1$, déduite des mesures, ne sera pas une parfaite matrice diagonale par bloc. Par conséquent, une étape additionnelle de diagonalisation par bloc est nécessaire. On doit trouver une matrice unitaire telle que :

$$D_b = \mathcal{R}^H \mathcal{A}_1 \mathcal{R} \tag{2.129}$$

Où D_b est une matrice diagonale par bloc le mieux possible. Ceci est atteint en minimisant la somme des entrées hors la diagonale de $\mathcal{A}_1$ en appliquant des rotations de Givens successives à $\mathcal{A}_1$ [10]. La matrice D_b caractérisera, ainsi, la composante intra-cluster du canal.

2.4.5.2 Canal doublement directionnel (MIMO)

Dans le cas d'un canal doublement directionnel, l'extraction de la composante intra-cluster est obtenue après avoir multiplié la matrice du canal lissée à gauche et à droite respectivement par la composante déterministe lissée à l'émission et à la réception.

$$\mathcal{A}_2 = \mathbf{\Delta}^+_{s\ Rx} H_{ss} \mathbf{\Delta}^+_{s\ Tx} \tag{2.130}$$

Où $\mathbf{\Delta}^+_{s\ Rx}$, $\mathbf{\Delta}^+_{s\ Tx}$ et H_{ss} sont, respectivement, le pseudo-inverse de la composante déterministe lissé à la réception et à l'émission et la matrice de canal lissée suivant les deux dimensions. Ensuite, on procède de la même manière qu'avec $\mathcal{A}_1$ dans le but de l'écrire en une matrice diagonale par bloc.

2.4.6 Résumé des traitements des données

La première étape consiste à déterminer la composante déterministe $\mathbf{\Delta}$ associée aux composantes principales. En ce qui concerne les canaux SIMO, chaque bloc de la matrice unitaire $\mathcal{A}_1$ peut être déterminé en appliquant (2.129). Étant donné que chaque bloc correspond à une matrice de corrélation, on peut en déduire la matrice $A_i\boldsymbol{\xi}_i$ caractérisant le i^{me} cluster. Dans le cas d'un canal MIMO, tous les blocs de $\mathcal{A}_2$ sont déterminés à partir de 2.130.

La deuxième étape consiste à approcher les distributions stochastiques des éléments de chaque bloc de la matrice $\mathcal{A}_1$ ou $\mathcal{A}_2$. On a ainsi à ajuster des modèles statistiques connus à l'amplitude et la phase des données observées afin de générer de nouvelles matrices $\mathcal{A}_1$ ou $\mathcal{A}_2$ et par conséquent une nouvelle matrice de canal.

L'étape de bloc-diagonalisation peut être achevée grâce à l'application successive des rotations complexes de *Givens* [Abed 04].

$$R(p,q,c,s) = \begin{bmatrix} 1 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & c & \cdots & s & \cdots & 0 \\ \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & -\overline{s} & \cdots & c & \cdots & 0 \\ \vdots & & \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \tag{2.131}$$

On suppose que le nombre et la taille des blocs sont connus à l'avance. Étant donné $A \in \mathcal{C}^{n \times n}$, l'objectif est de trouver une matrice orthonormale $\Theta \in \mathcal{C}^{M \times M}$ telle que $\Theta A \Theta = D$ est une matrice bloc-diagonale le plus possible. Une décomposition en bloc de $\boldsymbol{A}$ en sous matrices A_{ij} de dimension $m \times m$ peut être formulée ainsi :

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} A_{11} & \cdots & A_{1M} \\ \vdots & & \vdots \\ A_{M,1} & \cdots & A_{MM} \end{bmatrix} \tag{2.132}$$

On note que cette transformation orthogonale ne touche que les $p^{\text{ième}}$ et $q^{\text{ième}}$ lignes et $p^{\text{ième}}$ et $q^{\text{ième}}$ colonnes de A, p et q balayant le même bloc. Ainsi, le critère de diagonalité par bloc est formulé ainsi :

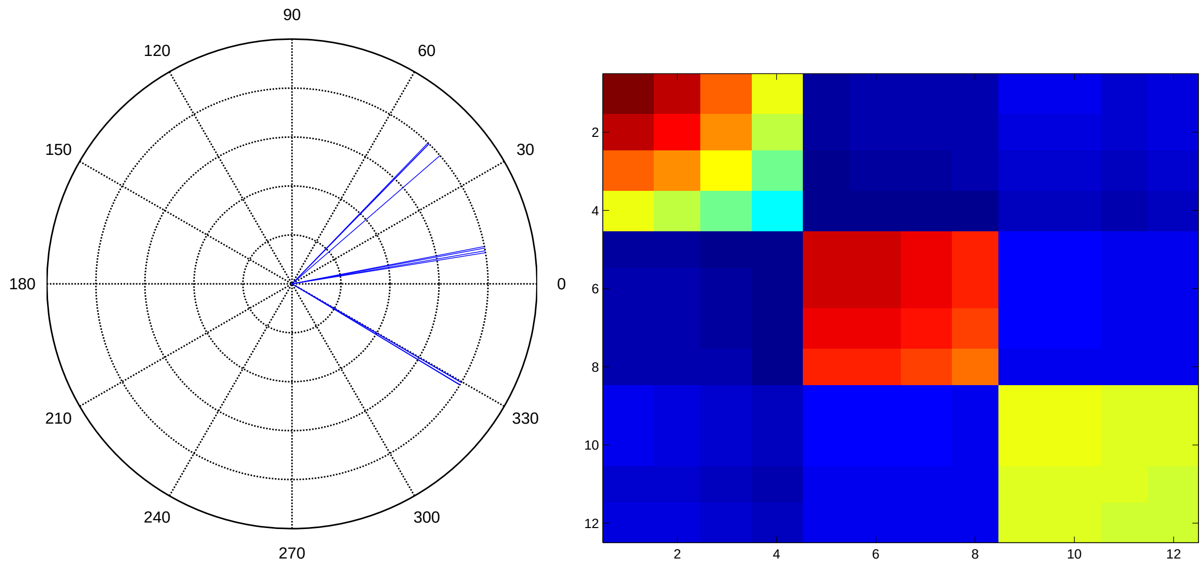
$$off(\boldsymbol{A}) = \sum_{1 \leq i \neq j \leq M} \|A_{ij}\|^2 \tag{2.133}$$

Ensuite, on cherche la matrice de rotation Θ adéquate en minimisant le critère (2.134).

$$\wp(\boldsymbol{A}, \theta, \alpha) = \sum_{m=1}^{M} \|off\left(\Theta^H \boldsymbol{A} \Theta\right)\|^2 \tag{2.134}$$

2.4.7 Exemple de simulation

Comme illustration de la précédente approche de modélisation, on considère ci-après un réseau d'antenne linéaire uniforme de 16 antennes recevant 12 trajets d'amplitude unitaire et répartis en trois clusters (figure2.13(a)). Chaque cluster est composé de 4 trajets. ces derniers sont répartis autour de 45°, 10° et −30° suivant une distribution de Von-Mises de coefficient de concentration 10^3. Dans cette simulation, on a utilisé des sous-réseaux de 4 éléments. Le niveau de SNR est égal à $5dB$.



(a) Clusters dans le domaine spatial (b) Composante intra-cluster du canal

Fig. 2.13: Exemple d'un canal SIMO avec trois clusters

La figure 2.13(b) montre les composantes intra-cluster de la fonction de transfert du canal correspondant aux directions principales estimées $45.16°$, $10.30°$ et $-30.75°$. Elle se compose de trois blocs qui correspondent aux trois clusters. Les matrices sur la diagonale, indiquées par un code couleur, soulignent la richesse ou non des clusters.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents algorithmes utilisés pour extraire les paramètres pertinents du canal. Nous avons tout d'abord présenté différentes méthodes d'estimation du nombre de trajets et avons comparé leurs performances en terme de probabilité de détection en fonction du rapport signal sur bruit, du nombre d'observations du canal et du nombre d'itérations. Pour obtenir une probabilité de 1 avec un SNR faible et peu d'observations dans le canal, nous avons proposé d'appliquer un pré-traitement sur les algorithmes basés sur les valeurs propres de la matrice de corrélation. Nous retiendrons notamment que la méthode LPV associée au pré-traitement ne nécessitait, pour un SNR de 3 dB, que 5 observations soit 15 observations de moins que la méthode LPV classique. Pratiquement, si on souhaite caractériser un environnement indoor pour des applications MIMO, la stationnarité du canal n'est pas acquise sur un intervalle de temps très grand et il est donc utile de disposer d'outils d'une part peu gourmands en nombre d'observations du canal pour répondre aux conditions de stationnarité pendant l'acquisition d'une matrice MIMO et d'autre part ne nécessitant pas un SNR élevé. L'estimation des paramètres intrinsèques au canal requiert l'utilisation des algorithmes de résolutions de problèmes inverses. Une description mathématique des méthodes d'estimation les plus utilisées a été présentée. L'estimation d'un grand nombre de trajets sera d'autant plus fine que le réseau d'antennes comportera de nombreux éléments. Les algorithmes ESPRIT et SAGE sont certes les plus efficaces pour estimer les directions d'arrivée/départ des rayons mais sont complexes à mettre en œuvre pour une caractérisation multidimensionnelle du canal. Compte tenu de ces constations, nous avons proposé une nouvelle méthode originale d'estimation des paramètres du canal à partir d'une décomposition en matrice diagonale par blocs de la matrice du canal. Les résultats préliminaires en mode SIMO ont montré que l'algorithme proposé, simple d'utilisation, parvenait à reproduire sans erreur le comportement du canal. Il faut cependant noter que cette méthode de décomposition de la matrice du canal en matrice diagonale par blocs a été développée à la fin de ma thèse et a donc été peu exploitée dans les chapitres suivants. Le laboratoire TELICE/IEMN poursuit des travaux dans ce domaine afin de bien cerner toutes les potentialités de cette méthode.

Bibliographie

[Abed 04] K. Abed-Meraim and A. Belouchrani. "Algorithms for joint block diagonalization". *Proc. EUSIPCO'04*, pp. 161–169, 2004.

[Ande 84] T. Anderson. "An Introduction to Multivariate Statistical Analysis 2nd ed.". In : *John Wiley & Sons*, New York 1984.

[Aoua 04] S. Aouada, A. Zoubir, and C. M. S. See. "Source detection in the presence of nonuniform noise". *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2004. Proceedings. (ICASSP 04). IEEE International Conference on*, Vol. 2, pp. ii–165–8 vol.2, 17-21 May 2004.

[Baud 95] J. Baudet. "Channel characterisation by correlation". *IEMN-TELICE, internal report*, 1995.

[Capo 69] J. Capon. "High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis". *Proceedings of the IEEE*, Vol. 57, No. 8, pp. 1408–1418, Aug. 1969.

[Cher 05] P. Cherntanomwong, J. Takada, H. Tsuji, and R. Miura. "Array calibration using measured data for precise angle-of-arrival estimation". In : *Proc. Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)'05*, Sept. 2005.

[Chon 03] C.-C. Chong, C.-M. Tan, D. Laurenson, S. McLaughlin, M. Beach, and A. Nix. "A new statistical wideband spatio-temporal channel model for 5-GHz band WLAN systems". *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 21, No. 2, pp. 135–150, Feb. 2003.

[Chun 04a] P. J. Chung, J. F. Bohme, A. O. Hero, and C. F. Mecklenbrauker. "Detection of the number of signals using a multiple hypothesis test". *IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, pp. 221– 224, 2004.

[Chun 04b] P. Chung, J. Bohme, A. Hero, and C. Mecklenbrauker. "Detection of the number of signals using a multiple hypothesis test". In : *IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, pp. 221–224, 2004.

[Corr 01] L. M. Correia. "Wireless Flexible Personalised Communications". 2001.

[Corr 06] L. Correia. *Mobile Broadband Multimedia Networks : Techniques, Models and Tools for 4th Generation Communication Networks*. Linacre House, Jordan Hill, Oxford : Academic Press, 2006.

[EB P] "EB Propsound CS multi-dimensional channel sounder". http://www.elektrobit.com/index.php?209.

[Fess 94] J. A. Fessler and A. O. Hero. "Space-Alternating Generalized Expectation-Maximization Algorithm". *IEEE Trans. Signal Processing*, Vol. 42, pp. 2664–2677, 1994.

[Fish] E. Fishler and H. V. Poor. "Robust Estimation of the Number of Sources via the Minimum Description Length Estimator".

[Golu 96] G. H. Golub and C. V. Loan. *Matric computations*. ohns Hopkins University Press, 1996.

[Gupt 03] I. Gupta, J. Baxter, S. Ellingson, H.-G. Park, H. S. Oh, and M. G. Kyeong. "An experimental study of antenna array calibration". *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, Vol. 51, No. 3, pp. 664–667, March 2003.

[Haar 96] M. Haardt. "Efficient one-, two-, and multi-dimensional high-resolution array signal processing". *in Signal Processing Part II*, Vol. PhD. Thesis, p. , 1996.

[Haar 98] M. Haardt and J. Nossek. "Simultaneous Schur decomposition of several nonsymmetric matrices to achieve automatic pairing in multidimensional harmonic retrieval problems". *Signal Processing, IEEE Transactions on*, Vol. 46, No. 1, pp. 161–169, Jan 1998.

[Hane 03] K. Haneda and J. Takada. "High resolution estimation of the NLOS indoor MIMO channel with a network analyser based system". In : *In Proc. PIMRC 2003 - IEEE 14th Int. Symp. on Pers. Indoor and Mobile Radio Commun.*, Beijing, China, Sep. 2003.

[Hara 98] T. Hara, M. Uchiyama, and S. Takahasi. "A Refinement of Various Mean Inequalities". *J. of Inequal. & Appl*, Vol. 2, pp. 387–395, 1998.

[Jian 02] J.-S. Jiang and M. Ingram. "Path Models and MIMO capacity for measured indoor channels at 5.8 GHz". *IEEE International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*, pp. 601–607, Aug. 2002.

[Jian 04] J. Jiang and M. Ingram. "Robust detection of number of sources using the transformed rotational matrix". *IEEE wireless Comm. And Networking Conf.*, pp. 82–85, March 2004.

[Kivi 01a] J. Kivinen, P. Suvikunnas, D. Perez, C. Herrero, K. Kalliola, and P. Vainikainen. "Characterization system for MIMO channels". In : *In Proc. WPMC 2001 - Wireless Pers. Multimedia Commun.*, Aalborg, Denmark, Oct. 2001.

[Kivi 01b] J. Kivinen, P. Suvikunnas, D. Perez, C. Herrero, K. Kalliola, and P. Vainikainen. "Characterization system for MIMO channels". In : *In Proc. WPMC*, Aalborg, Denmark, Oct 2001.

[Kuch 00a] A. Kuchar, J. Rossi, and E. Bonek. "Directional macro-cell channel characterization from urban measurements". *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 48, pp. 137–146, Feb. 2000.

[Kuch 00b] A. Kuchar, J. Rossi, and E. Bonek. "Directional macro-cell channel characterization from urban measurements". *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 48, pp. 137–146, Feb. 2000.

[Kuro 03] T. Kuroda, N. Kikuma, and N. Inagaki. "DOA estimation and pairing method in 2D-ESPRIT using triangular antenna array". *Electronics and Communications in Japan*, Vol. 86, No. 6, 2003.

[Lee 94] H. Lee and F. Li. "An eigenvector technique for detecting the number of emitters in a cluster". *Signal Processing, IEEE Transactions on [see also Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on]*, Vol. 42, No. 9, pp. 2380–2388, Sep 1994.

[Lehn 02] P. H. Lehne, M. Pettersen, R. Eckhoff, and O. Trandem. "A method for synchronising transmitter and receiver antenna switching when performing dual array measurements". In : *URSI General Assembly*, Aug. 2002.

[M 88] F. M. and W. E. "Parameter estimation of superimposed signals using the EM algorithm". *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Vol. 36, pp. 477–489, Apr 1988.

[M 97] H. M. "Structured least squares to improve the performance of ESPRIT-type algorithms". *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 45, pp. 792 – 799, Mar 1997.

[Madi 99] V. Madisetti and D. B. Williams. *Digital Signal Processing Handbook*. CRC/IEEE Press, 1999.

[Medb 02] J. Medbo, H. Asplund, M. Törnqvist, D. Browne, and J. Berg. "MIMO channel measurements in an urban street microcell". In : *In Proc. of RVK'02 - Radio Vetenskap och Kommunikation*, Stockholm, Sweden, 2002.

[Moli 93] A. Molina and P. Fannin. "Application of mismatched filter theory to bandpass impulse response measurements". *Electronics Letters*, Vol. 29, No. 2, pp. 162–163, 21 Jan 1993.

[Nara 08] M. Narandzic, C. Schneider, and R. S. Thoma. "WINNER wideband MIMO system-level channel model - Comparison with other reference models". Feb. 2008.

[Nasr 07] A. Nasr, M. Lienard, and P. Degauque. "Pre-processing technique for improving estimation of number of paths embedded in noisy observations". *Electronics Letters*, Vol. 43, No. 25, pp. 1443–1445, 6 2007.

[Oezc 04] H. Oezcelik, M. Herdin, and H. Hofstetter. "Indoor 5.2 GHz MIMO Measurement Campaign". In : *COST273 TD(04)174*, Duisburg, Germany, Sept. 2004.

[Quin 06] A. Quinlan, J. Barbot, P. Larzabal, and M. Haardt. "Model order selection for short data : An exponential fitting test (EFT)". *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, 2006.

[Rado 04] E. Radoi and A. Quinquis. "A New Method for Estimating the Number of Harmonic Components in Noise with Application in High Resolution Radar". In : *Journal of Applied Signal Processing*, pp. 1177–1188, 2004.

[Rich 05] A. Richter. "Estimation of radio channel parameters : Models and algorithms". *Ph. D. dissertation*, 2005.

[Roy 90] R. Roy and T. Kailath. "Parameter estimation of superimposed signals using the EM algorithm". *in Signal Processing Part II*, Vol. York Springer-Verlag, pp. 369–411, 1990.

[RUSK] "RUSK channel sounder". http://www.channelsounder.de/.

[Salo 02] S. Salous, P. Fillipides, and I. Hawkins. "Multiple antenna channel sounder using a parallel receiver architecture". In : *In Proc. of SCI'02 - 6th World Multi-Conf. on Systemics, Cybernetics and Informatics*, Orlando, FL, USA, July 2002.

[Salo 04] S. Salous and N. Razavi-Ghods. "Semi-sequential MIMO radio channel sounding". In : *COST273 TD(04)079*, Gothenburg, Sweden, Jul. 2004.

[Salo 05] J. Salo, J. Salmi, and P. Vainikainen. "Practical experiences for semi-automatic clustering of nonstationary multidimensional radio channel data". *COST 273 TD(05)069*, Jan. 2005.

[Somm 01] G. Sommerkorn, D. Hampicke, R. Klukas, A. Richter, A. Schneider, and R. S. Thomä. "Uniform rectangular antenna array design and calibration issues for 2-D ESPRIT application". In : *in Proc. 4th European Personal Mobile Communications Conference*, Vienna, Austria, Febr. 2001.

[Tan 04] C. M. Tan, S. E. Foo, M. A. Beach, and A. R. Nix. "Descriptions of dynamic single-, double-directional measurement campaigns at 5 GHz". In : *COST 273, TD-04-099*, June 2004.

[Tree 68] H. V. Trees. *Detection, Estimation and Modulation Theory.* Wiley & Sons, 1968.

[Tsuc 04] H. Tsuchiya, K. Haneda, and J. Takada. "Double-directional Channel Sounding with Ultra Wideband Signal in an Indoor Office Environment ". In : *COST273 TD(04)192*, Duisburg, Germany, Sep. 2004.

[Vala 04] S. Valaee and P. Kabal. "An information theoretic approach to source enumeration in array signal processing". *Signal Processing, IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 52, No. 5, pp. 1171–1178, May 2004.

[Verh 03] J. Verhaevert, E. V. Lil, and A. V. de Capelle. "Mill's Cross Antenna Array DOA SAGE Extraction Results". In : *COST273, Towards Mobile Broadband Multimedia Networks,TD(03)158*, Prague, Czech Republic, 24-26 September 2003.

[Wax 85] M. Wax and T. Kailath. "Detection of signals by information theoretic criteria". *IEEE Trans. Acoust. Speech. Signal Processing*, Vol. 33, No. 6, Apr. 1985.

[Will 90a] D. Williams and D. Johnson. "Using the sphericity test for source detection with narrow-bandpassive arrays". *IEEE Trans. Signal Process*, Vol. 38, pp. 2008–2014, Nov. 1990.

[Will 90b] D. Williams and D. Johnson. "Using the sphericity test for source detection with narrowband passive arrays". *IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing*, No. 38, pp. 2008–2014, Nov. 1990.

[Wong 90] K. M. Wong, Q. Zhang, J. P. Reilly, and P. C. Yip. "On information theoretic criteria for determining the number of signals in high resolution array processing". *IEEE Trans. on Signal Processing*, Vol. SP-38, pp. 1959–1971, 1990.

[Wu 92] W. Wu, J. Pierre, and M. Kaveh. "Practical detection with calibrated arrays". *IEEE in Proc. Statistical Signal Array Processing Workshop*, pp. 82–85, Oct. 1992.

[Wu 95] H. Wu, J. Yang, and F. Chen. "Source number estimators using transformed Gerschgorin radii". *IEEE Trans. Signal Processing*, Vol. 43, pp. 1325–1333, 1995.

[Yang 96] J. Yang and H. Wu. "Gerschgorin Radii Based Source Number Detection for Closely Spaced Signals". *IEEE ICASP-96 Conf. Proc.*, Vol. 6, pp. 3053–3056, MAY 1996.

[Yin 87] Y. Yin and P. Krishnaiah. "On some nonparametric methods for detection of the number of signals, ASSP-35". *IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing*, pp. 1533–1538, Nov. 1987.

[Yu 04] K. Yu, Q. Li, D. Cheung, and C. Prettie. "On the tap and cluster angular spreads of indoor WLAN channels". *in Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference Spring 2004*, May 17-19 2004.

[Zeti 04] R. Zetik, R. Thomä, and J. Sachs. "Ultra-wideband real-time channel sounder and directional channel Parameter estimation". In : *In Proc. of URSI Int. Symp. on Electromagnetic Theory*, Pisa, Italy, May 2004.

[Zhao 86] L. C. Zhao, P. R. Krishnaiah, and Z. D. Bai. "On detection of the number of signals in the presence of white noise". *J. Multivariate Analysis*, Vol. 20, pp. 1–20, 1986.

Chapitre 3

Caractérisation du canal de propagation

3.1 Introduction

Les modèles de propagation actuels distinguent les environnements indoor en fonction des scénarios de communication envisagés. Ce sont des modèles paramétriques, complets qui nécessitent un nombre important d'entrées. Dans le chapitre précédent nous avions proposé un modèle simple qui décompose la matrice du canal MIMO en un produit de matrices qui modélisent à elles seules les composantes cohérentes du canal. A proximité des réseaux d'émission et de réception, des phénomènes de diffusion, diffraction ou réflexion locales vont apparaître, engendrant des composantes que l'on nommera diffuses par la suite. Dans ce chapitre, nous avons souhaité caractériser des environnements de surface équivalente mais d'architectures différentes et donc des scénarios de communication différents. Par la suite, nous distinguerons les scénarios LOS où les antennes d'émission et de réception sont en visibilité directe, des scénarios NLOS pour lesquels le rayon direct est atténué par des obstacles et SNLOS où les conditions de propagation entre les deux réseaux d'antennes sont beaucoup plus sévères. Les métriques usuelles telles que l'étalement des retards et les étalements angulaires ne permettront pas d'établir une classification franche et objective des scénarios, ces diverses caractéristiques du canal étant habituellement extraites du profil moyen de puissance. Il nous a donc semblé intéressant d'affiner cette approche en distinguant la contribution des composantes diffuses de celles des composantes cohérentes. Nous décrirons donc une méthode originale permettant d'extraire ces composantes de la réponse globale du canal.

3.2 Le système de mesure

3.2.1 Les caractéristiques du sondeur

Le point le plus critique lors des mesures de caractérisation du canal, est de pouvoir garantir une dérive de phase liée à l'équipement, la plus faible possible. L'utilisation de câbles hyperfréquences présentant de faibles pertes, peut se justifier pour effectuer des tests dans des habitations ou des bureaux, les longueurs de ces câbles, reliant les antennes d'émission et de réception, étant de longueur " raisonnable ". Par contre, il s'avère que, si cette distance entre antennes devient de l'ordre d'une centaine de mètres, le fait de déplacer ces câbles engendre des variations de phase de la fonction de transfert, entre la calibration et la mesure, de quelques degrés voir d'une dizaine de degrés. Dans de telles configurations, le choix des fibres optiques s'est donc très vite imposé, les câbles RF étant réservés pour les connexions d'extrémité.

Pour le système de mesures que nous avons utilisé, un amplificateur faible bruit de gain 37 dB dans la bande passante 2 GHz-10 GHz est inséré dans la chaîne de réception. Le filtre RBW de l'analyseur de réseau, réglé à 1 kHz de bande, permet d'obtenir un bon compromis entre un seuil de sensibilité de -105 dBm et un temps d'acquisition de 43 ms pour 801 points dans la bande sélectionnée de 2.8-3.3 GHz. La résolution fréquentielle est de 624 kHz.

3.2.2 Le système de positionnement et le réseau virtuel

Deux systèmes différents de positionnement ont été mis en œuvre, le premier qui sera décrit a été développé pour les campagnes de mesures en gare Lille Flandres (GLF), le deuxième pour celles effectuées d'une part, dans une halle de sport et, d'autre part, dans le laboratoire de l'Université de Lille.

Configuration gare Lille Flandres

Les antennes d'émission et de réception sont fixées sur un mât à une hauteur de 1.60 m au dessus du sol, le déplacement de ce mât, placé sur un rail, est assuré par un moteur pas à pas commandé, via une fibre optique, par un ordinateur dont le programme a été développé sous Labview. La précision de positionnement du mât se déplaçant sur le rail est de 0.5 mm.

Si on envisage un déplacement des antennes suivant un seul axe, les directions d'arrivée/départ des rayons sont estimées, à partir des algorithmes de résolution de problèmes inverses, à un angle de π près. Pour lever cette ambiguïté angulaire, le rail sur lequel se déplace l'antenne Tx ou Rx, est monté sur un pivot axial permettant successivement un déplacement perpendiculaire, noté Y dans les fichiers, puis parallèle, notée X, à la droite reliant l'émetteur au récepteur. Une représentation schématique de la configuration de mesures est donnée figure 3.1. Pour chaque position de Tx et de Rx, 4 ensembles de mesures, $\mathrm{Tx}_X\mathrm{Rx}_X$, $\mathrm{Tx}_X\mathrm{Rx}_Y$, $\mathrm{Tx}_Y\mathrm{Rx}_X$, $\mathrm{Tx}_Y\mathrm{Rx}_Y$ sont enregistrés. Cette plateforme mobile, présentée sur la photo de la figure 3.2, donne naissance, aussi bien pour Tx que pour Rx, à deux réseaux linéaires virtuels orthogonaux (X et Y), partageant le même centre géométrique. Les enregistrements sont effectués pour 13 positions d'antennes suivant X et suivant Y, la distance entre deux positions successives étant fixée à la demi longueur d'onde de la fréquence maximale de travail, soit 3.95 cm.

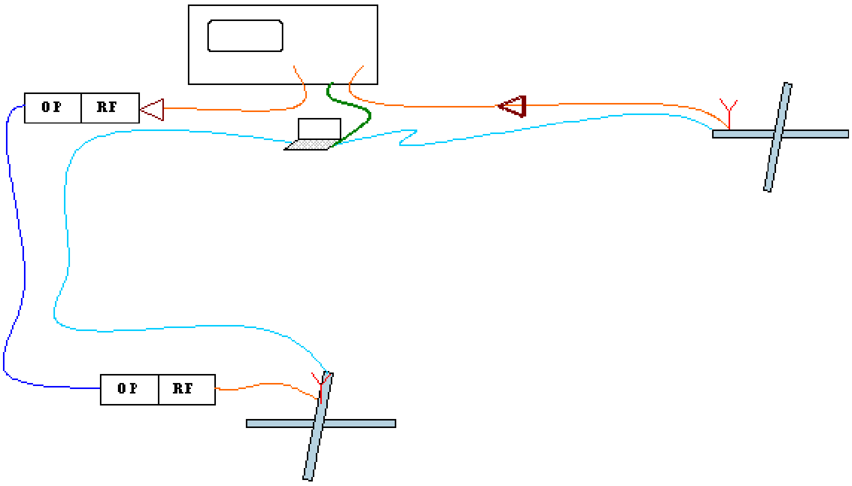


FIG. 3.1: Représentation des réseaux virtuels XY

FIG. 3.2: Système d'émission mobile

Les caractéristiques de l'ensemble de la chaîne sont reprises dans le tableau 3.1.

Composants	*Matériel utilisé*	*Spécifications*	
Antennes (Rx & Tx)	Antenne omnidirectionnelle large bande (EM 6516)	*Type*	*Biconique*
		Bande de fréquence	$2-8$ *GHz*
		Polarisation	*verticale*
		Gain	*1dB à 3dB*
		VSWR	< 2
		Impédance de sortie	50Ω
		Interface	*type N femelle*
		poids	*100g*
Déport d'antenne optique		*Longueur*	*500m*
		Bande de Fréquence	$2-8GHz$
		Type	*multi-modale*
Amplificateur	Ampli Nextec-RF (NB00383)	*Bande de fréquence*	$2-8$ *GHZ*
		Gain moyen	*37 dB*
		Planéité	± 2.5 *dB*
Sondeur de canal	Analyseur de réseaux : Agilent-E8257D	*Bande de fréquence*	$2.8-3.8$ *GHz*
		RBW	*50 Hz*
		Puissance émise	*20 dBm*

TAB. 3.1: Spécification du matériel utilisé

Configuration Halle de sport et Laboratoire
Les mâts d'antennes précédents se déplacent sur une table XY pilotée par le même système de mesures que précédemment. La bande de fréquence explorée s'étend de 3 à 3.5 GHz, échantillonnée, dans cette configuration, sur 1601 points. Le réseau virtuel, aussi bien en émission qu'en réception, est de type URA (Uniform Rectangular Array) avec 10 positions suivant l'axe OX et 4 positions suivant l'axe OY. Pour chaque " point " de mesure, c'est-à-dire pour chaque position des réseaux Tx et Rx, on obtient un ensemble de 40x40 couples de position des antennes. Notons qu'à chacun de ces points, 4 mesures successives (snapshots) sont enregistrées puis moyennées.

3.3 Les environnements et scénarios étudiés

Trois types d'environnement ont fait l'objet de notre étude.

Le premier est l'étage occupé par le laboratoire TELICE à l'Université de Lille, dont une vue générale est donnée par la figure 3.3. Les bureaux sont situés de part et d'autre d'un couloir ayant une longueur de 60 m, la surface totale avoisinant 600 m^2. Les pièces sont équipées de bureaux, d'armoires et de tableaux métalliques.

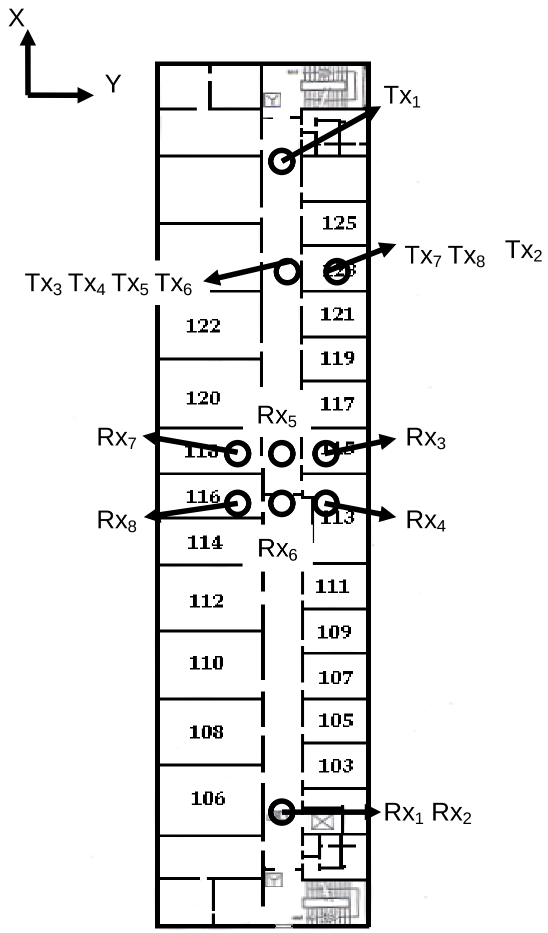


FIG. 3.3: Plan du 1er étage du bâtiment et configurations émission/réception étudiées

Pour s'assurer d'un canal parfaitement stationnaire, les mesures ont été effectuées la nuit. Les scénarios en LOS correspondent, dans notre application, aux mesures réalisées en plaçant les réseaux Tx et Rx dans le couloir. En NLOS, deux cas de figures sont envisagés. Dans un premier scénario, le réseau Tx est situé dans le couloir, le réseau Rx étant placé successivement dans les bureaux 115 et 117, un mur en béton armé séparant ces deux bureaux. Pour la deuxième configuration, le réseau Tx étant situé en 123 et la réception en 118 puis en 116, les conditions NLOS sont a priori plus sévères, si on se réfère à la position relative de ces pièces (cf. figure 3.3). Ce dernier scénario sera appelé par la suite " SNLOS " pour " sévère NLOS ". Pour simplifier la présentation, une numérotation des positions de chaque couple d'émetteur/récepteur a été adoptée. Ainsi, l'appellation " labo4 " par exemple, correspondra à des positions d'antennes situées aux points Tx4 et Rx4 de la figure 3.3.

Le deuxième environnement est la zone d'échange de la Gare Lille Flandres représentée sur la figure 3.4.

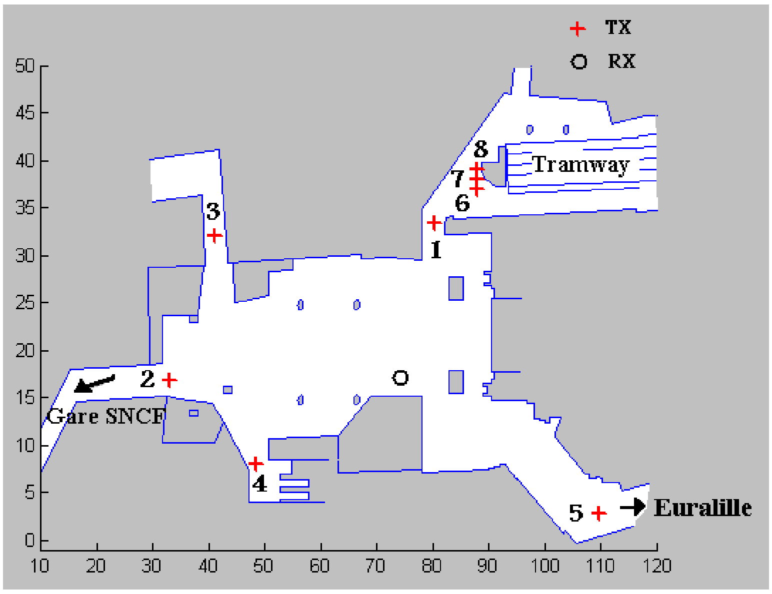


FIG. 3.4: Gare Lille Flandre : Configuration générale et position des points de mesure. Le réseau de réception Rx est en un point fixe, les réseaux d'émission Tx occupant les positions GLF1 à GLF8.

La surface totale est 450 m^2 (15 m x30 m), les murs sont constitués de nombreuses parois métalliques et de béton armé peint. Ce hall est une zone d'interconnexion que les usagers traversent pour accéder aux différents modes de transports de la région Lilloise. Des couloirs relient cette zone d'échange aux stations de bus, métro ou trains. Le réseau Rx est positionné pour toutes les configurations de mesures au point indiqué sur le plan, le réseau Tx étant déplacé successivement en 8 points, nommées GLF1 à GLF8 sur la figure 3.4. Les points 1 et 2 représentent les scénarios LOS, les autres points étant des configurations NLOS.

Une photographie de la zone vue du point Tx2 dans la direction de Rx est donnée par la figure 3.5

FIG. 3.5: La zone d'échange de la gare Lille Flandres

Le troisième environnement dans lequel des expérimentations ont été menées, est la Halle de sport " Vallin " située sur le campus. Elle peut être assimilée à un hall d'exposition de 1200 m^2, la hauteur sous plafond étant de 8 m, un revêtement de briques masque les murs métalliques. Notons que cette halle était vide au moment de la campagne de mesures, et que donc seuls des scénarios LOS ont été envisagés. L'émetteur Tx étant fixe, les différents points de réception Pi sont précisés sur le plan (figure 3.6), ainsi que l'angle entre la direction Tx-Rx et un axe de référence parallèle au plus long côté de la halle.

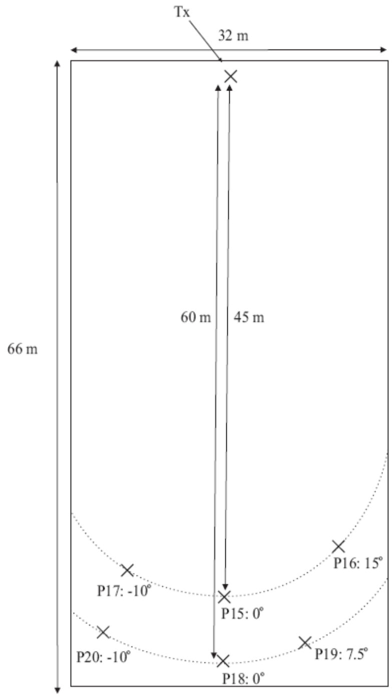


Fig. 3.6: Halle Vallin - Positions successives des points de réception

3.4 Caractérisation large bande des environnements étudiés

3.4.1 Les profils de puissance-retard

Chaque profil de puissance retard (noté par la suite PDP Power Delay Profile) pour un point de mesure, est obtenu en moyennant les puissances des réponses impulsionnelles mesurées pour les positions successives de l'antenne des 2 réseaux virtuels Tx et Rx. Bien que les procédures de mesure aient été légèrement différentes dans les divers environnements, on peut estimer que la surface sur laquelle se déplacent les antennes d'émission et réception est de l'ordre de $10\lambda^2$ à la fréquence la plus élevée, soit environ $5.10^{-2}\ m^2$.

Les figures 3.7 et 3.8 représentent respectivement les PDP obtenus dans des configurations LOS et NLOS pour les divers environnements étudiés.

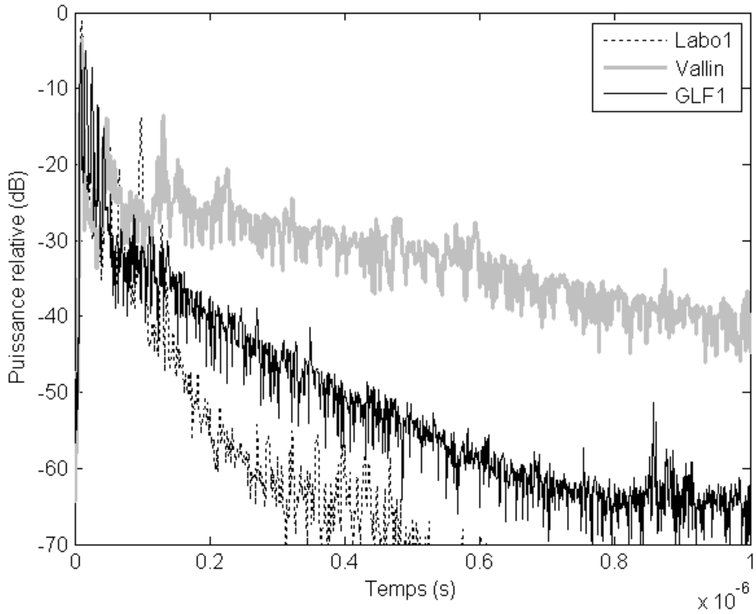


FIG. 3.7: Profil de puissance moyenne (PDP) en LOS en gare Lille Flandres, Halle Vallin et Laboratoire

On remarque tout d'abord sur la figure 3.7 que le PDP présente une décroissance très rapide dans le laboratoire (les points de mesure étant ceux notés Rx1 et Tx1 sur la figure 3.3), contrairement à ce qui se passe dans la halle Vallin. Ceci s'explique évidemment par la structure de cette halle, détaillée précédemment, qui présente une surface importante complètement dégagée. Si on compare les courbes Vallin et GLF, une conclusion similaire peut être tirée.

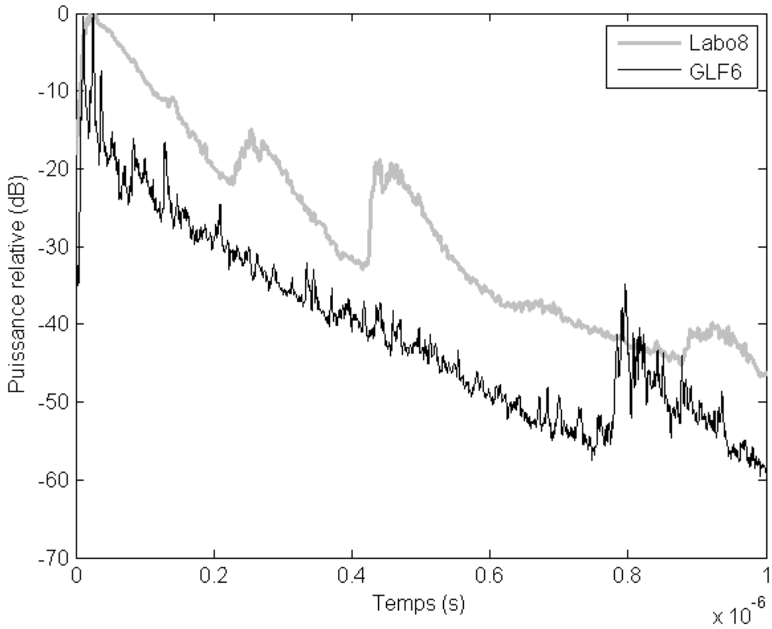


FIG. 3.8: Profil de puissance moyenne (PDP) en environnement sévère NLOS (SNLOS) en gare Lille Flandres et Laboratoire (Position Labo8).

Contrairement aux résultats obtenus en configuration LOS, on remarque sur la figure 3.8, donc pour le SNLOS, que les PDP mesurés au Laboratoire et en Gare Lille Flandres sont similaires. On note sur la courbe " Labo ", des " échos " apparaissant respectivement à environ 300 ns et 500 ns, soit des retards de 90 m et 150 m, les points de mesure étant Rx8 et Tx8 (figure 3.3). Comme de tels échos n'apparaissaient pas sur la figure 3.7 en configuration LOS, la question de leur origine se pose. Si on suppose que, pour cette liaison, la partie énergétique reçue dans la pièce provient essentiellement des ondes se propageant dans le couloir et pénétrant ensuite par diffraction sur les ouvertures de la porte, les " échos " pourraient être dus aux réflexions de cette onde sur les murs et portes aux extrémités du bâtiment. Une telle hypothèse ne peut évidemment être retenue comme plausible qu'en condition LOS, c'est-à-dire en plaçant les 2 antennes dans le couloir, de tels échos apparaissent. Ce n'est pas le cas dans la configuration labo1, Tx1 - Rx1 (PDP de la figure 3.7), mais comme les antennes sont proches des extrémités du couloir, la mise en évidence de ces échos pourrait être difficile. Nous avons donc fait des mesures complémentaires en déplaçant les antennes dans le couloir aux points Tx6 - Rx6, de telle manière qu'elles se trouvent à la même position axiale que Rx8 - Tx8. Ces échos disparaissent. En observant plus en détail les PDP de l'ensemble des points de mesure mentionnés sur le plan de la figure 3.3, ces échos apparaissent uniquement lorsque l'antenne d'émission est située dans le bureau 125, pièce dans laquelle une armoire métallique, proche du réseau d'émission, est en vis-à-vis de la fenêtre. Un bâtiment parallèle à celui du laboratoire est situé à 140 m de ce dernier. Les échos observés autour de 500 ns semblent provenir de réflexions contre cette armoire puis contre ce bâtiment. Ces phénomènes de réflexion sur des bâtiments voisins modifient quelque peu la caractérisation purement indoor mais sont à prendre en compte dans les caractéristiques intrinsèques de propagation.

Une synthèse des caractéristiques du canal déduites de ces courbes est donnée dans le paragraphe suivant.

3.4.2 Synthèse des caractéristiques large bande sur le profil de puissance moyen

L'étalement des retards, noté σ_T, est déduit du PDP en considérant un seuil de -20 dB par rapport à la valeur maximum de la puissance. L'ensemble des résultats obtenus pour les différents environnements est repris dans le tableau 3.2 suivant. Notons que pour certaines configurations, des écarts importants dans les résultats statistiques ont été observés. Nous avons donc estimé nécessaire de faire également apparaître dans le tableau les résultats de différents points de mesures.

Scénarios	LOS			NLOS		SNLOS	
Environnement	Labo1/Labo6	Halle	Gare	Labo3/Labo4	Gare	Labo7/Labo8	Gare
Surface (m^2)	90*	1000	900	600**	900	600**	900
Distance moyenne Tx-Rx (m)	40/20	40	20	16/20	33	17/22	33/64
Affaiblissement Espace libre (dB)	72/66	72	66	64-66	71	65-66	71-76
Affaiblissement mesuré (dB)	66/61	71	64	75/77	70	81/100	104/110
Retard max (ns) à -20 dB	90/200	141	40	87/90	110	130/500	130/297
Etalement des retards (ns)	13/11	50	8	13.2/13.7	39	23/48	14/69

* Surface du couloir

** Surface totale du laboratoire

TAB. 3.2: Synthèse des caractéristiques large bande

En LOS, les affaiblissements dans les différents environnements sont de l'ordre de ceux qui seraient obtenus en espace libre alors qu'en NLOS, une atténuation supplémentaire de 10 dB est observée. Notons qu'en couloir, la valeur expérimentale est inférieure à celle de l'espace libre, la différence de 8 dB pouvant être expliquée par l'effet de guide du couloir qui concentre l'énergie dans un volume relativement faible. En scénario SNLOS, l'atténuation supplémentaire par rapport au cas de l'espace libre est de 30 dB, cette valeur élevée s'expliquant aisément par les conditions de propagation. Notons que les retards maxima en LOS ont des valeurs inférieures à 200 ns, donc nettement plus faibles que celles obtenues en SNLOS, puisque dans ce cas, elles peuvent atteindre 500 ns. Les étalements des retards, quant à eux, n'excèdent pas 69 ns.

3.4.3 Remarques sur le calcul des étalements des retards

Par définition, l'étalement des retards est déduit du PDP calculé sur un très grand nombre d'observations de la réponse impulsionnelle du signal, et ceci dans une zone d'investigation bien définie, par exemple $10\lambda^2$. Cette façon de procéder, basée sur un moyennage des puissances reçues à tout instant, est habituellement admise, mais on peut quand même se poser la question de sa validité, ou plus exactement de sa pertinence, pour caractériser l'ensemble des réponses impulsionnelles dans une zone d'observation.

A titre d'exemple, envisageons deux points de mesures, la Halle Vallin en LOS au point P16 et la gare Lille Flandres (GLF) en SNLOS au point P6, pour lesquelles les étalements des retards calculés de la manière usuelle sont du même ordre de grandeur, puisque valant respectivement 60 ns et 69 ns.

Les fonctions cumulatives (CDF) des étalements des retards calculés de deux façons différentes sont représentées sur la figure 3.9. Les courbes en traits pointillés montrent la CDF des étalements calculés individuellement sur chaque réponse impulsionnelle, c'est-à-dire pour chaque position des antennes Tx et Rx sur le réseau. Dans l'exemple de la Halle Vallin et de GLF, ce calcul nous mène respectivement à un ensemble de 1600 et de 338 valeurs.

Les courbes en trait plein correspondent au CDF de l'étalement des retards mais calculé sur un ensemble de PDP. Dans ce cas, un PDP est la moyenne des réponses impulsionnelles obtenue sur une antenne de réception particulière, la moyenne étant réalisée sur l'ensemble des antennes d'émission. Le nombre de positions successives de l'antenne de réception étant de 40 en Halle Vallin et de 13 en GLF, les CDF ont été tracées sur ces 2 ensembles de valeurs.

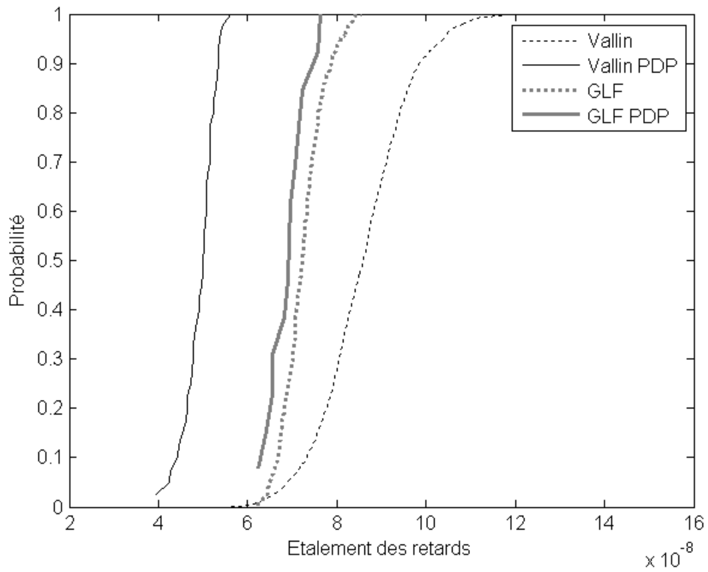


FIG. 3.9: Fonction cumulative des étalements de retards en Halle Vallin (LOS) et en Gare Lille Flandre (SNLOS).

Si dans le scénario gare Lille Flandre, les courbes de CDF calculées à partir des réponses impulsionnelles et des PDP diffèrent peu, celles correspondant à la Halle Vallin sont décalées approximativement d'un facteur 2.

Pour justifier qualitativement un tel résultat, on peut d'abord partir de l'hypothèse que les composantes diffuses ont une énergie plus grande que celles des composantes cohérentes lorsqu'on se situe en SNLOS, contrairement au cas de LOS (Halle Vallin). Si on envisage maintenant une réponse impulsionnelle dans un environnement " diffus ", on obtiendra une succession de maximums relatifs de puissance, qui engendreront un étalement des retards importants. Par contre, la position temporelle de ces maximums variera d'une réponse impulsionnelle à une autre, contrairement à ce qui se passerait si les composantes cohérentes étaient prépondérantes. Dans un environnement diffus, le moyennage des réponses impulsionnelles aura donc tendance à " lisser " les courbes, donc à diminuer l'étalement des retards. Un exemple est donné (figure 3.10) dans lequel un PDP est calculé sur une moyenne de 40 réponses impulsionnelles, correspondant à 40 positions de l'antenne d'émission, ce PDP est comparé à la puissance d'une seule réponse impulsionnelle. Un offset de 40 dB a été ajouté à cette dernière courbe pour permettre une meilleure visualisation.

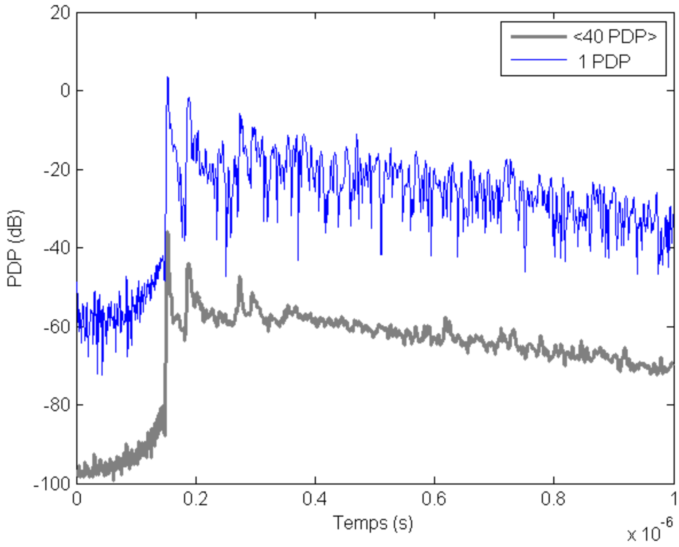


FIG. 3.10: PDP moyen et puissance d'une réponse impulsionnelle en Halle Vallin

Il nous a donc semblé important de mettre l'accent sur la caractérisation des composantes diffuses et cohérentes, celles-ci devant également être considérées comme des caractéristiques importantes des canaux de propagation.

3.5 Extractions des composantes cohérentes et diffuses du signal

Dans un environnement LOS ou NLOS, le signal reçu par un réseau rectangulaire de type URA est composé de signaux *cohérents* et de signaux *diffus*. Les signaux cohérents sont considérés comme des ondes planes illuminant uniformément le réseau de réception, ce sont par exemple, issus du rayon direct ou des réflexions spéculaires sur les murs. Les signaux diffus sont associés aux trajets multiples provenant de réflexions ou diffractions localisées à proximité du réseau. Si la modélisation des composantes cohérentes peut être abordée à partir de modèles géométriques ou géométriques stochastiques, les composantes diffuses ne seront, quant à elles, générées qu'à partir de lois statistiques. Il nous a donc semblé opportun de caractériser individuellement ces deux composantes. La méthode que nous proposons se base sur le facteur de Rice qui, rappelons-le, est défini comme étant le rapport entre la puissance des composantes cohérentes et la puissance des composantes diffuses du signal.

3.5.1 Le facteur de Rice

Ce facteur, noté $K1(\tau)$, se calcule pour un retard τ sur un ensemble de n observations de $h(\tau)$, ces observations étant obtenues au cours du temps et pour des positions fixes des antennes Tx et Rx. Les composantes diffuses du signal peuvent être assimilées à des variables aléatoires gaussiennes complexes centrées, de variance σ_d^2. La puissance cohérente, P_c se déduit de la puissance de la moyenne des réponses impulsionnelles complexes par la relation :

$$P_c(\tau) = |E(h(\tau))|^2 \tag{3.1}$$

Si $P(\tau)$ est la puissance totale obtenue au retard τ, la puissance diffuse, $P_d(\tau)$, se déduit de 3.1 par la relation :

$$P_d(\tau) = P(\tau) - P_c(\tau) \tag{3.2}$$

L'expression générale du facteur de Rice devient :

$$K1(\tau) = \frac{P_c(\tau)}{P_d(\tau)} \tag{3.3}$$

En pratique, une variation de phase des OL est souvent inhérente aux systèmes de mesures entraînant une variation de la phase de $h(\tau)$ d'une observation à l'autre. Dans ce cas, la moyenne calculée à partir de 3.1 tendra vers 0. De plus, si on souhaite utiliser comme observations, les réponses impulsionnelles obtenues pour différentes positions de l'antenne d'émission, les variations de phase des composantes cohérentes sont inévitables. Afin d'éviter ces difficultés, [Gree 99] a montré que ce facteur de Rice pouvait se déduire d'un calcul basé uniquement sur la puissance du signal. Ce facteur, noté $K2(\tau)$ par la suite, est donné par l'expression :

$$K2(\tau) = \frac{\sqrt{1-\gamma(\tau)}}{1-\sqrt{1-\gamma(\tau)}} \qquad \text{avec} \qquad \gamma(\tau) = \frac{var\left(|h(\tau)|^2\right)}{< |h(\tau)|^2 >} \tag{3.4}$$

$Var(x)$ étant la variance de x.

Pour vérifier la validité de cette approche, la simulation suivante a été réalisée pour une seule fréquence, la généralisation à un signal large bande étant immédiate. On considère un signal cohérent de puissance moyenne P_c auquel on ajoute un signal dont l'amplitude suit une distribution de Rayleigh de variance σ_d^2 unitaire soit $P_d = 1$. Notons que sous cette condition $P_c = K1$. A partir d'un ensemble de 40 réalisations, la courbe de la figure 3.11 montre les valeurs de $K1$ et $K2$ estimées par les deux méthodes décrites précédemment, en fonction de la valeur " exacte " introduite comme variable dans le programme. On peut noter sur cette figure que pour des valeurs de K inférieures à 0 dB, la courbe devient asymptotique à la droite $K2 = -1$dB. En pratique, nous utiliserons l'expression 3.4 en ne considérant que les valeurs de $K2$ supérieures à 2 dB, valeur à partir de laquelle les résultats estimés sont très proches des valeurs exactes.

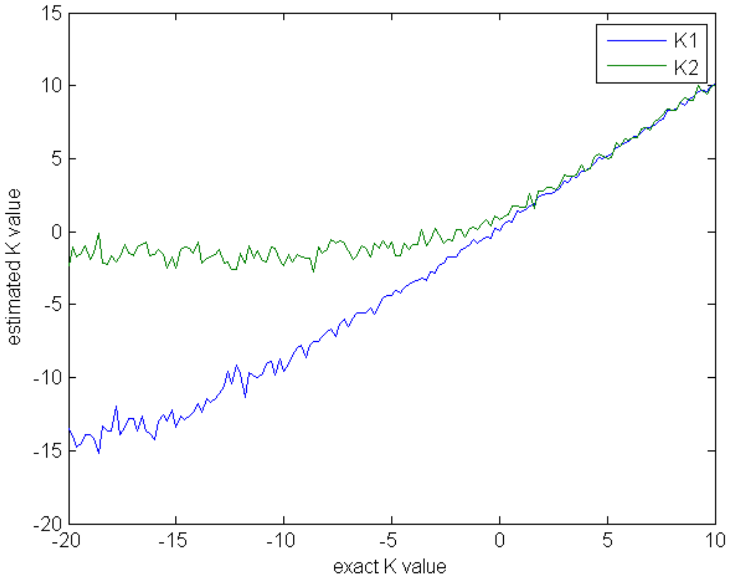


FIG. 3.11: Estimation du facteur de Rice suivant deux méthodes de calcul

3.5.2 Méthode d'extraction des composantes cohérentes et diffuses du signal

Le facteur de Rice traduit la présence ou non de signaux cohérents dans le signal reçu, il peut donc avoir une valeur non nulle aussi bien dans des situations LOS que dans les scénarios NLOS. La séparation des composantes cohérentes et diffuses contenues dans un signal est possible à l'aide d'un procédé itératif d'annulation successive des composantes cohérentes basé sur le facteur de Rice. Pour simplifier les expressions, la description de ce procédé est faite pour une antenne de réception, sa généralisation aux autres antennes est immédiate. On procède en 2 étapes successives. La première permettra de déterminer les valeurs de τ_i pour lesquelles une composante cohérente est importante, une deuxième étape consistant à séparer les composantes cohérentes des composantes diffuses pour l'ensemble de ces τ_i.

Etape 1 : Détermination de l'ensemble des τ_i

A l'initialisation du processus itératif devant permettre de déterminer les τ_i, le facteur $K2(\tau)$ est calculé sur l'ensemble des réponses impulsionnelles provenant des Nt antennes d'émission. Notons que, pour certaines valeurs de τ, $K2(\tau)$ peut avoir des valeurs importantes de l'ordre de 5 mais associées à des amplitudes des réponses impulsionnelles très faibles, typiquement inférieures à -50 dB par rapport à la valeur maximale du PDP. Ces points particuliers non significatifs, vont introduire des erreurs dans le procédé itératif. C'est la raison pour laquelle nous introduisons un coefficient $K2_{norm}(\tau)$ qui pondère $K2(\tau)$ par la valeur moyenne de la puissance au retard τ :

$$K2_{norm}(\tau) = K2(\tau) \cdot PDP(\tau) \tag{3.5}$$

A l'initialisation, le retard τ_0, pour lequel $K2_{norm}$ est maximal, est sélectionné. Connaissant l'amplitude complexe de la réponse impulsionnelle $h(\tau_0, tx_i)$ entre une antenne d'émission tx_i et l'antenne de réception, la fonction de transfert $\tilde{H}(f, \tau_0, tx_i)$ entre ces deux antennes peut être obtenue grâce à la relation suivante :

$$\tilde{H}(f, \tau_0, tx_i)_{0<i<Nt} = e^{-j2\pi f \tau_0} \cdot h(\tau_0, tx_i)_{0<i<Nt} \tag{3.6}$$

On détermine ensuite une fonction de transfert du canal modifiée, notée $H(f, tx_i)_{-\{\tau_0,\},0<i<Nt}$, qui est la fonction de transfert $H(f, tx_i)$ à laquelle on a soustrait la fonction $\tilde{H}(f, \tau_0, tx_i)$ précédente. Ceci mène à :

$$H(f, tx_i)_{-\{\tau_0,\},0<i<Nt} = H(f, tx_i)_{0<i<Nt} - \tilde{H}(f, \tau_0, tx_i)_{0<i<Nt} \tag{3.7}$$

De cette fonction de transfert, on peut en déduire une nouvelle réponse impulsionnelle du canal qui est donc celle pour laquelle on aura extrait la réponse au retard τ_0. Le nouveau retard τ_1 pour lequel $K2_{norm}(\tau)$ passe par une valeur maximum est sélectionné. On procède ensuite par itération en suivant la démarche que nous venons de décrire.

Etape 2 : Amplitude des composantes cohérentes et diffuses aux retards τ_i

Le coefficient de Rice étant fini, à chaque retard τ_i va correspondre une composante cohérente mais également une composante diffuse. Pour extraire les puissances cohérentes, on calcule d'abord le profil de puissance moyenne obtenue à partir des $\tilde{H}(f,\tau,tx_i)$ que l'on pondère ensuite, pour chaque valeur de τ, par le facteur de proportionnalité entre composante cohérente et composante totale. On obtient ainsi :

$$P_c(\tau) = E\left(\left|IFFT\left[\left(\sum_{i=0}^{N_t-1}\tilde{H}(f,\tau,tx_i)\right)\right]\right|^2\right)\frac{K2(\tau)}{1+K2(\tau)} \tag{3.8}$$

La puissance diffuse se déduit ensuite de 3.7 par la relation :

$$P_d(\tau) = E\left(\left|IFFT\left[H(f,tx_i)\right]\right|^2\right) - P_c(\tau) \tag{3.9}$$

Cet algorithme, basé sur le calcul du facteur $K2$, ne sera appliqué que sur les fichiers de la Halle Vallin et du laboratoire pour lesquels un nombre suffisant d'observations ou de positions d'antenne est disponible. En gare Lille Flandres, les 26 observations ne permettent pas d'avoir une estimation fiable de $K2$.

Les différentes étapes de la méthode sont illustrées sur un exemple obtenu au point P16 dans la Halle Vallin. Le PDP, tracé sur la figure 3.12, est obtenu pour une antenne de réception en moyennant les puissances des réponses impulsionnelles obtenues pour 40 antennes d'émission. On peut souligner sur cette courbe la présence de quelques maximums de puissance à certains retards. Sur la figure 3.13, le facteur de Rice $K2$ de ce profil de puissance est tracé en fonction des retards, les variations importantes de $K2$ observées au-delà de $6 \cdot 10^{-7}$ s montrent la nécessité d'introduire le facteur de Rice pondéré, tracé sur la figure 3.14. Un seuil arbitraire de -30 dB par rapport au maximum de cette fonction a été choisi. Les profils de puissance des composantes cohérentes et diffuses déduits de (3.8) et (3.9) sont représentés respectivement sur les figures 3.15 et 3.16. Dans cet exemple, la méthode a permis d'extraire une dizaine de composantes cohérentes.

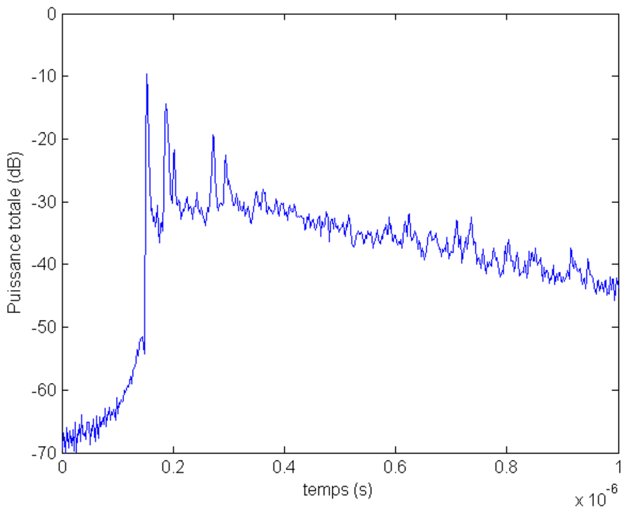


FIG. 3.12: Profil de puissance-retard en Halle Vallin

Notons que le PDP des composantes diffuses décroît linéairement en fonction du retard mettant en évidence un environnement très riche en trajets multiples. Un tel environnement pourrait se rapprocher de celui d'une chambre réverbérante et nous aborderons ce point dans la dernière partie de ce chapitre.

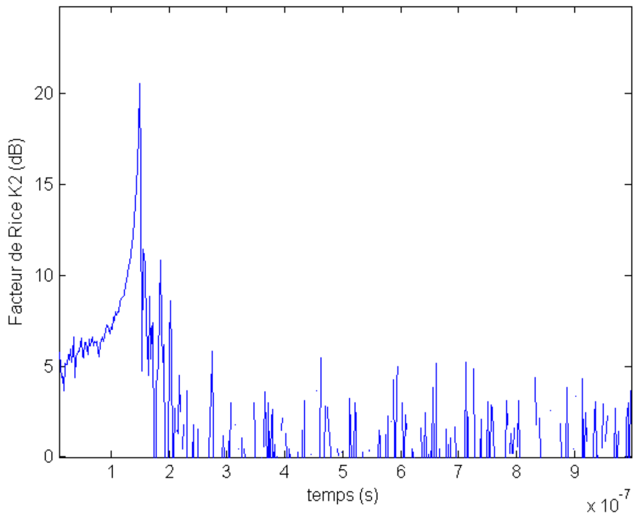


FIG. 3.13: Facteur de Rice $K2$ en fonction du retard

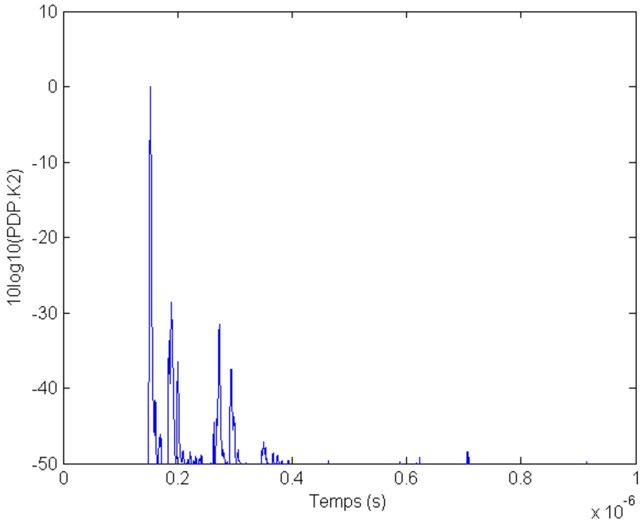


FIG. 3.14: Facteur de Rice $K2_{norm}$ pondéré par le PDP

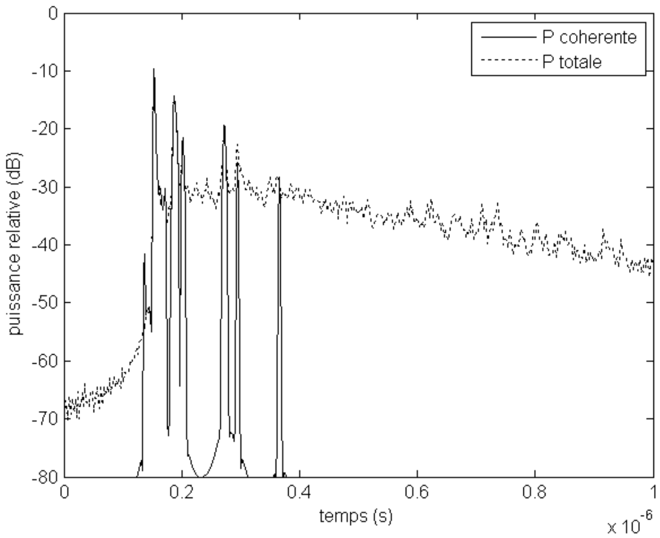


FIG. 3.15: Puissance cohérente du signal en fonction du retard en Halle Vallin

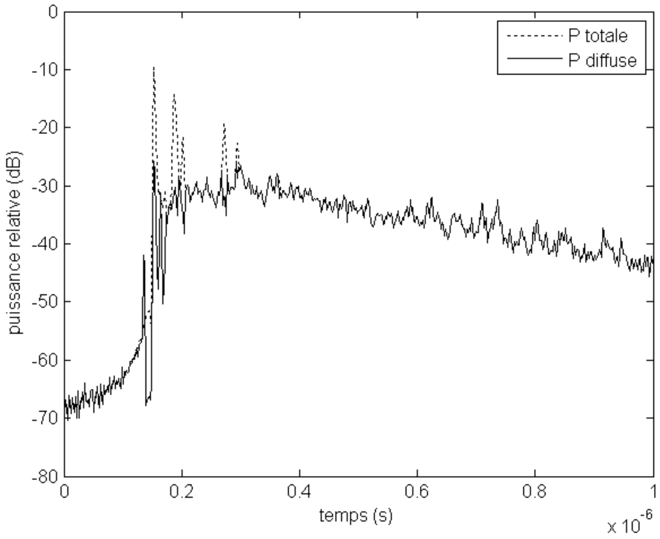


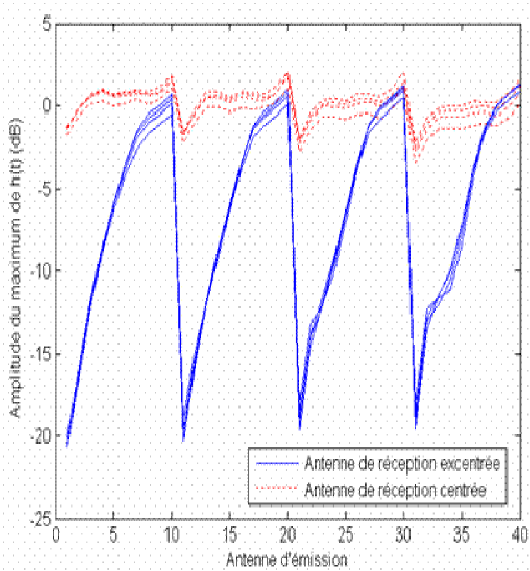
FIG. 3.16: Puissance diffuse du signal en Halle Vallin

3.5.3 Les composantes cohérentes et diffuses dans les environnements indoor : cas particulier du couloir

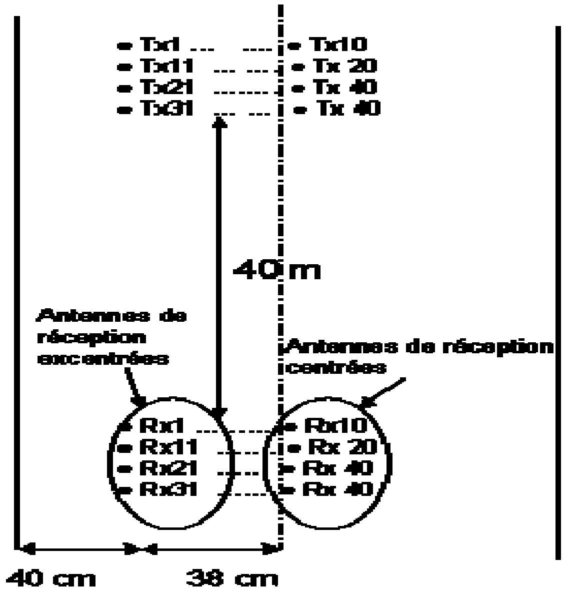
En règle générale, les environnements étudiés sont des pièces de tailles plus ou moins importantes et dans lesquelles on peut estimer que la puissance moyenne reçue par chaque antenne de réception varie peu sur la surface du réseau.

Parmi toutes les configurations qui vont être décrites, une seule présente des caractéristiques géométriques particulières, puisqu'il s'agit du couloir du laboratoire, de largeur 1m50. La carte de champ dans un plan transverse de ce couloir, montre des extrema au centre et des minima prés des murs. Cette distribution du champ n'est pas sans rappeler celle du mode de propagation EH_{11} qui est le mode hybride fondamental lorsqu'une onde se propage dans un guide d'ondes diélectriques à pertes, et surdimensionné. L'approximation de stationnarité spatiale des signaux reçus sur l'ensemble du réseau n'est alors plus valable. Pour illustrer ce point, nous avons tracé sur la figure 3.17 en traits pointillés, les amplitudes du maximum de la réponse impulsionnelle pour quatre positions voisines de l'antenne de réception situées près du centre du couloir. L'abscisse correspond au numéro de l'antenne d'émission. Comme le montre la figure 3.17(b), les 40 positions de Tx correspondent à 4 déplacements transversaux successifs, ce qui explique la périodicité des courbes. On remarque sur la figure 3.17(a) que, dans ce cas, les variations d'amplitude du maximum de la réponse impulsionnelle restent inférieures à 3 dB. Par contre, si les antennes de réception sont situées près du mur, les courbes en trait plein font apparaître une variation de 20 dB lorsque Tx se déplace de la position Tx1, par exemple, à la position Tx10.

Les conditions de stationnarité spatiale n'étant plus garanties sur la totalité du réseau, nous n'utiliserons par la suite que les résultats provenant du sous réseau constitué des seize antennes de réception situées à proximité de l'axe longitudinal du couloir soit l'ensemble (Rx7··Rx10, Rx17··Rx20, Rx30··Rx40), le réseau d'émission conservera quant à lui les 40 positions d'antenne.



(a) Amplitude du maximum de la réponse impulsionnelle en couloir pour 4 antennes de réception situées au centre puis près du mur



(b) Configuration expérimentale dans le couloir du laboratoire

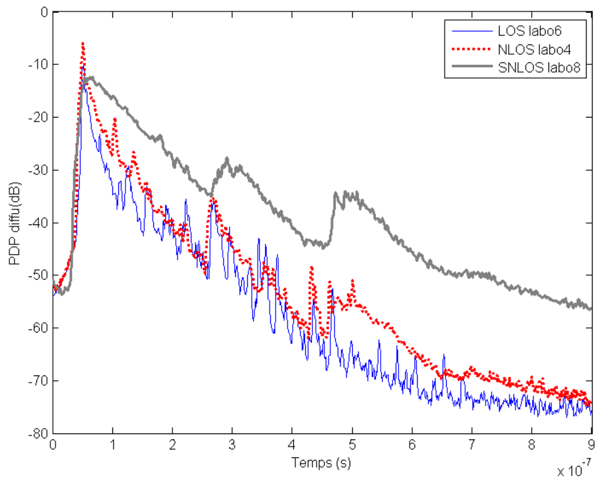
FIG. 3.17: Mesures au Laboratoire

3.5.4 Les composantes cohérentes et diffuses dans les environnements LOS, NLOS et SNLOS

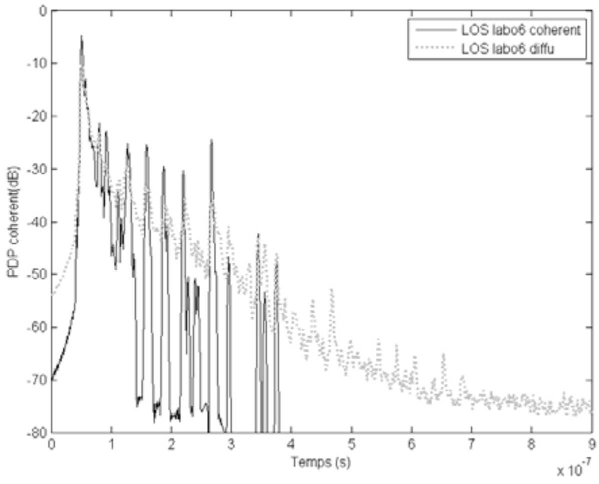
Pour illustrer cette notion de composantes cohérentes et diffuses, nous avons tout d'abord représenté sur la figure 3.18(a), les PDP diffus obtenus en laboratoire pour les points de mesure labo6, labo4 et labo8 qui représentent respectivement des scénarios LOS, NLOS et SNLOS. La courbe en un point de mesure est le résultat d'une moyenne des PDP obtenus pour 16 antennes de réception. Notons que sur le plan de la figure 3.3, les points Rx6, Rx4 et Rx8 sont relativement proches les uns des autres. En LOS ou plus exactement pour Tx6 et Rx6 dans le couloir, la puissance, exprimée en dB, décroît linéairement en fonction du temps avec une pente de 10dB/100ns. Si maintenant, le réseau de réception est situé dans la pièce 115, l'émission restant dans le couloir (NLOS), cette même décroissance de la puissance est observée avec de plus l'apparition de zones de réflexions privilégiées ou clusters à 270 ns et 450 ns. Ces zones de réflexions prépondérantes proviennent pour la première, de réflexions dans le laboratoire et pour la deuxième d'une réflexion sur un bâtiment proche de celui du laboratoire. En SNLOS, la pente du PDP est plus faible.

Pour ces 3 points de mesure, les PDP diffus et cohérents sont tracés sur les figures 3.18b-c-d. Si en LOS, les puissances cohérentes extraites sont supérieures aux PDP diffus, en NLOS et SNLOS, elles sont, pour certains retards, plus faibles de 3 dB voire de 10 dB. Or les composantes cohérentes extraites sont associées à des facteurs de Rice supérieurs à 2 dB et auraient donc du être supérieures à la puissance diffuse. Cependant, les PDP tracés sur les figure 3.18 sont obtenus en moyennant les PDP associés à 16 antennes de réception alors que les composantes cohérentes, et donc le facteur de Rice, ont été calculées pour chaque antenne de réception. La différence observée sur les courbes met en évidence la non stationnarité spatiale des signaux, ce phénomène est important surtout en

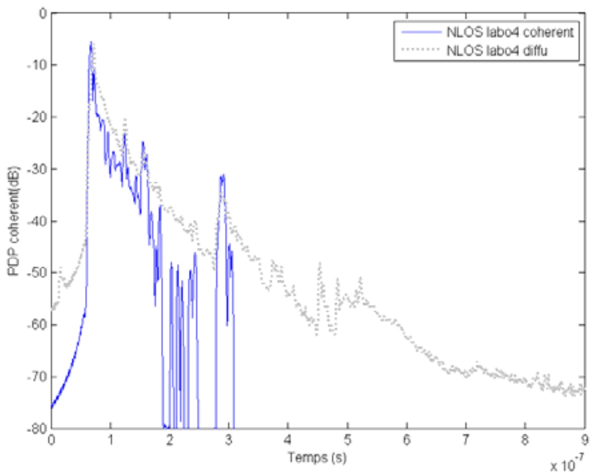
SNLOS, à l'exception de la composante cohérente arrivant avec un retard de 470 ns.



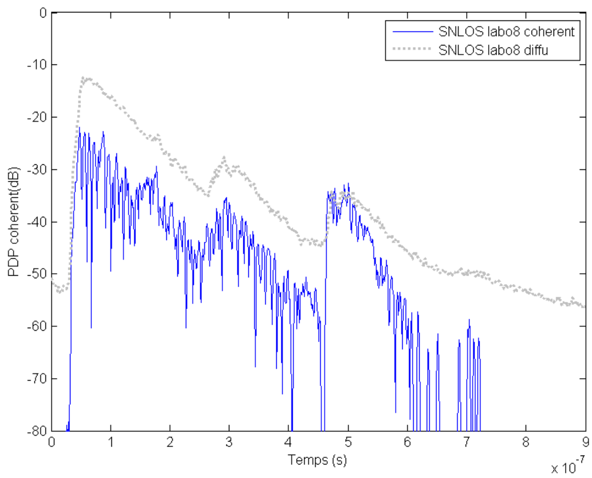
(a) Exemple de PDP diffus en LOS, NLOS et NLOS



(b) Exemple de PDP cohérent et PDP diffus en LOS



(c) Exemple de PDP cohérent et PDP diffus en NLOS



(d) Exemple de PDP cohérent et PDP diffus en SNLOS

FIG. 3.18: Exemples de PDP cohérent et PDP diffus dans les différentes configurations

Le pourcentage de puissance cohérente et de puissance diffuse par rapport à la puissance totale est donné dans le tableau 3.3. La puissance associée à l'ensemble des composantes cohérentes varie dans les scénarios LOS de 60 à 83 % et devient de l'ordre de 4% dans les scénarios SNLOS. Ces caractéristiques du canal sont importantes et doivent être intégrées dans les modèles.

Scénarios	LOS		NLOS	SNLOS
Environnement	Labo1/Labo6	Halle	Labo3/Labo4	Labo7/Labo8
Surface (m^2)	90 (couloir)	1000	600	600
Distance moyenne Tx-Rx (m)	40/20	40	16/20	17-22
Puissance cohérente (%)	86%/64%	60%	24%/35%	4%
Puissance diffuse (%)	17%/36%	40%	65%/76%	96%

TAB. 3.3: Répartition des puissances diffuse et cohérente en fonction des scénarios

3.5.5 Emulation des composantes diffuses à l'aide de chambres réverbérantes

Les chambres réverbérantes à brassage de modes (CRBM) sont utilisées depuis de nombreuses années dans le domaine de la Compatibilité Electromagnétique (CEM) afin de pouvoir tester la susceptibilité de systèmes électroniques soumis à un spectre d'ondes planes quasiment isotropes. C'est cette propriété qui a suscité beaucoup plus récemment un intérêt certain de la communauté scientifique travaillant dans le domaine des télécommunications. En effet, les environnements à l'intérieur des bâtiments ou en milieu urbain présentent des caractéristiques statistiques de propagation qui sont voisines de celles d'un environnement de Rayleigh ou de Rice. Les premières applications des CRBM ont concerné l'étude des caractéristiques des téléphones portables puis des systèmes multi-antennes [Rose 05].

Si on souhaite utiliser des CRBM pour tester les performances d'un système, la première étape est de relier leurs caractéristiques habituellement définies dans le cadre de la CEM, à savoir le facteur de qualité Q et le coefficient τ_{RC} de décroissance de l'énergie dans la chambre lorsque la source est arrêtée, au paramètre définissant habituellement une liaison hertzienne qu'est l'étalement des retards S_τ .

O. Delangre a montré dans [Dela 08b], que si le coefficient de qualité de la chambre est important, S_τ a la même expression analytique que τ_{RC} et est donc relié à la fréquence porteuse f_c par la relation :

$$S_\tau = \frac{Q}{2\pi f_c} \tag{3.10}$$

Pour une chambre usuelle, Q prend une valeur très élevée, de l'ordre de 5 000 à 50 000, ce qui mène à des étalements de retards de l'ordre de la microseconde. Ces valeurs sont bien supérieures à celles indiquées dans le tableau 3.4 où les étalements des retards des composantes diffuses, calculées à partir de la pente des PDP diffus, n'excèdent pas 50 ns menant à des coefficients de qualité inférieurs à 1000. Notons le cas particulier de la halle Vallin pour laquelle l'étalement des retards associé au PDP diffus de 250 ns donne un coefficient de qualité de 5000. Pour diminuer la valeur de Q intrinsèque à la CRBM, un moyen simple consiste à placer des panneaux absorbants dans la chambre. La CRBM utilisée pour émuler nos canaux est une cavité de 16 m^3 équipée d'un brasseur. Une étude menée par O. Delangre [Dela 08a] a montré que pour des réalisations obtenues en effectuant successivement une rotation angulaire du brasseur de 2°, deux réalisations successives étaient indépendantes. Une rotation 2° de ce brasseur donnera donc naissance à une nouvelle réalisation du canal. Les PDP seront ainsi calculés sur 180 réalisations. Afin d'éviter une composante directe trop importante, les antennes utilisées en chambre sont des cornets d'ouverture 60° et sont orientés, pour cette application, vers les coins opposés de la chambre. Le coefficient de qualité moyen, de cette chambre dans la bande de fréquence étudiée est de 5000.

Scénarios	LOS		NLOS	SNLOS
Environnement	Labo1/Labo6	Halle	Labo3/Labo4	Labo7/Labo8
Surface (m^2)	90 (couloir)	1000	600	600
Puissance diffuse	17%/36%	40%	65%/76%	96%
Etalement des retards des composantes cohérentes (seuil=-20dB)	10/17 ns	30 ns	11/9 ns	24/108 ns
Etalement des retards des composantes diffuses (seuil=-50dB)	36/47 ns	250 ns	25/26 ns	28/40 ns
Coefficient de qulaité Q	746/975	5000	518/540	580/830

TAB. 3.4: Etalement des retards et coefficients de qualité

La figure 3.19 montre le PDP diffus obtenu en Halle Vallin et celui mesuré en CRBM sans absorbant, les pentes sont rigoureusement identiques. L'étalement des composantes cohérentes de 30 ns peut être reproduit en orientant les antennes de telle façon à générer des rayons réfléchis sur les parois indépendamment de la rotation du brasseur, cette réalisation demande un certain " ajustement " et, il faut le reconnaître, n'est pas immédiate.

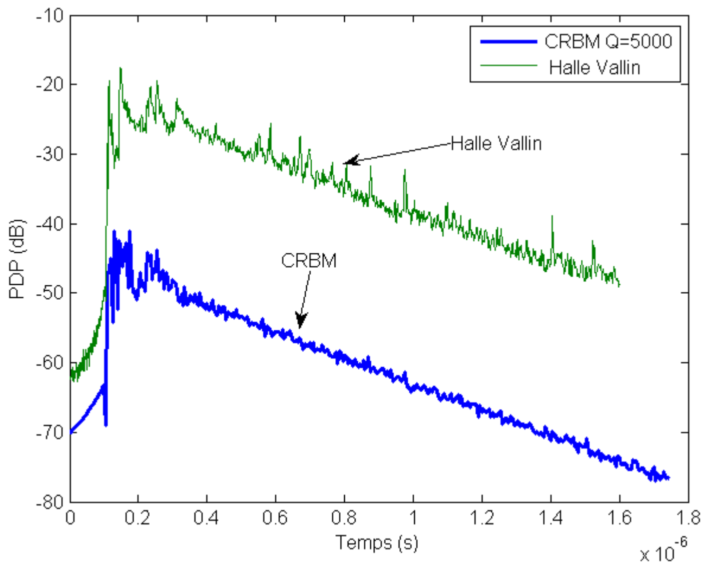


FIG. 3.19: PDP diffus en Halle Vallin et en chambre réverbérante sans absorbant

En laboratoire, en fonction des scénarios, le coefficient de qualité variant de 500 à 1000, des absorbants de 1.4 m^2 chacun ont été introduit pour adapter les caractéristiques de la chambre à celles de l'environnement.

La figure 3.20 illustre un exemple dans lequel le PDP diffus en NLOS (Labo4) et le PDP de la chambre dans laquelle 3 absorbants ont été posés contre les parois verticales sont représentés.

Les résultats montrent un bon accord en ce qui concerne les pentes. L'étalement des composantes cohérentes de 11 ns est faible et il sera donc possible de les générer dans la chambre. Dans l'état actuel des études en CRBM pour les télécommunications, les clusters observés à 270 ns et 450 ns ne peuvent être reproduits. A titre indicatif, leurs amplitudes maximales respectives de

-20 dB et -40 dB par rapport à la valeur maximale du PDP diffus ne rend pas ces phénomènes prépondérants. On peut se poser la question de savoir quelles limites doit-on se fixer pour recréer la réalité ?

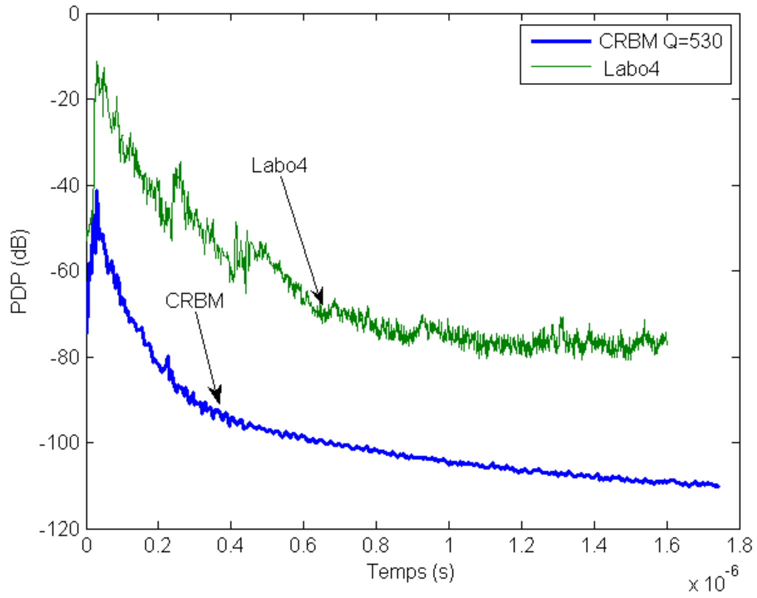


FIG. 3.20: PDP diffus en laboratoire (NLOS) et en chambre réverbérante avec 3 absorbants

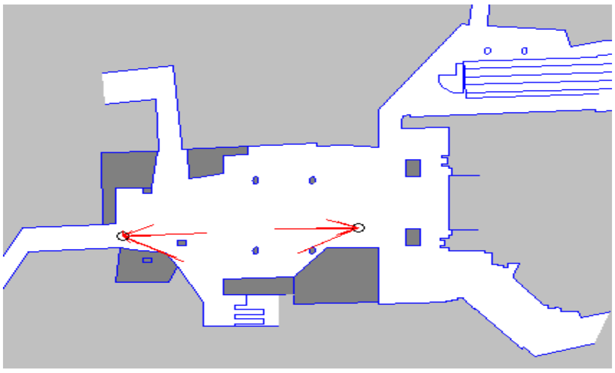
3.6 Dispersion angulaire

Dans cette partie, on s'intéressera à la variation du canal dans l'espace angulaire. En effet, l'extension spatiale faite au niveau de deux extrémités du lien radio permet une caractérisation directionnelle du canal de propagation. L'extraction de ces paramètres est réalisée grâce à l'utilisation des algorithmes d'estimation du nombre de trajets et ceux de haute résolution détaillés au niveau du deuxième chapitre. En particulier, la méthode que nous avons proposée, nommée Fast LPV, est utilisée pour estimer le nombre des trajets. Les paramètres caractéristiques de ces trajets sont estimés à l'aide de l'algorithme SAGE multi-dimensionnel.

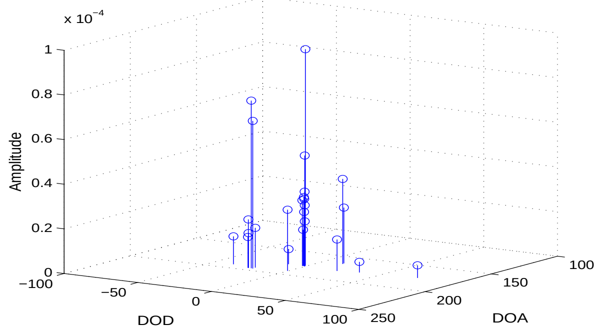
On suppose que les antennes utilisées sont omni-directionnelles pour la raison que la directivité limite le domaine de définition des paramètres directionnels et dans ce cas les statistiques descriptives estimées ne refléteront pas la diversité angulaire que le canal peut apporter.

3.6.1 Estimation des paramètres angulaires

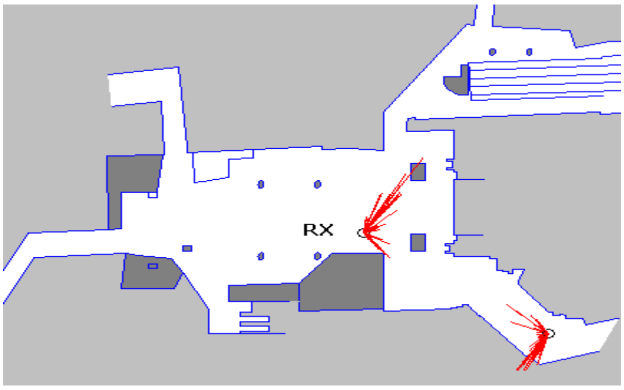
Les figures 3.21 et 3.22 illustrent le résultat de l'estimation des DOAs et DODs, respectivement, dans deux configurations *LOS* et *NLOS* dans l'environnement GLF et dans une configuration NLOS dans l'environnement Labo.



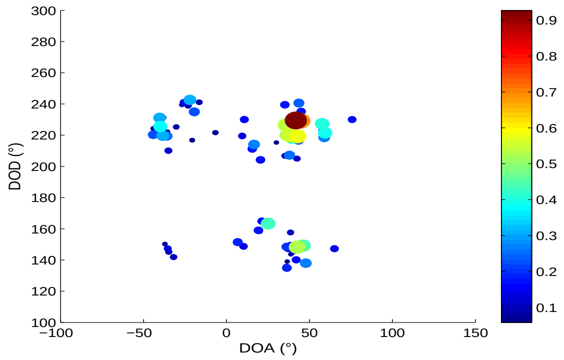
(a) DOD et DOA estimés



(b)

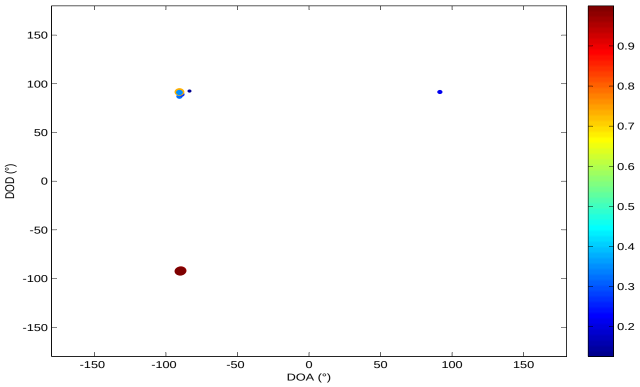


(c)

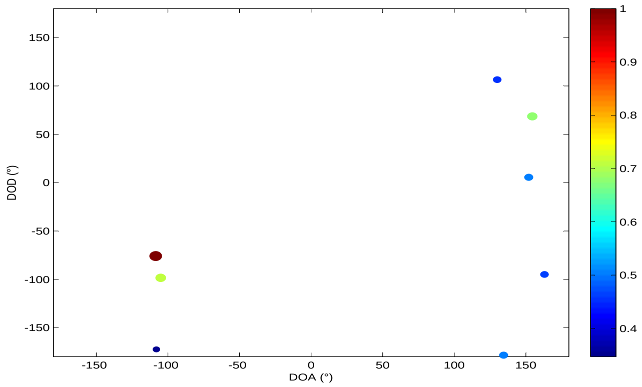


(d)

FIG. 3.21: Profils DOA-DOD dans le cas LOS (a-b) et NLOS (c-d)



(a) Labo - Configuration LOS (point 1)



(b) Labo - Configuration NLOS (point 3)

FIG. 3.22: Labo - Profils DOA-DOD dans le cas LOS (a) et NLOS (b)

On vérifie, tout d'abord, que le trajet direct, caractéristique d'une configuration LOS, a été correctement estimé (figures 3.21(a) et 3.22(a)). Il est donné par le couple ($DOA \simeq 180\,\text{deg}, DOD \simeq 0\,\text{deg}$) sur la figure 3.21(b) et par le couple ($DOA \simeq -90\,\text{deg}, DOD \simeq -90\,\text{deg}$) sur la figure 3.22(a). Il permet, notamment, de vérifier la justesse des valeurs estimées. On remarque que le nombre de trajets détectés dans une configuration LOS (figures 3.21(a) et 3.22(a)) est inférieur à celui dans une configuration NLOS (figure 3.21(c) et 3.22(b)). Ceci est dû à l'application d'un seuil de 20dB en dessous des maximums des amplitudes des réponses impulsionnelles qui renvoie à l'importance de la puissance du trajet direct par rapport à celles des trajets réfléchis. Il est à noter, aussi, que le nombre de trajets détectés est différent d'une configuration NLOS à une autre, en fonction de l'environnement de mesure. En effet, on remarque plus de trajets réfléchis dans l'environnement GLF que dans l'environnement Labo. Une explication possible est que l'environnement GLF comprend plus de réflecteurs métalliques que l'environnement Labo.

3.6.2 Calcul de l'étalement angulaire

Le paramètre décrivant la distribution statistique des directions d'arrivée ou celles de départ des trajets les plus importants en puissance est l'étalement angulaire, aussi appelé la dispersion angulaire. Il est noté AS_{rms}. Un AS_{rms} faible implique la focalisation ou la concentration des directions d'arrivée du signal alors qu'un AS_{rms} important suppose la présence de plusieurs diffuseurs au voisinage du récepteur. L'expression de calcul de AS_{rms} est donnée par (3.11).

$$AS_{rms} = \sqrt{\frac{\int_{-\pi}^{+\pi} (\phi - \phi_m)^2 \, p(\phi) d\phi}{\int_{-\pi}^{+\pi} p(\phi) d\phi}} \quad (a), \qquad AS_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_i (\phi_i - \phi_m)^2 p_i}{\sum_i p_i}} \quad (b) \tag{3.11}$$

où ϕ, $p(\phi)$ et ϕ_m sont respectivement la variable angulaire, la puissance correspondante à la valeur de ϕ et l'étalement angulaire moyen formulé par (3.12).

$$\phi_m = \frac{\int_{-\pi}^{\pi} \phi p(\phi) d\phi}{\int_{-\pi}^{\pi} p(\phi) \, d\phi} \quad (a), \qquad \phi_m = \frac{\sum_i \phi_i p(\phi_i)}{\sum_i p(\phi_i)} \quad (b) \tag{3.12}$$

Cependant, le terme AS_{rms} tel qu'il est donné pas (3.11) est défini par analogie à l'étalement de retard alors qu'ils sont deux variables de nature différente. Le premier est une variable directionnelle tandis que le deuxième est une variable linéaire. C'est pourquoi, on définit ci-dessous une nouvelle statistique pour la mesure de l'étalement angulaire. Supposons, qu'on dispose de n observations, $(\phi_i, p_i)_{1 \leqslant i \leqslant n}$ ($\phi_i \in [-\pi \quad \pi]$), leur direction moyenne exprimée dans un repère cartésien est donnée par (3.13) :

$$\phi_m^* = \begin{cases} \arctan(\frac{\bar{s}}{\bar{c}}), & \text{si } \bar{c} \geqslant 0\,; \\ \arctan(\frac{\bar{s}}{\bar{c}}) + \pi \times sgn(\bar{s}), & \text{si } \bar{c} < 0\,; \end{cases} \tag{3.13}$$

où :

$$\bar{c} = \frac{\sum_{i=1}^{n} \cos(\phi_i) p_i}{\sum_{i=1}^{n} p_i} \qquad \text{et} \qquad \bar{s} = \frac{\sum_{i=1}^{n} \sin(\phi_i) p_i}{\sum_{i=1}^{n} p_i} \tag{3.14}$$

$sgn(\bar{s})$ désigne le signe de $\bar{s}$. Si on note par $\bar{r}$ le module de la résultante ou l'amplitude de la direction moyenne tel que :

$$\bar{r} = \sqrt{\bar{c}^2 + \bar{s}^2} \tag{3.15}$$

$\bar{r}$ est toujours compris entre 0 et 1 et sa valeur permet de donner une indication sur la dispersion de ϕ_i. En effet, si les valeurs de ϕ_i sont uniformément distribuées sur $[-\pi, \quad \pi]$, $\bar{r}$ est presque nul, sinon si les observations ont une direction privilégiée, $\bar{r}$ sera proche de 1. Ainsi, l'étalement angulaire ou également l'écart-type de ces observations sera donné par(3.16) :

$$AS^* = 1 - \bar{r} \tag{3.16}$$

La justification de cette égalité est le résultat d'analyse d'une variable aléatoire modulée $\big(X^* = X(mod 2\pi)\big)$.

Ci-après, le tableau 4.3 expose la moyenne et l'étalement angulaire en émission et en réception des paramètres angulaires estimés et représentés ci-dessus, calculés sur $[-\pi \quad \pi]$ selon les deux méthodes qui viennent d'être décrites.

	GLF				Labo			
	LOS		NLOS		LOS		NLOS	
	RX	TX	RX	TX	RX	TX	RX	TX
$\phi_m(°)$	-45.31	-14.47	30.77	-77.70	-86.97	-33.87	10.67	-52.32
AS_{rms}	159.24	12.70	27.49	115.73	22.9	85.3	127.58	82.78
$\phi^*_m(°)$	-167.44	-14.55	32.66	-148.81	-89.93	-94.9	-153.34	-82.89
AS^*_{rms}	12.17	12.69	26.92	30.57	14.7	81.58	57	82.84

TAB. 3.5: Moyennes et Écart-types des paramètres directionnels

Suite à une vérification à l'aide des profils DOA-DOD, on remarque que la deuxième méthode est plus rigoureuse dans la description statistique des paramètres directionnels.

On note aussi qu'on dispose d'un étalement angulaire plus important dans le cas $NLOS$ que dans le cas LOS. Ce résultat, déjà prévisible, est dû à la concentration des directions d'arrivée et de départ de la puissance autour du rayon direct. Ceci conduit aussi à peu-près à la même dispersion angulaire en RX qu'en TX. Tandis que dans le cas $NLOS$, l'étalement angulaire devient conditionné par les concentrations indépendantes des diffuseurs autour de chacune de deux extrémités.

3.7 Corrélation spatiale

La corrélation spatiale dans un environnement donné est déterminante des performances du système de communications déployé dans cet environnement. Elle détermine la plus grande distance sur laquelle la réponse impulsionnelle du canal est statistiquement constante. Elle est d'une grande utilité dans l'optimisation des réseaux multi-antennes. En effet, elle définit la distance inter-éléments dans un réseau d'antennes et par conséquent elle conditionne la diversité spatiale. Une faible corrélation spatiale donne lieu à une décomposition d'une observation du canal en un ensemble de sous-canaux indépendants. Dans le cas contraire, les sous-canaux seront liés. Ainsi, la prise en considération de ce paramètre permet de saisir l'apport de cette nouvelle dimension spatiale.

La corrélation spatiale est fortement liée à la concentration des diffuseurs au voisinage des antennes. En effet, la présence de diffuseurs au voisinage d'une antenne augmente l'hétérogénéité des trajets reçus et par conséquent elle decorrèle le signal mesuré au point $\overrightarrow{M}$ et celui au point $\overrightarrow{M} + \delta\overrightarrow{M}$. En leur absence, le canal est plus plat et il en résulte une corrélation spatiale plus importante.

Ci-après, le tableau 3.6 montre une estimation de la corrélation spatiale $\rho(f, \delta d)$ (3.17) en réception (en moyennant sur les éléments du réseau émetteur) dans les trois environnements étudiés.

$$\rho(f,\delta d) = \frac{E\left\{\left(\boldsymbol{h}(f,d)-\overline{\boldsymbol{h}}(f,d)\right)\left(\boldsymbol{h}(f,d+\delta d)-\overline{\boldsymbol{h}}(f,d+\delta d)\right)^{\mathsf{h}}\right\}}{\sqrt{E\left\{\left|\boldsymbol{h}(f,d)-\overline{\boldsymbol{h}}(f,d+\delta d)\right|^2\right\}E\left\{\left|\boldsymbol{h}(f,d)-\overline{\boldsymbol{h}}(f,d+\delta d)\right|^2\right\}}} \tag{3.17}$$

La distance inter-éléments δd utilisée est de $\frac{\lambda}{2}$.

	LOS			NLOS		SNLOS	
	Labo	Halle	GLF	Labo	GLF	Labo	GLF
ρ_x	0.98	0.63	0.85	0.65	0.43	0.56	0.4
ρ_y	0.94	0.58	0.85	0.47	0.74	0.51	0.56

TAB. 3.6: Corrélation spatiale

On constate que la corrélation spatiale dépend de la direction de prise des échantillons dans le domaine spatial. Ceci est dû à la non uniformité de la répartition des diffuseurs suivant les deux axes x et y du réseau récepteur. D'où, l'importance du choix de l'orientation d'un réseau d'antennes linéaire. Ce sujet renvoie aussi au calcul de la zone d'invariance volumique dans le cas d'une caractérisation spatiale multi-dimensionnelle du canal afin d'utiliser des réseaux d'antennes cylindriques ou sphériques optimisés en terme de distance inter-éléments suivant les différents axes.

Nous remarquons aussi que la corrélation spatiale varie d'une configuration à une autre. En effet, le coefficient de corrélation est plus faible dans le cas NLOS ou plus encore SNLOS que celui du cas LOS. Ceci est dû à la dominance/absence du trajet direct.

3.8 Application du modèle proposé

Ci-après, on utilise l'approche de modélisation que nous avons présentée au chapitre 2 pour décrire le canal de propagation dans un des trois environnements cités ci-dessus, à savoir la Gare de Lille Flandre. On s'intéressera à la modélisation du canal de propagation directionnel et doublement-directionnel en bande étroite (3.8 GHz). Pour cela, respectivement,

- un canal SIMO de 12 antennes réceptrices et une antenne émettrice (P3-NLOS) ; et
- un canal MIMO de 12 antennes réceptrices et 12 antennes émettrices (P2-LOS)

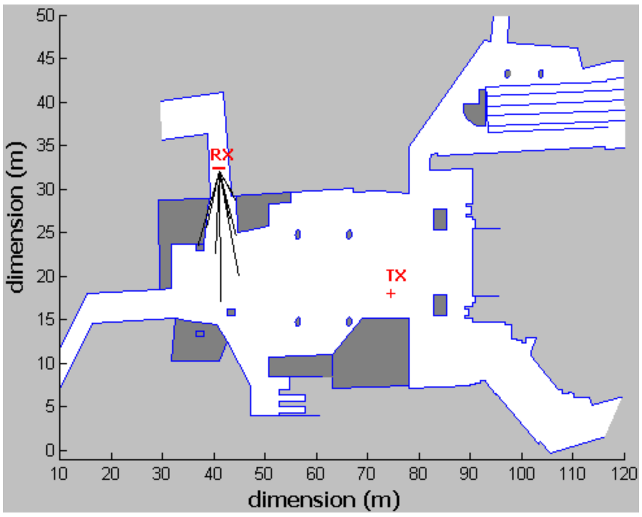
sont utilisés.

On rappelle que cette approche de modélisation est basée sur la décomposition de la matrice de canal $\mathcal{H}$ en deux composantes ; une composante déterministe et une composante intra-cluster.

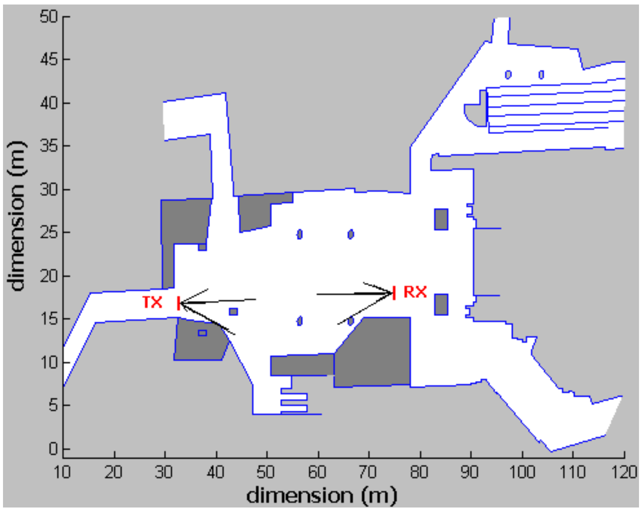
3.8.1 Composante déterministe du canal

Tout d'abord, un seuil de 20dB en dessous des maximums des amplitudes des réponses impulsionnelles est appliqué aux données mesurées. Ensuite, les composantes principales (ou déterministes), qui correspondent aux directions d'arrivée moyennes, sont déduites de l'estimation conjointe des poids, des directions d'arrivée et des directions de départ des trajets de propagation.

La figure (3.23) affiche ces résultats. On distingue 4 directions principales dans le canal SIMO (figure 3.23(a))et 3 directions principales dans le canal MIMO (figure 3.23(b)).



(a) Canal SIMO



(b) Canal MIMO

FIG. 3.23: Estimation de la composante déterministe du canal

3.8.2 Composante intra-cluster du canal

En accordance avec le développement exposé au chapitre 2, la connaissance des composantes principales permet d'obtenir la composante intra-cluster de la matrice du canal.

Dans le cas du canal SIMO, des sous-réseaux de 3 éléments sont considérés, donnant lieu à des sous-matrices de taille 3×3 à la diagonale de $\mathcal{A}_1$. Dans le cas du canal MIMO, des sous-réseaux de 4 éléments sont considérés, donnant lieu à des sous-matrices de taille 4×4 à la diagonale de $\mathcal{A}_2$. Afin de mieux apprécier les comportements statistiques de l'amplitude et de la phase des éléments des sous-matrices, nous avons supposé que les matrices du canal prises à des fréquences voisines de 3.8 GHz sont des observations du canal à 3.8 GHz. En effet, ces observations ont les mêmes composantes principales.

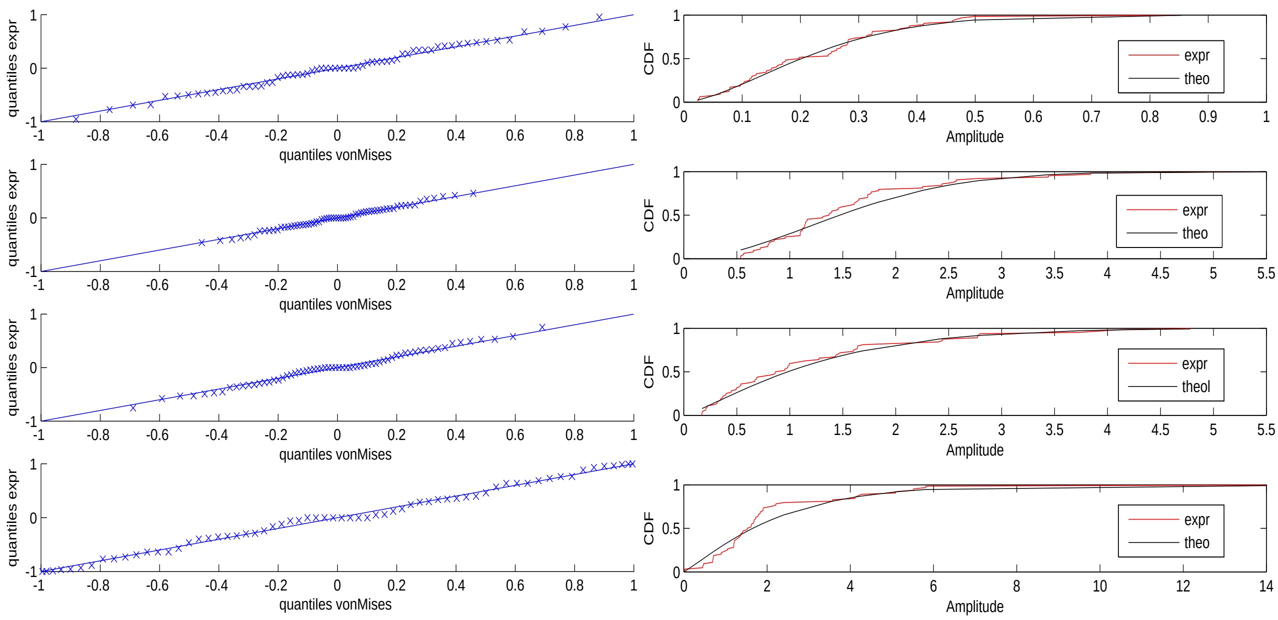
Suite à des tests statistiques d'ajustement à l'aide des tests statistiques de *Kolmogorov-Smirnov* et *Chi-square* avec un niveau de signification de 0.05, on a déduit que la distribution de l'amplitude et de la phase des éléments des matrices $\mathcal{A}_1$ et $\mathcal{A}_2$ suivent respectivement les distributions de *Weibull*(3.18) et *vonMises* (3.19). La densité de probabilité de *Weibull* est donnée par :

$$w_{\alpha,\beta}(x)=\frac{\alpha}{\beta}\left(\frac{x}{\beta}\right)^{\alpha-1}e^{-(x/\beta)^{\alpha}} \tag{3.18}$$

Où α et β sont respectivement le paramètre de forme et le paramètre d'échelle de la distribution. On note que $w_{2,\beta\sqrt{2}}$ s'identifie à la distribution de *Rayleigh*. La distribution exponentielle est obtenue pour $\alpha=1$. La densité de probabilité de *vonMises* est donnée par :

$$g(\phi)=\frac{1}{2\pi I_0(\kappa)}e^{\kappa cos(\phi-\phi_m)}, \quad \left| \begin{array}{l} 0\leqslant\phi<2\pi, \\ 0\leqslant\phi_m<2\pi, \\ \kappa>0. \end{array}\right. \tag{3.19}$$

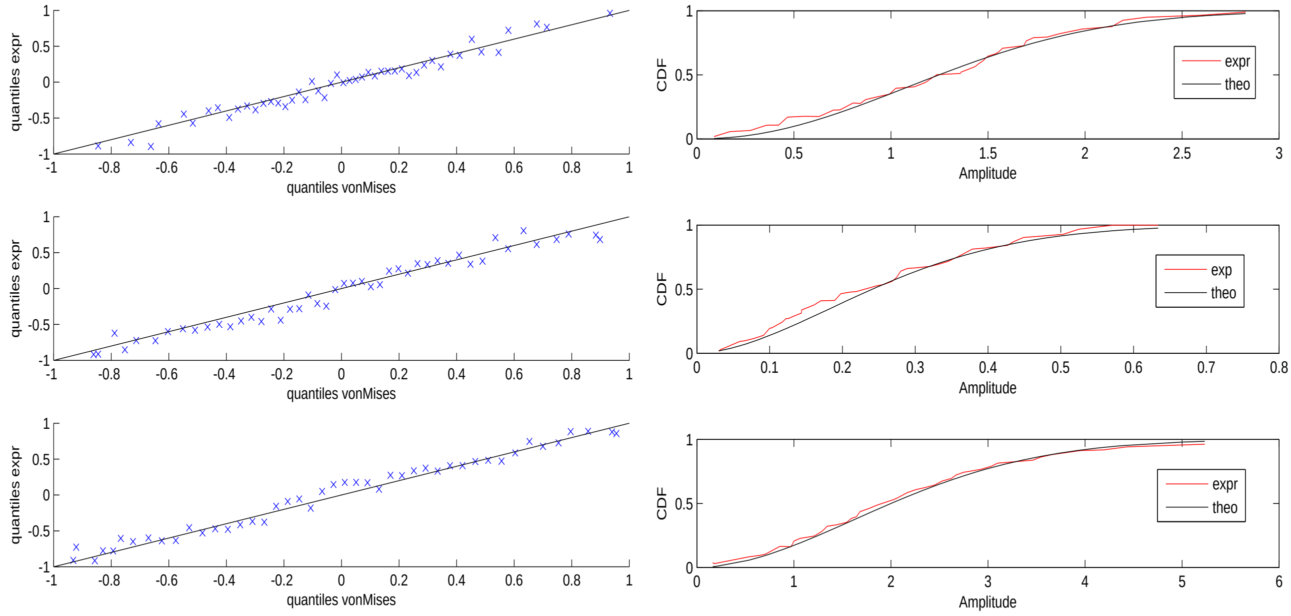
où ϕ_m, κ et $I_0(\kappa)$ sont respectivement la phase moyenne, le paramètre de concentration et la fonction de Bessel modifiée du premier type et d'ordre 0. Elle est aussi connu sous le nom de la distribution gaussienne circulaire. Pour $\kappa = 0$, elle est égale à la distribution uniforme.



(a) (b)

FIG. 3.24: (a) Figure Q-Q (*vonMises* des phases des éléments des sous-matrices), (b) CDF *Weibull* expérimentale de l'amplitude des éléments des sous-matrices blocs

Une comparaison entre la distribution des valeurs mesurées et les distributions théoriques *Weibull* et *vonMises* est donnée sur la figure (3.24). Comme exemple de paramètres des distributions, on note ceux du premier cluster :$\kappa = 1.52$, $\phi_m = 0°$, $\alpha = 0.21$ et $\beta = 1.41$.



(a) (b)

FIG. 3.25: (a) Figure Q-Q (*vonMises* des phases des éléments des sous-matrices), (b) CDF *Weibull* expérimentale de l'amplitude des éléments des sous-matrices blocs

Dans le cas du canal MIMO, on identifie 3 clusters. Pareil que dans le cas du canal SIMO précédent, la figure 3.25 montre que les résultats expérimentaux suivent bien les distributions théoriques proposées.

3.8.3 Ajout de la composante diffuse

Cependant, il est à noter que le modèle utilisé ci-dessus suppose qu'il n'y a aucune corrélation inter-clusters. Il nous semble que l'ajout de la composante diffuse, discutée ci-dessus, permet de pallier à cette limite.

3.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons montré qu'en environnement indoor et pour des positions des réseaux d'émission et de réception proches d'une configuration à l'autre, les caractéristiques du canal étaient très différentes. Reprenons l'exemple des scénarios LOS et SNLOS, l'atténuation supplémentaire par rapport à celle de l'espace libre est respectivement de -2 dB et 34 dB avec des étalements de retards comparables de 11 ns et 48 ns. La différenciation entre ces scénarios peut être confortée en mentionnant également le pourcentage de puissance diffuse ou cohérente dans la puissance totale du signal. A titre d'exemple, pour les deux environnements cités précédemment, la puissance diffuse en LOS et NLOS représente respectivement 17% et 96% . Ces profils de puissance diffuse peuvent être émulés à l'aide de chambres réverbérantes. Dans ce cas, l'environnement est caractérisé par son facteur de qualité. Pour le laboratoire, le facteur de qualité est compris entre 500 et 900.

Dans la dernière partie de ce chapitre, un exemple d'application du modèle matriciel aux données expérimentales illustre la modélisation des composantes cohérentes du canal. Ceci nous a permis de décrire la variation de la phase et de l'amplitude au sein des composantes cohérentes distribuées sous forme de clusters, respectivement, par une distribution gaussienne circulaire et une distribution de Weibull.

Bibliographie

[Dela 08a] O. Delangre. “Caractérisation et modélisation du canal radio en chambre réverbérante”. In : *Thèse Doctorat,Univ. Lille et Univ. Libre de Bruxelles*, 2008.

[Dela 08b] O. Delangre, P. D. Doncker, M. Lienard, and P. Degauque. “Delay spread and coherence bandwidth in reverberation chamber”. *Electronics Letters*, Vol. 44, No. 5, pp. 328–329, 2008.

[Gree 99] L. J. Greenstein, D. G. Michelson, and V. Erceg. “Moment-method estimation of the Rician K-factor”. *IEEE Commun. Lett.*, Vol. 3, No. 6, pp. 175–176, June 1999.

[Rose 05] K. Rosengren and P. Kildal. “Radiation efficiency, correlation, diversity gain and capacity of a six-monople antenna array for a MIMO system : Theory, simulation and easurement in a reverberation chamber”. *IET Proc. Microwaves, Antennas and Propag.*, Vol. 152, pp. 7–16, Feb. 2005.

Chapitre 4

Caractérisation et modélisation de la propagation en tunnel

4.1 Introduction

Les systèmes de communications sans fil en milieu confiné tels que les tunnels, ont été largement étudiés ces dernières années et un grand nombre de résultats expérimentaux ont été publiés dans la littérature. La plupart d'entre eux décrivent l'atténuation du signal lors de sa propagation, en fonction de la fréquence et pour des types d'environnement incluant aussi bien des galeries de mines ou des carrières souterraines [Lien 00, Ndoh 04, Bout 08] que des tunnels ferroviaires ou routiers [Wang 06, Dida 01]. La connaissance de la puissance reçue en fonction de la distance émetteur - récepteur est en effet indispensable pour optimiser le déploiement des systèmes de communication sans fil.

L'atténuation moyenne du signal est, certes, une donnée fondamentale, mais l'étude de cette distribution du champ doit également prendre en compte les caractéristiques des évanouissements, les dépolarisations éventuelles, l'influence de la position des antennes dans le plan de section droite du tunnel et enfin les corrélations spatiales entre les amplitudes complexes des champs reçus en diverses positions de l'espace. Toutes ces caractéristiques sont en effet importantes pour prédire les performances de systèmes basés sur des techniques de diversité et notamment ceux utilisant les techniques multi antennes MIMO (Multiple Input Multiple Output).

Si on envisage tout d'abord une modélisation théorique de la propagation en tunnel, on se heurte à une difficulté majeure qui est la forme géométrique de ce tunnel. En effet, la surface interne d'un tunnel dont les parois sont supposées lisses, ne peut, en général, pas être décrite au moyen d'un système de coordonnées canoniques. En conséquence, même si on suppose le tunnel rectiligne, il n'est pas possible de trouver une solution analytique exacte au problème. De nombreuses solutions basées le plus souvent sur des techniques numériques, ont donc été proposées pour traiter des tunnels de forme quelconque. On peut mentionner par exemple les techniques basées sur des approches de type rayons [Dida 00], sur la résolution d'équations paraboliques vectorielles [Popo 00] ou sur une résolution directe des équations de Maxwell dans le domaine temporel. Ces diverses méthodes sont cependant lourdes de mise en œuvre et le temps de calcul devient très important si les distances émetteur - récepteur sont très grandes par rapport aux dimensions transversales du tunnel, ce qui est souvent le cas.

Une autre possibilité, pour avoir une idée du comportement du champ, est de simplifier de façon drastique la forme géométrique de la coupe transversale du tunnel, en supposant ainsi qu'elle est de forme rectangulaire ou circulaire. C'est cette démarche que nous avons adoptée et qui sera brièvement résumée dans le paragraphe 4.2.1. Cependant comme nous avons montré, grâce à des campagnes de mesures, que l'hypothèse d'un tunnel circulaire n'est pas bien adaptée à l'interprétation des résultats expérimentaux, nous mettrons l'accent sur la modélisation de la propagation dans un tunnel rectangulaire. Cela nous permettra également de dégager quelques conclusions qui nous serviront de guide lors de l'expérimentation.

Comme le paragraphe précédent le laisse transparaître, une modélisation purement théorique ne peut suffire pour bien maîtriser toutes les caractéristiques de la propagation en tunnel. Nous avons donc adopté également une démarche expérimentale, des mesures intensives ayant été pratiquées dans un tunnel routier dont la coupe transversale est en forme d'arche. Après avoir présenté l'environnement et le dispositif expérimental, nous décrirons successivement les résultats des mesures en bande étroite puis en large bande. Nous verrons également dans quelle mesure l'hypothèse théorique d'un tunnel rectangulaire peut s'adapter à l'interprétation des résultats.

4.2 Rappel sur la théorie de la propagation d'ondes électromagnétiques en tunnel de section rectangulaire

4.2.1 Introduction

Considérons un tunnel rectangulaire, de côtés a et b, et plaçons l'origine du système de coordonnées cartésiens au centre d'une section droite, comme le montre la figure 4.1.

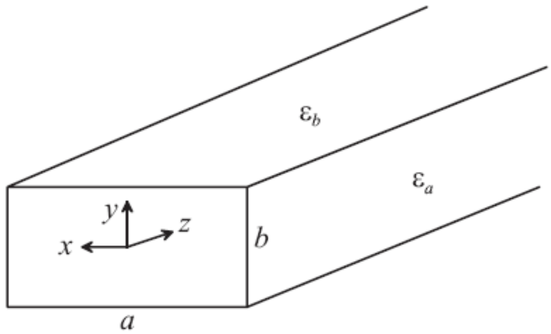


FIG. 4.1: Tunnel rectangulaire et système de coordonnées associé

Les parois du tunnel, verticales et horizontales, sont caractérisées respectivement par leurs permittivités complexes ε_a et ε_b.

Si une antenne, un simple dipôle électrique par exemple, émet dans le tunnel, le champ électromagnétique en n'importe quel point situé à une distance axiale d de l'émetteur, peut être calculé à partir de la théorie des images. En effet, on supposera toujours que les dimensions transversales du tunnel sont bien plus grandes que la longueur d'onde pour que la notion de rayon ait un sens. Le poids de chaque rayon se réfléchissant sur une paroi sera donc affecté d'un coefficient de réflexion qui dépend de la polarisation de l'onde, de l'angle d'incidence et des permittivités complexes des parois. Les lois élémentaires de la réflexion sur des surfaces planes montrent que le coefficient de réflexion tend vers 1 si l'angle d'incidence tend vers 90°, donc si le rayon arrive sous incidence rasante.

Si la condition $d \gg a, b$ est également satisfaite, les directions d'arrivée des rayons contribuant de façon significative au champ total seront très voisines, et donc proches de l'axe Oz correspondant à l'axe du tunnel. Dans ce cas, la somme vectorielle des champs se résume à une somme algébrique, ce qui simplifie notablement les calculs. Cette méthode largement décrite dans la littérature [Mahm 74], permet donc un calcul du champ mais ne peut en aucune manière aider à l'interprétation des résultats. Il est donc intéressant d'aborder le problème d'une autre façon, grâce à la théorie modale.

4.2.2 Théorie modale

Le tunnel peut être assimilé à un guide d'ondes rectangulaire surdimensionné dont les parois sont constituées d'un matériau diélectrique à pertes. Une solution analytique exacte ne peut être obtenue, compte tenu de la difficulté d'appliquer les conditions aux limites aux 4 coins de la section droite. Moyennant certaines approximations concernant la taille du tunnel en termes de longueur d'ondes et qui seront vérifiées dans nos applications, une solution approchée a été proposée [Emsl 75]. Les modes naturels pouvant se propager dans une telle structure sont les modes hybrides, d'indice m, n, chacun d'eux comportant en général les 3 composantes de champ électrique et de champ magnétique. N'importe quelle composante de champ électrique $E(x, y, z)$ peut se mettre sous la forme :

$$E(x, y, z) = \sum_m \sum_n \Gamma_{m,n} e_{m,n}(x, y) exp\left(-k_{m,n} z\right) \tag{4.1}$$

où $\Gamma_{m,n}$ est l'amplitude complexe du mode m, n dans le plan de l'antenne d'émission et dépend donc des conditions d'excitation de ce mode par l'antenne, le terme $e_{m,n}(x, y)$ est la fonction de base modale et $k_{m,n}$ est la constante de propagation complexe qui s'écrit :

$$k_{m,n} = \alpha_{m,n} + j\beta_{m,n} \tag{4.2}$$

Comme nous le verrons par la suite, il est intéressant d'introduire le poids $\gamma_{m,n}(z)$ du mode m, n qui s'est propagé sur une distance z :

$$\gamma_{m,n}(z) = \Gamma_{m,n} e^{-jk_{m,n} z} \tag{4.3}$$

En utilisant les approximations précisées dans [Emsl 75], on peut montrer que, suivant la polarisation de l'antenne d'émission, les modes hybrides peuvent être divisés en 2 classes, correspondant respectivement à une polarisation suivant l'axe des x ou l'axe des y et notés respectivement EH^x_{mn} et EH^y_{mn}. Si la condition suivante est vérifiée :

$$\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2 \ll k_0^2 \qquad \text{avec} \quad k_0 = \frac{2\pi}{\lambda} \tag{4.4}$$

la fonction modale associée à une polarisation suivant l'axe y, donc à une émission par une antenne polarisée verticalement, s'écrit :

$$\varepsilon_{mn}(x,y) = \frac{1}{K}\left\{\cos\left(\frac{m\pi x}{a}+\phi_x\right) - \sin\left(\frac{2i}{k_0 a\sqrt{\varepsilon_a - 1}}\left(\frac{m\pi x}{a}\right)\right)\sin\left(\frac{m\pi x}{a}+\phi_x\right)\right\}$$
$$\times\left\{\sin\left(\frac{m\pi y}{b}+\phi_y\right) + \sin\left(\frac{2i\varepsilon_b}{k_0 b\sqrt{\varepsilon_b - 1}}\left(\frac{m\pi y}{b}\right)\right)\cos\left(\frac{m\pi y}{b}+\phi_y\right)\right\} \tag{4.5}$$

K est un facteur de normalisation et les termes ϕ_x et ϕ_y sont donnés par :

$$\phi_x = \begin{cases} 0, & m \text{ impaire} \\ \frac{\pi}{2}, & m \text{ paire} \end{cases} \tag{4.6}$$

$$\phi_y = \begin{cases} 0, & m \text{ paire} \\ \frac{\pi}{2}, & m \text{ impaire} \end{cases} \tag{4.7}$$

La résolution de l'équation modale mène ainsi aux expressions suivantes, respectivement pour les constantes de phase et d'atténuation :

$$\beta_{m,n} = k_0\left[1 - \frac{1}{2}\left(\frac{m\lambda}{2a}\right)^2 - \frac{1}{2}\left(\frac{n\lambda}{2b}\right)^2\right] \tag{4.8}$$

$$\alpha_{m,n} = \frac{2}{a}\left(\frac{m\lambda}{2a}\right)^2 \Re\left[\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_a - 1}}\right] + \frac{2}{b}\left(\frac{n\lambda}{2b}\right)^2 \Re\left[\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_a - 1}}\right] \tag{4.9}$$

On remarque, au vu de ces expressions, que l'atténuation est inversement proportionnelle au cube des dimensions transversales du tunnel et au carré de la fréquence.

4.2.3 Remarque sur l'orthogonalité des modes

L'orthogonalité des modes est directement reliée à la théorie spectrale des opérateurs différentiels [Dudl 94]. Dans le cas d'un guide d'ondes rectangulaire dont les parois ne sont pas parfaitement conductrices, comme pour un tunnel, les opérateurs différentiels liés à cette structure ne sont plus self-adjoints et les caractéristiques d'orthogonalité des fonctions modales disparaissent. Compte tenu de cette non orthogonalité, des couplages entre modes peuvent se produire. De plus, comme nous l'avons signalé, le champ est décomposé en une somme de composantes associées à des modes hybrides, mais les expressions des fonctions modales ne sont qu'approchées.
Il est donc important de calculer le degré de non orthogonalité de manière à connaître les possibilités d'application réelle de cette théorie à la propagation en tunnel.

Dans le cas d'un guide d'ondes rectangulaire dont les parois sont parfaitement conductrices, le facteur de couplage entre modes, défini par :

$$\rho_{m,n,m',n'} = \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}}\int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} e_{m,n}(x,y)\, e^{*}_{m',n'}(x,y)\, dxdy \tag{4.10}$$

vérifie l'égalité suivante :

$$\rho_{m,n,m',n'} = \delta_{m,m'}\delta_{n,n'} \tag{4.11}$$

où δ est la fonction de Dirac, tandis que pour des parois à pertes, ρ peut différer légèrement de l'expression 4.11. Comme seules des applications numériques permettent de chiffrer cette non orthogonalité des modes, considérons un tunnel "typique" de 8 m de large et de 4.5 m de haut et dont les parois ont une permittivité relative $\varepsilon_r = 5$ et une conductivité équivalente $\sigma = 0.01$ S/m. Le Tableau 4.1 donne la valeur maximum de $|\rho|$ pour l'ensemble des modes (avec $m \neq m'$ et $n \neq n'$) ayant des ordres (m, n) plus petits ou égaux aux valeurs données dans la première colonne du Tableau 4.1 [Moli 08a].

TAB. 4.1: Orthogonalité des modes jusque l'ordre $(30, 10)$

Ordre m,n	max $(\lvert\rho\rvert)$
5,4	0.0046
8,5	0.0084
10,6	0.0133
15,7	0.0195
20,8	0.0272
25,9	0.0363
30,10	0.0471

Si on considère par exemple, les 60 modes ayant des ordres m variant de 1 à 10 et n variant de 1 à 6, nous voyons que le facteur de couplage entre modes défini par 4.10 a une valeur maximum de 10^{-2}. Si on s'intéresse aux 9 premiers modes, ce facteur reste inférieur à $2 \cdot 10^{-3}$.

Le Tableau 4.1 montre donc que l'écart permettant de chiffrer l'orthogonalité mutuelle entre modes reste faible vis-à-vis de 1. L'étude de la propagation en tunnel peut être basée sur une analyse modale, d'autant plus que les modes d'ordre élevé subissent des atténuations très importantes et contribuent donc très peu au champ total. Nous avons également vérifié qu'en changeant la valeur de la permittivité et de la conductivité de la paroi, en restant bien entendu dans une gamme raisonnable, la conclusion précédente reste valable.

4.2.4 Principe d'application du modèle de propagation basé sur la théorie modale

Les modes étant quasi-orthogonaux, le champ électrique en n'importe quel point du tunnel peut se mettre sous la forme d'une sommation liée aux modes, la combinaison des équations 4.1 et 4.3 menant à :

$$E\left(x, y, z\right) = \sum_{m} \sum_{n} \gamma_{m,n}(z) e_{m,n}(x, y) \tag{4.12}$$

Pour appliquer cette approche, il est nécessaire de trouver le poids de chaque mode $\Gamma_{m,n}$ excité par l'antenne d'émission, ou/et le poids de ce mode $\gamma_{m,n}(z)$ après une propagation sur une distance z. Pour expliquer la méthode suivie, nous envisagerons successivement le cas d'une antenne quelconque puis d'un dipôle électrique de longueur élémentaire.

4.2.4.1 Cas d'une antenne d'émission quelconque

La détermination des coefficients $\Gamma_{m,n}$ est, en général, effectuée en appliquant les conditions aux limites dans la section du tunnel contenant l'antenne, mais cette approche est lourde de mise en œuvre. Quelques cas particuliers ont été reportés dans la littérature comme, par exemple, Emslie et al. [Emsl 75] qui ont calculé les pertes d'insertion d'une antenne demi-onde dans un tunnel mais en ne prenant en compte que l'excitation du mode fondamental.

Compte tenu de la structure fermée du tunnel, nous avons proposé de calculer $\Gamma_{m,n}$ de manière indirecte en déterminant tout d'abord le poids de ce mode $\gamma_{m,n}(z)$ à une abscisse z, la relation 4.3 permettant d'en déduire facilement $\Gamma_{m,n}$. Pour cela, nous effectuons la projection, dans un plan de section droite choisi arbitrairement, du champ électrique $E\,(x, y, z)$ existant dans ce plan sur les fonctions modales $e_{m,n}(x, y)$.

$$\gamma_{m,n}(z) = \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} E\,(x, y, z)\, e_{m,n}(x, y) dxdy \tag{4.13}$$

Ce champ électrique inconnu peut être facilement déterminé par la théorie des rayons, ce qui permet de prendre en compte très facilement le diagramme de rayonnement de l'antenne d'émission, en pondérant simplement le poids de chaque rayon. Cette association théorie des rayons - théorie modale permet ainsi d'aborder le problème de la propagation sous toutes ses facettes [Moli 08a].

Pour conclure cet aspect, mentionnons que le choix du plan de projection doit quand même être choisi de façon judicieuse si on souhaite remonter aux coefficients d'excitation $\Gamma_{m,n}$. En effet, supposons par exemple que ce plan de projection soit choisi à très grande distance. Dans ce cas, la carte de champ dans le plan transverse sera voisine de celle du mode fondamental et la détermination des modes d'ordre supérieur sera entachée d'une grande imprécision.

Il faut cependant noter dès à présent que, dans la plupart des cas et comme nous le verrons ultérieurement, c'est le poids des modes dans le plan de réception, donc $\gamma_{m,n}(z)$, qui est un paramètre important pour caractériser la liaison.

4.2.4.2 Cas d'un dipôle électrique élémentaire en émission

Un dipôle élémentaire correspond évidemment à une configuration théorique canonique, mais on conçoit facilement que si l'antenne d'émission a des dimensions inférieures ou de l'ordre de grandeur de la demi-onde, faire l'hypothèse que cette antenne se comporte comme un dipôle n'est pas à priori déraisonnable. Dans ce cas, le facteur d'excitation de chaque mode m,n associé à un dipôle émetteur situé au point (x_{tx}, y_{tx}) est donné par la valeur de la fonction modale en ce point (i.e., $e_{m,n}\,(x_{tx}, y_{tx})$). L'expression 4.1 du champ électrique peut ainsi se mettre sous la forme :

$$E(x, y, z) = \sum_m \sum_n K\; e_{m,n}\,(x_{tx}, y_{tx})\, e_{m,n}\,(x, y)\, e^{-k_{m,n}z} \tag{4.14}$$

K est un facteur de proportionnalité qui dépend du courant parcourant le dipôle d'émission. La détermination de ce facteur K ne présente pas d'intérêt particulier car l'objectif de ce type d'approche n'est pas de prédire l'amplitude absolue des champs, mais leur amplitude relative suivant la position des antennes, la fréquence, etc.

La validité de cette approche a d'ailleurs été vérifiée en comparant la variation du champ en fonction de la distance calculée soit à partir de l'équation 4.14 soit en appliquant la théorie des rayons. Une telle comparaison implique évidemment d'ajuster le niveau de référence de la courbe théorique issue de l'approche modale puisque le champ est défini à un facteur près.

4.2.5 Exemple d'application du modèle de propagation basé sur la théorie des rayons

Comme la mise en œuvre du modèle de propagation basé sur la théorie des images (ou des rayons) ne pose pas de problème particulier, compte tenu de la forme géométrique très simple du tunnel, nous allons simplement illustrer l'application de ce modèle à la détermination de la puissance reçue en fonction de la distance émetteur - récepteur.

Envisageons par exemple, un tunnel dont les dimensions transversales sont les suivantes : a = 6 m, b= 4.5 m, une fréquence de 900 MHz et un dipôle électrique élémentaire placée verticalement au centre du tunnel.

La variation du champ en fonction de la distance, pour un point de réception située également au centre du tunnel, est représentée sur la figure 4.2.

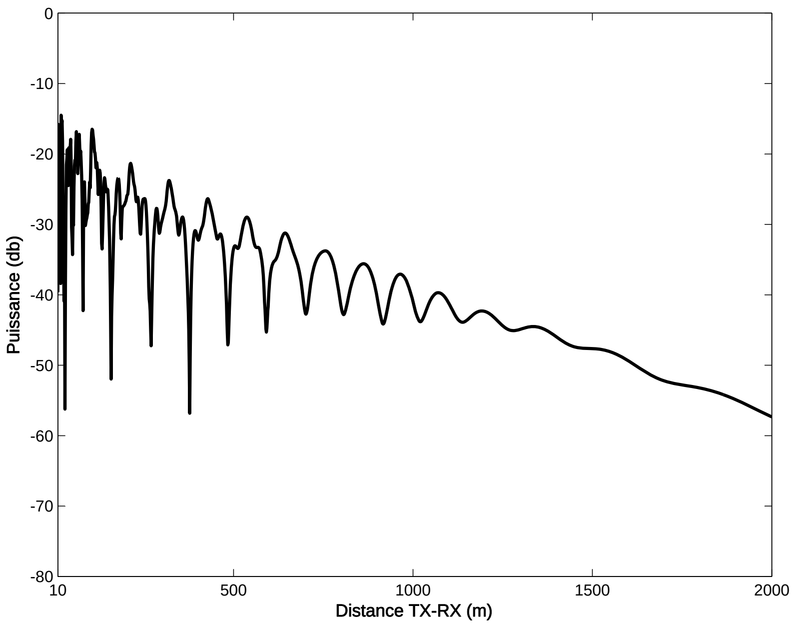


FIG. 4.2: Variation du champ électrique vertical en fonction de la distance

On remarque tout d'abord, au voisinage de l'émetteur, une variation très rapide du champ. Cela s'explique par les interférences constructives ou destructives entre tous les rayons, les atténuations de ceux-ci étant peu importantes même si leurs angles d'incidence sur les parois sont grands. Par contre, au fur et à mesure que la distance augmente, les rayons se propageant sous incidence rasante deviennent prépondérants. En se basant sur la théorie modale, on pourrait dire de façon équivalente, que les fluctuations rapides au voisinage de l'émetteur sont dues aux battements entre les nombreux modes excités par l'antenne d'émission. Comme les modes d'ordres élevés ont un coefficient d'atténuation important, la courbe de champ tendra de façon asymptotique vers une droite dont la pente correspond au coefficient d'atténuation du mode fondamental EH_{11}. Les 2 zones que nous venons de décrire qualitativement sont souvent appelées "zone proche" et "zone lointaine".

Cette notion de zones apparaît clairement sur la figure 4.2 car les différents paramètres de la simulation ont été choisis pour que, d'une part, le mode fondamental devienne dominant à des distances "raisonnables" de l'émetteur et, d'autre part, que l'atténuation des modes d'ordre élevé soit beaucoup plus grande que celle de ce mode fondamental. Nous aurons l'occasion de revenir sur ce point ultérieurement mais il suffit par exemple, d'envisager une liaison à 5 GHz. Comme nous avons vu que l'atténuation décroît avec le carré de la fréquence, de nombreux modes auront encore un poids important à 2 km, rendant difficile, voire impossible, cette distinction en 2 zones.

Si on se place donc dans les configurations pour lesquelles ces zones peuvent être différenciées, le champ électrique E(z) peut se mettre sous la forme suivante :

$$|E(z)| = \begin{cases} E_1(z) = \frac{s_1}{z^{s_2}} \quad , \quad z_0 < z < z_1 \\ E_2(z) = be^{-\alpha z} \quad , \quad z_1 < z < z_2 \end{cases} \tag{4.15}$$

où les différents paramètres s_1, s_2, b et α doivent être déterminés. Les abscisses initiale z_0 et finale z_2 sont choisies d'après l'allure des courbes.

Dans le premier intervalle ($z_0 < z < z_1$), on remarque qu'une valeur $s_2 = 1$ correspond à une décroissance du champ en $\frac{1}{z}$, caractérisant la propagation en espace libre. La valeur $s_2 = 0$ traduit quant à elle, une propagation sans perte qui serait celle d'un mode dans un guide parfaitement conducteur. En pratique, on peut donc s'attendre à ce que la valeur de s_2 soit comprise entre 0 et 1.

En ce qui concerne le deuxième intervalle, la décroissance exponentielle traduit l'atténuation du mode fondamental se propageant dans le tunnel. Celle -ci peut être facilement déduite des courbes théoriques ou expérimentales. Pour estimer les autres paramètres, et notamment l'abscisse du point de rupture de pente z_1, une procédure optimisée est décrite en [Dudl 05]. Dans notre exemple, on obtient $z_1 = 85m$, $s_2 = 0.1$, $s_1 = 1e - 2$ et $\alpha = 0.016$. Il faut noter que, pour un tunnel donné, le point de rupture est d'autant plus éloigné de l'émetteur que la fréquence est importante, les modes d'ordre élevé subissant une atténuation plus faible.

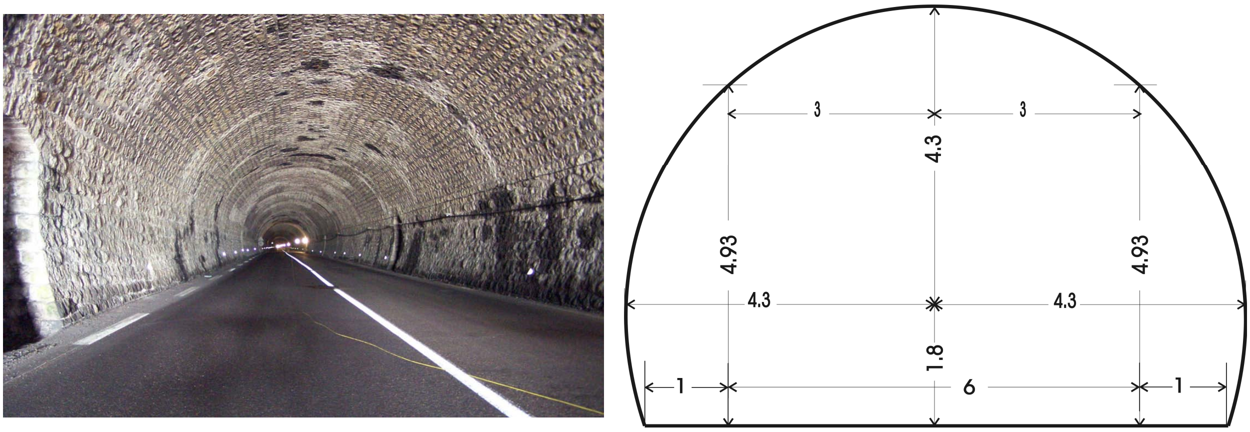
En conclusion, nous avons présenté les divers outils théoriques qui nous serviront par la suite. Cependant, comme nous l'avons signalé en introduction, plutôt que d'effectuer une étude paramétrique intensive, il nous est apparu plus intéressant de nous focaliser sur une approche expérimentale pour caractériser le canal et d'étudier ensuite les possibilités d'utiliser le modèle théorique simple que nous venons de décrire, pour interpréter les résultats issus des mesures.

4.3 Description de l'environnement et du dispositif expérimental

Toutes les mesures présentées dans ce chapitre ont été menées lors d'expérimentations successives dans le tunnel du Roux, en Ardèche, tunnel routier à 2 voies de 3336 m de long, qui relie Le Roux à Saint-Cirgues-en-Montagne (figure 4.3). La section transversale du tunnel représentée sur la figure 4.3(b), est limitée par une portion de cercle dont le centre se situe à une hauteur de 1.8

m au dessus de la bande de roulement. Le diamètre de ce cercle est de 8.6 m, la hauteur du tunnel au centre étant donc de 6.1 m.

Lors des essais, le tunnel était interdit à la circulation ce qui nous a permis d'effectuer des mesures dans les conditions idéales de stationnarité du canal. Deux dispositifs ont été successivement mis en place, soit pour étudier les fluctuations du signal lorsque le récepteur se déplace parallèlement à l'axe du tunnel, soit pour analyser de façon beaucoup plus fine, les variations locales du champ, y compris dans le plan transverse du tunnel, afin d'en déduire par exemple, les distances de corrélation. La connaissance de cette distance est en effet particulièrement importante pour les techniques de liaison basées sur des antennes multiples en émission et en réception (techniques MIMO).



(a) Tunnel du Roux (b) Dimensions du tunnel (en m)

FIG. 4.3: Environnement des mesures

4.3.1 Dispositif de mesures en bande étroite sur une grande distance émetteur - récepteur pour l'étude de la variation de l'amplitude du signal le long du tunnel

Comme le premier objectif est d'étudier l'atténuation moyenne du signal en fonction de la distance d émetteur - récepteur, ainsi que l'influence de la position transversale des antennes sur la puissance reçue, ces mesures doivent être faites sur une grande distance. L'antenne d'émission a donc été placée soit au voisinage de la surface du sol, à une hauteur de 40 cm ou de 1.2 m, soit placée sur un mât jusqu'à une hauteur maximum de 4.8 m.

L'antenne de réception est positionnée sur un mât fixé sur un véhicule et dont la hauteur est également variable. Le signal capté par l'antenne est envoyé sur un analyseur de spectre, dont la sortie numérique est connectée à un ordinateur portable qui assure le stockage des données. Un dispositif optique, placé sur la roue du véhicule, permet d'assurer le déclenchement des acquisitions avec un pas spatial égal à un multiple de 5 mm. Dans nos enregistrements, ce pas a été fixé à 35 cm. Si on envisage des fréquences de l'ordre du GHz, ce pas d'échantillonnage pourrait sembler insuffisant à priori, si on se réfère aux fluctuations de la puissance reçue dans d'autres environnements tels que les milieux urbains ou l'intérieur des bâtiments. Cependant, en tunnel, comme le montre la courbe théorique de la figure 4.2, les fluctuations rapides du signal ne se produisent qu'à très proche distance de l'émetteur, cette zone ne présentant pas grand intérêt pour les applications envisagées.

Les fréquences d'émission choisies sont de 450 MHz, 900 MHz, 2.1 GHz, 5 GHz et 10 GHz. A 450 MHz, les antennes sont des dipôles demi ondes, à 900 MHz, des antennes planaires simples (1 patch) tandis que pour la bande supérieure à 2 GHz des antennes cornet ont été utilisées.

Comme on s'intéresse aux fluctuations du champ pour des distances émetteur - récepteur importantes, le diagramme de rayonnement des antennes n'est pas critique puisque, comme nous le verrons par la suite, seuls les rayons se propageant sous incidence rasante dans le tunnel contribueront de façon significative à la puissance reçue.

4.3.2 Dispositif de mesures en large bande et mesures locales du champ

Si on souhaite déduire des mesures, les coefficients de corrélation ou les distances de corrélation, la fonction de transfert entre l'émetteur et le récepteur doit être mesurée en amplitude et en phase. Une première possibilité serait de disposer d'un sondeur de canal large bande et pouvant travailler sur différentes fréquences porteuses. L'autre solution, que nous avons adopté, est d'utiliser un analyseur de réseau vectoriel (VNA). En effet, le tunnel étant fermé à la circulation, le problème lié à la stationnarité du canal et au déroulement de câbles sur la chaussée ne se pose pas.

La fonction de transfert du canal est donc obtenue par la mesure du paramètre S_{12} avec l'analyseur (VNA Agilent E5071B). L'antenne de réception (Rx) est directement connectée à un port du VNA au moyen d'un câble coaxial de 4 m de long, présentant une faible atténuation. Un amplificateur faible bruit de 30 dB de gain est inséré ou non dans la chaîne suivant l'amplitude du signal reçu. La distance entre Rx et l'antenne d'émission (Tx) pouvant être supérieure à quelques centaines de mètres, il est par contre exclu d'utiliser un câble coaxial. Le signal du port Tx du VNA est donc tout d'abord converti en un signal optique connecté à une fibre déroulée dans le tunnel. A l'autre extrémité de cette fibre, un convertisseur permet une reconversion dans le domaine des radiofréquences, le signal résultant étant ensuite amplifié. La puissance d'émission est de 1W. La stabilité de la phase lors du déplacement des fibres optiques a été vérifiée et la calibration du VNA prend en compte les amplificateurs, les câbles et les coupleurs optiques. Le schéma bloc de ce sondeur de canal dans le domaine fréquentiel est représenté sur la figure 4.4.

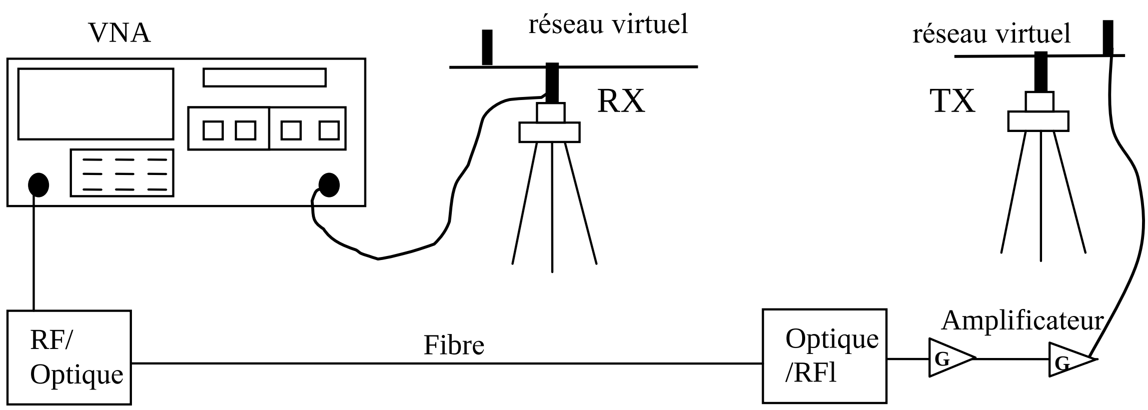


FIG. 4.4: Principe de mesure de la fonction de transfert du canal dans le domaine fréquentiel

Pour pouvoir déplacer finement les antennes dans le plan transversal du tunnel, celles-ci ont été placées sur des supports entraînés le long d'un rail par un moteur pas à pas. Dans ce type de mesure, une seule hauteur, égale à 1 m, a été envisagée aussi bien pour Rx que pour Tx. Ces rails ont toujours été centrés sur une voie de ce tunnel 2 voies. Pour chaque distance d séparant l'émetteur du récepteur suivant l'axe du tunnel, les antennes Tx et Rx ont été déplacées dans le plan transversal sur une distance maximum de 33 cm, avec un pas de 3 cm. La configuration générale correspondant à cette campagne d'essais est représentée schématiquement sur la figure 4.5.

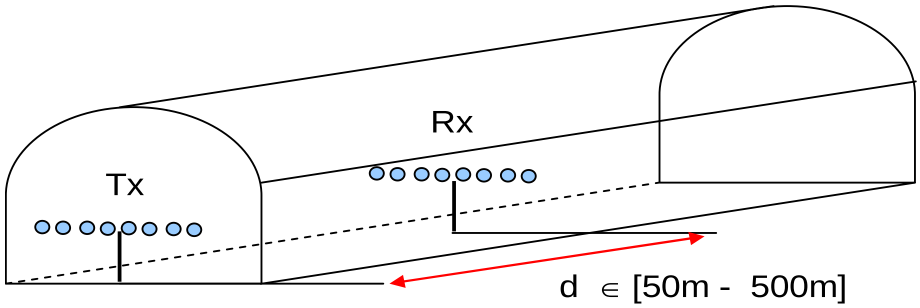


FIG. 4.5: Principe de la configuration de mesures

Pour cette étude fine des variations du champ, la bande de fréquences s'étend de 2.8 à 5 GHz et des antennes biconiques large bande, placées verticalement dans le tunnel, ont été utilisées. Le pas spatial de 3 cm correspond donc à une demi longueur d'onde à la fréquence la plus élevée. Compte tenu d'une part, du temps limité pour effectuer l'ensemble des expérimentations, et, d'autre part, de diverses contraintes opérationnelles, il ne fut pas possible de répéter de façon intensive ce type de mesures avec de très faibles pas de déplacement axial. Ce pas de déplacement suivant l'axe du tunnel a donc été choisi égal à 4 m pour des distances 50 m$< d <$ 202 m, et à 6 m pour 202 m$< d <$ 500 m.

La valeur importante de ce pas n'est cependant pas critique car, dans la direction axiale, nous nous intéressons essentiellement à l'atténuation moyenne le long de ce trajet et aux fluctuations à grande échelle de cette puissance. Pour chaque position de Tx et Rx, 5 enregistrements successifs du champ en fonction de la fréquence sont effectués puis moyennés, afin de minimiser l'influence du bruit ou d'un défaut d'acquisition.

Un résumé des diverses caractéristiques de la configuration des mesures est donné dans le Tableau 4.2.

TAB. 4.2: Caractéristiques de la méthodologie de mesure

Bande de fréquences	2.8 GHz - 5 GHz
Nombre de points de fréquence	1601
Antennes	Antenne biconique (Electrometrics EM-6116)
Puissance transmise	20 dBm
Dynamique du système de mesure	>100dB
Position dans le plan transversal	12 positions tous les 3 cm ($\frac{\lambda}{2}$ à 5GHz)
Position dans le plan longitudinal	De 50 m à 202 m tous les 4 m De 202 m à 500 m tous les 6 m
Nombre d'acquisitions par position	5

Dans les paragraphes suivants, nous présenterons tout d'abord une caractérisation en bande étroite du canal afin d'étudier notamment l'atténuation moyenne du signal et ses fluctuations, puis nous nous intéresserons à l'influence de la position des antennes dans le plan de section droite du tunnel et au rôle de la polarisation respective des antennes. Nous serons amenés à diviser cette étude en deux parties, l'une relative à des "basses" fréquences, typiquement inférieures à 1 GHz, l'autre relative aux fréquences plus élevées. Nous montrerons également, pour la gamme "basse" fréquence, les interprétations possibles des résultats obtenus grâce à la théorie modale.

Nous terminerons cette présentation par une analyse large bande portant sur la bande de cohérence et l'étalement des retards.

4.4 Analyse bande étroite pour une fréquence inférieure à 1 GHz : atténuation moyenne du signal et interprétation à l'aide de la théorie modale

4.4.1 Introduction

Envisageons tout d'abord les deux fréquences extrêmes dans la bande étudiée, à savoir 450 MHz et 10 GHz et des propagations sur une grande distance, l'antenne de réception étant placée sur un véhicule (cf. paragraphe 4.3). Les courbes d'atténuation du champ sont représentées respectivement sur les figures 4.6 et 4.7.

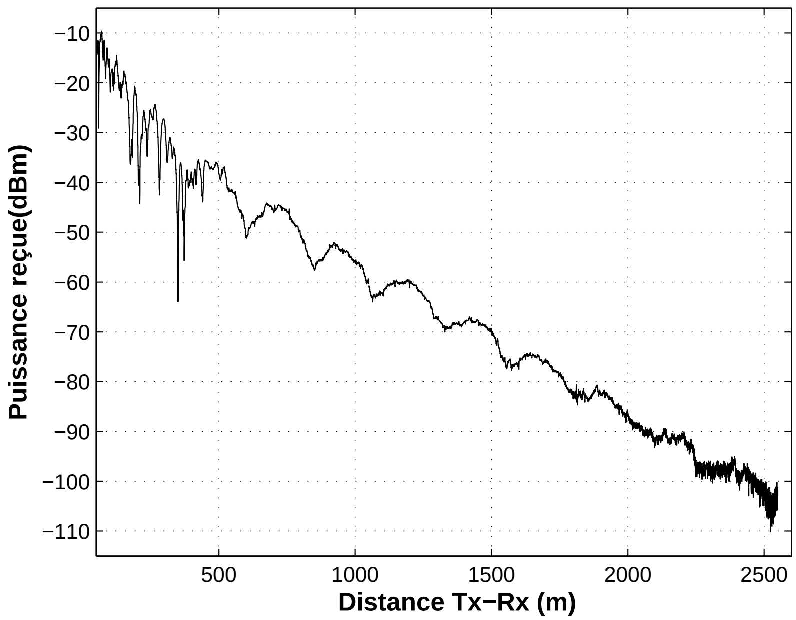


FIG. 4.6: Puissance reçue en fonction de la distance Tx-Rx pour $f = 450$ MHz

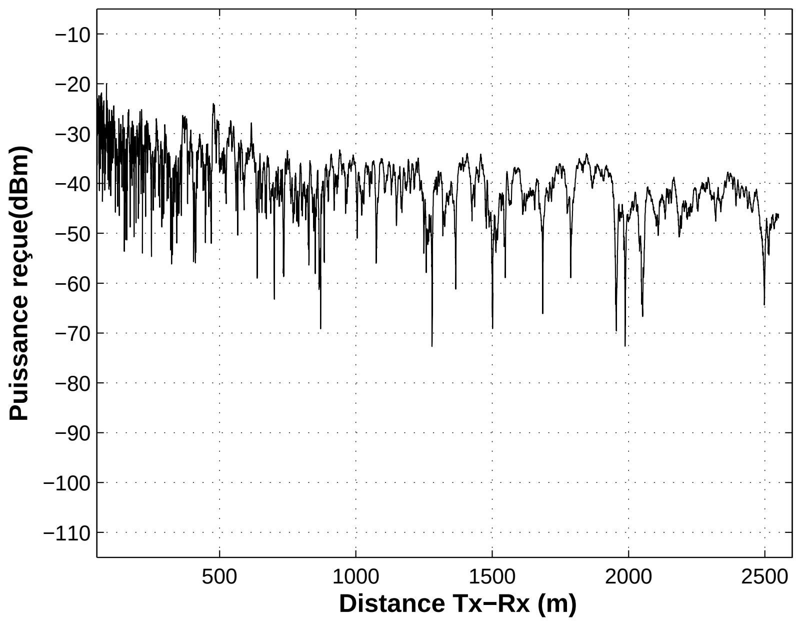


FIG. 4.7: Puissance reçue en fonction de la distance Tx-Rx pour $f = 10$ GHz

Pour une fréquence de 450 MHz, on remarque, comme pour l'exemple de la courbe théorique de la figure 4.2, des fluctuations importantes du signal au voisinage de l'émetteur, le mode fondamental devenant rapidement prépondérant si $d > 1$ km. Dans ce cas, l'atténuation linéique est de 3 dB/100m. Une telle allure de courbe se prête bien à une modélisation à 2 pentes. En appliquant donc la méthode décrite dans [Dudl 05], les valeurs des divers paramètres intervenant dans l'équation 4.15 sont données par :$z_1 = 475m$, $s_1 = 1.5 \cdot 10^{-4}$, $s_2 = 6.35 \cdot 10^{-2}$ et $\alpha = 2.8 \cdot 10^{-2}$.

A 10 GHz, la courbe de la figure 4.7 fait apparaître des fluctuations rapides sur une grande distance et, compte tenu de la très faible atténuation des modes (quelques dB sur 1000 m), il est difficile d'estimer dans ce cas l'atténuation du mode fondamental et la position du point de rupture du modèle à 2 pentes.

Pour interpréter les résultats de mesures, il nous a donc semblé judicieux de n'utiliser l'approche théorique de la propagation en tunnel (théorie des images ou théorie modale), que dans une gamme de fréquences suffisamment basse, typiquement de 450 MHz à 1 GHz, afin que l'atténuation du signal ne soit pas négligeable. Ce paragraphe 4.4 traitera donc de cette gamme de fréquences, la bande 2.8 GHz - 5 GHz étant étudiée au paragraphe 4.5 à partir de données purement expérimentales.

4.4.2 Fluctuations axiales du signal et interprétation à l'aide de la théorie modale pour $f < 1$ GHz

Les expérimentations ont donc été menées dans un tunnel en forme d'arche (figure 4.3) qui est une forme fréquemment rencontrée pour les tunnels à une voie ou à deux voies. L'objet de cette partie de l'étude est de savoir si une approche théorique de la propagation, basée sur un tunnel dont la géométrie de section droite est très simple (rectangulaire ou circulaire), permet une bonne confrontation avec les résultats expérimentaux et si oui, quelles sont les limites d'applicabilité d'un tel modèle.

4.4.2.1 Description des expérimentations effectuées

Si on envisage le plan transverse du tunnel, les antennes d'émission Tx et de réception Rx ont été successivement placées aux différents points indiqués sur la figure 4.8. Deux orientations des antennes à polarisation rectiligne ont été étudiées : La polarisation verticale (notée V) qui coïncide avec l'axe Ox et la polarisation horizontale (H) parallèle à l'axe Oy. Par la suite, pour repérer les polarisations respectives des antennes Tx et Rx, deux lettres seront utilisées, la première se rapportant à la polarisation de Tx et la deuxième à celle de Rx. Ainsi HV correspondra à une antenne Tx en polarisation horizontale et à une antenne Rx en polarisation verticale.

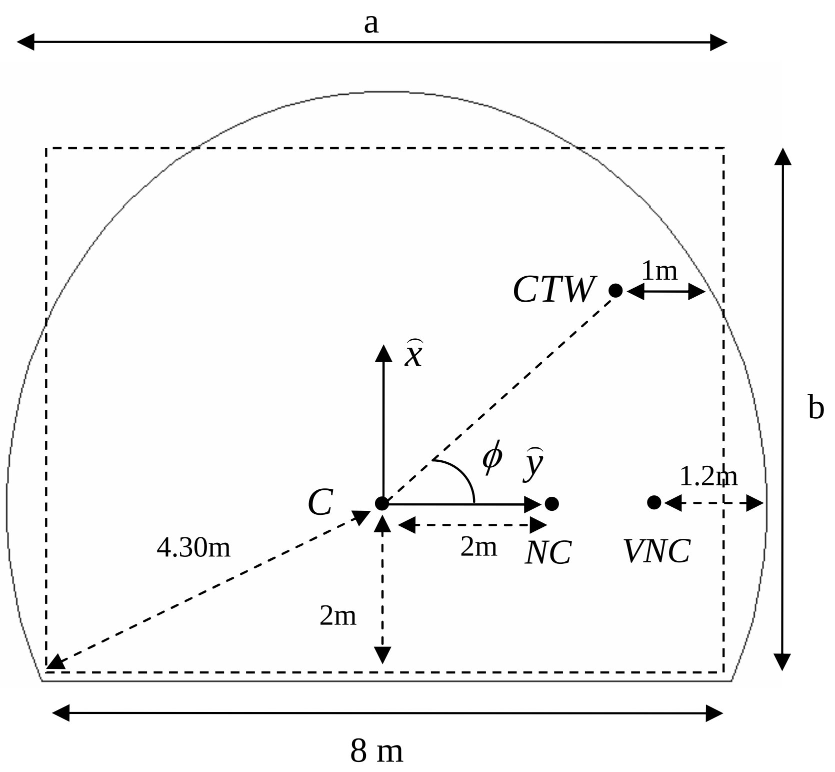


FIG. 4.8: Positions successives des antennes d'émission et de réception

4.4.2.2 Influence de la position des antennes dans le plan transverse et de la polarisation

Considérerons tout d'abord une émission à une fréquence soit de 450 MHz, soit de 510 MHz. Les différentes courbes de la figure 4.9 montrent la variation de la puissance, exprimée en dB par rapport à une référence arbitraire, qui a été mesurée en fonction de la distance d. Un décalage de 50 dB a été introduit sur les courbes relatives à 510 MHz afin de rendre la figure plus lisible. De tels décalages seront également effectués pour tracer des courbes dans d'autres figures, mais ils ne seront pas mentionnés dans le texte car ils peuvent clairement être identifiés.

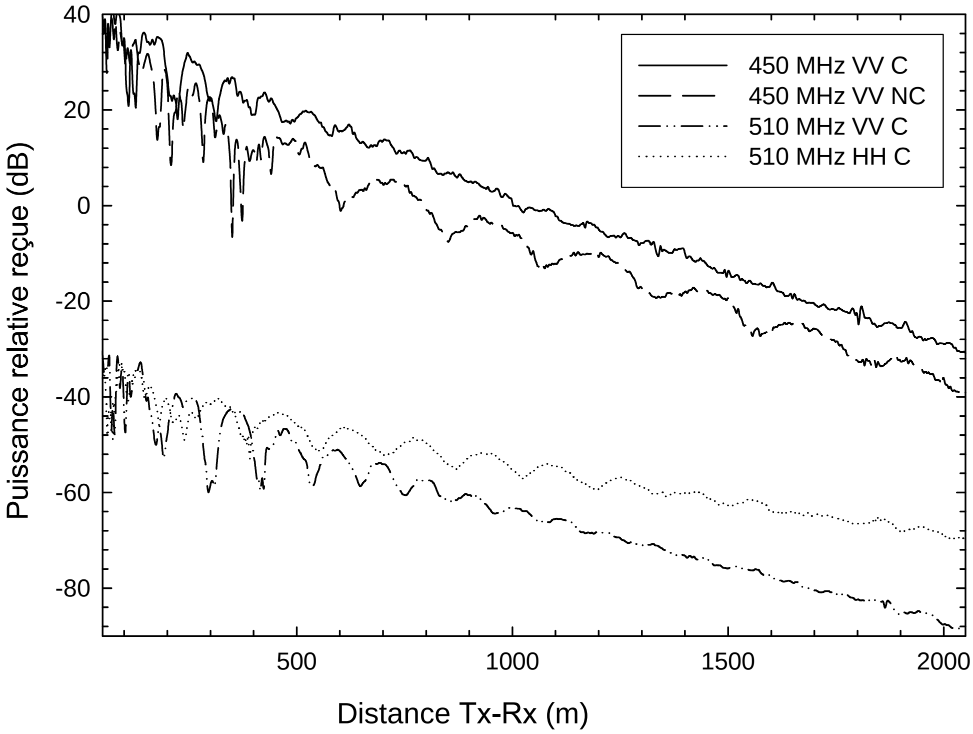


FIG. 4.9: Puissance relative (en dB) mesurée pour une fréquence de 450 MHz et 510 MHz, et pour différentes configurations d'émission - réception

Les 2 courbes, notées VV C, correspondent à une liaison en polarisation VV, lorsque Tx et Rx sont situés pratiquement au centre de la partie cylindrique du tunnel ($x = y = 0$), la hauteur au dessus du sol étant de 2 m (Point C de la figure 4.8). Lorsque les deux antennes, situées à la même hauteur que précédemment sont décalées horizontalement de $\frac{1}{4}$ de fois la largeur du tunnel (point NC de la figure 4.8), les résultats obtenus sont ceux de la courbe VV NC. Enfin la dernière courbe HH C se rapporte à 2 antennes centrées mais en polarisation horizontale. Dans chaque cas, la fréquence est mentionnée en légende.

Si on compare tout d'abord les 2 courbes obtenues pour la polarisation VV à 450 MHz, on remarque qu'à grande distance, la puissance moyenne du signal diminue de 8 dB quand Tx et Rx sont déplacés de la position C à la position NC. Si on s'intéresse ensuite aux résultats en polarisation VV et HH quand les antennes sont placées au centre du tunnel (courbes VV C et HH

C), on observe que la décroissance du champ est exponentielle, ou linéaire en dB, avec une pente de 23 dB/km pour VV et 11 dB/km pour HH.

De plus, les courbes montrent la présence d'évanouissements se produisant à une pseudo fréquence dépendant également de la polarisation : 160 m pour VV et 106 m pour HH.

Compte tenu de ce résultat, il s'avère donc impossible d'assimiler le tunnel en forme d'arche à un tunnel de forme circulaire, puisque la symétrie de rotation n'est pas trouvée expérimentalement. Par contre, on peut se demander si un tunnel rectangulaire "équivalent" n'est pas adapté à l'interprétation des résultats obtenus avec des antennes Tx et Rx co-polarisées. Si tel est le cas, le modèle théorique de propagation devra être capable de prédire les caractéristiques de fluctuations du signal, pour des fréquences et des positions d'antennes quelconques et ce, sans changer évidemment les dimensions du tunnel "équivalent" et les caractéristiques électriques des parois.

4.4.2.3 Interprétation à l'aide de la théorie modale

Il est donc nécessaire, dans un premier temps, de trouver les caractéristiques de ce tunnel rectangulaire qui minimise la différence entre les résultats théoriques et expérimentaux. Une option qui semble raisonnable est de choisir, pour la section du tunnel équivalent, un rectangle dont la largeur et la hauteur approximent "visuellement" la forme du tunnel réel, les surfaces des 2 sections étant identiques. Les dimensions transversales "définitives" du rectangle et la conductivité et la permittivité des parois ont été optimisées de manière itérative en minimisant la différence entre la constante d'atténuation calculée pour le mode dominant (EH_{11}), et la pente de décroissance moyenne du champ déduites des mesures à grande distance. Pour effectuer cette optimisation, la configuration particulière qui a été retenue est une polarisation VV, Tx et Rx au centre du tunnel (point C) et une fréquence de 510 MHz. Il faut noter que nous n'avons pas utilisé un processus de minimisation basé sur des algorithmes spécifiques, mais nous avons simplement effectué une étude paramétrique assez grossière, la valeur des paramètres n'étant pas très critique.
Il en résulte que le tunnel équivalent doit avoir les caractéristiques suivantes : $\sigma = 10^{-2}$ S/m, $\varepsilon_r = 5$, $a = 8$ m et $b = 5.6$ m. Ce sont donc ces valeurs qui ont été choisies et ont été maintenues pour toutes les simulations qui seront présentées [Moli 08b].

Reprenons tout d'abord le décalage qui a été observé entre les courbes de la figure 4.9 pour les configurations C et NC à 450 MHz. Cette diminution de la puissance reçue quand les antennes sont déplacées d'une position centrée à une position non centrée, peut être expliquée de façon qualitative par une plus faible excitation/réception du mode EH_{11} qui est dominant à grande distance. De façon quantitative, cette perte en puissance doit être égale aux produits des fonctions modales du mode fondamental, calculées respectivement au point d'émission et au point de réception : $e_{1,1}\left(x_{tx}, y_{tx}\right).e_{1,1}\left(x, y\right)$. L'application numérique mène à une atténuation additionnelle théorique de 6 dB qui est comparable aux 8 dB observés expérimentalement.

Des confrontations théorie - expérience ont ensuite été effectuées pour d'autres fréquences et d'autres configurations d'antennes. A titre d'exemple, envisageons une fréquence de 900 MHz et une polarisation VV. A l'aide des formules analytiques, on peut montrer facilement que, pour des distances supérieures à 1 km, les modes $EH_{1,1}$ et $EH_{3,1}$ sont les modes dominants pour la position C tandis que les modes $EH_{1,1}$ et $EH_{3,1}$ sont prépondérants quand Tx et Rx sont en NC. Les deux courbes théoriques du champ de la figure 4.10, ne prennent en compte que ces deux modes (courbes en trait plein).

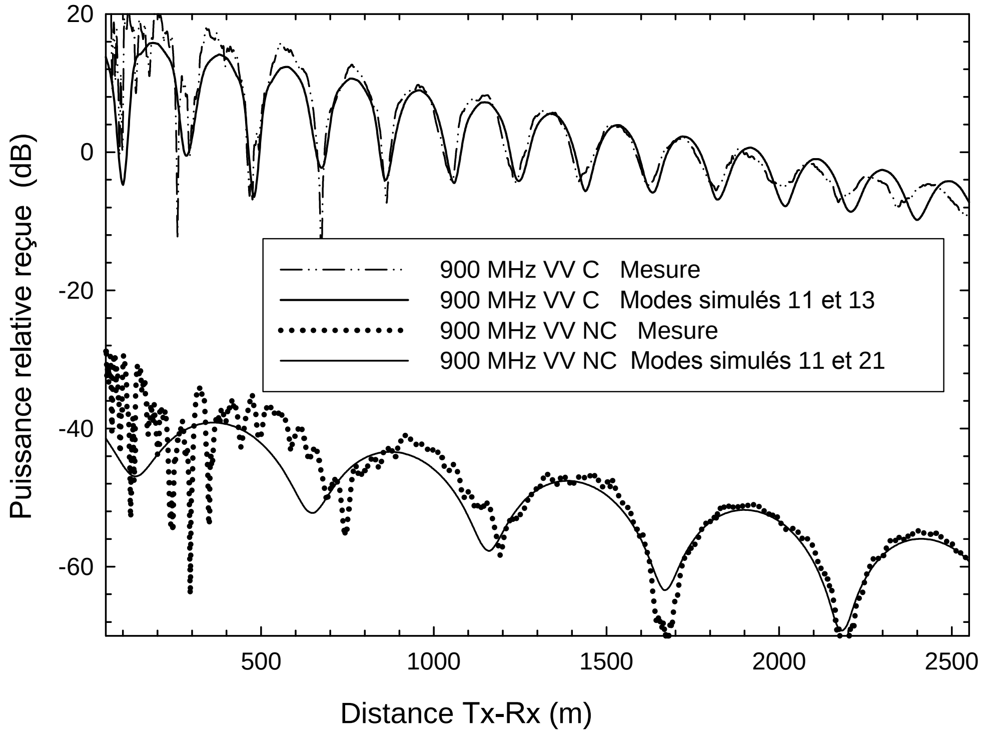


FIG. 4.10: Puissance relative reçue, en dB, à 900 MHz, pour 2 configurations C et NC, soit mesurée soit déduite de la théorie modale

Les courbes théoriques sont en bon accord avec les résultats expérimentaux. De façon générale, les fluctuations de la puissance reçue sont dues aux battements entre modes, chacun d'eux se propageant à une vitesse de phase différente. A grande distance, comme seuls deux modes (m, n) et (m', n') suffisent pour prédire le comportement du champ, on peut estimer que la pseudo - période des fluctuations observées sur la figure 4.10 est donnée par :

$$\frac{2\pi}{\beta_{m,n} - \beta_{m',n'}} \quad (m) \tag{4.16}$$

Cette équation mène à des pseudo périodes de 192 m et de 512 m, respectivement pour les positions C et NC, ces valeurs étant donc en bon accord avec celles déduites des courbes expérimentales et valant 190 m et 492 m.

Afin d'éviter de présenter un très grand nombre de courbes associées à toutes les configurations qui ont été testées, nous avons préféré valider l'approche basée sur le tunnel rectangulaire équivalent, en comparant les valeurs prédites et mesurées de la pseudo période des variations du champ et de son atténuation linéique moyenne à grande distance, typiquement au-delà de 1 km. En effet, compte tenu de la gamme de fréquences envisagées dans cette partie de l'étude, un modèle d'atténuation à une pente est suffisant pour traduire le comportement moyen de ce champ pour $d > 1$ km. Le facteur de décroissance (en dB/km) a été calculé en minimisant l'erreur quadratique moyenne entre d'une part le modèle à une pente et, d'autre part, les valeurs soit théoriques, soit expérimentales, du signal reçu.

Les résultats rassemblés dans le Tableau 3, montrent le bon accord théorie - expérience. Une colonne de ce tableau indique également les 2 modes qui ont été pris en considération pour calculer la pseudo période des battements.

TAB. 4.3: Comparaison entre les valeurs théoriques et expérimentales de la pente moyenne et de la pseudo période des variations du champ à grande distance et pour diverses configurations

	VALEURS THEORIQUES (Théorie modale en tunnel rectangulaire)			VALEURS EXPERIMENTALES	
Configuration	Pente (dB/km)	Pseudo période (m)	Modes	Pente (dB/km)	Pseudo période (m)
450 MHz VV C	29.4	96	11 et 31	29.2	86
450 MHz VV NC	29.1	256	11 et 12	30.4	240
510 MHz VV C	23	108	11 et 31	23	106
510 MHz HH C	11.5	142	11 et 12	11	156
900 MHz VV C	7.4	192	11 et 31	7.5	190
900 MHz HH C	3.8	256	11 et 12	3.53	253
900 MHz VV NC	8.2	512	11 et 21	12	492
900 MHz HH NC	5.4	512	11 et 21	4	505

Pour des applications pratiques, l'antenne fixe doit être située au voisinage d'une paroi du tunnel. Nous avons donc étudié une autre configuration d'antennes, en les plaçant comme précédemment, à une hauteur de 2 m au dessus du sol, mais à une distance de 1.2 m de la paroi verticale. La distance entre ce point d'émission ou de réception (VNC sur la figure 4.8) et le centre du tunnel, est environ égal à $\frac{3}{4}$ de fois le rayon du tunnel. Lors de la modélisation par l'approche modale en tunnel rectangulaire, la position du point VNC a légèrement été déplacée (y_{tx}=3 m, soit à 1 m de la paroi), pour conserver le même rapport ($\frac{3}{4}$) entre l'abscisse du point et la largeur du tunnel.

Comme le montre la figure 4.11, la variation moyenne du champ peut être correctement prédite pour les polarisations aussi bien VV que HH, mais non la pseudo période des fluctuations, et particulièrement celle de HH. Dans ce cas en effet, les valeurs prédites et expérimentales sont respectivement de 290 m au lieu de 153 m [Moli 08d].

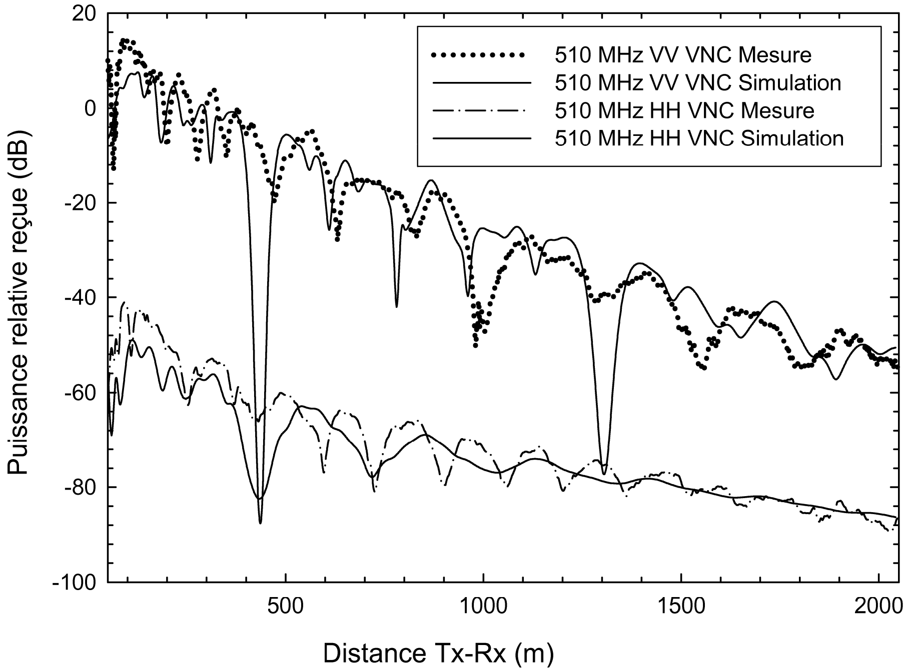


FIG. 4.11: Puissance relative reçue (dB) à 510 MHz en polarisation VV ou HH, les antennes étant situées à 1.2 m du mur

En conclusion, on peut estimer qu'un tunnel en forme d'arche peut être assimilé à un tunnel de forme rectangulaire pour prédire les variations du champ électrique dans le cas où les antennes sont co-polarisées. Il faut cependant noter que cette approche devient moins précise si les antennes sont situées près des parois.

Cette approche modale qui, jusqu'à présent, nous a servi à prédire le comportement de la puissance reçue en fonction de la distance, peut également se montrer très utile pour interpréter les performances des systèmes de transmission multi-antennes MIMO (Multiple Input Multiple Output). Nous ne rentrerons pas dans le détail de ces techniques MIMO, mais signalons que dans un tunnel, le concept de diversité spatiale peut être remplacé par celui de diversité modale [Lien 06]. En effet, dans un environnement multi trajets usuel, tel que l'intérieur des bâtiments ou le milieu urbain, la décomposition en valeurs singulières de la matrice de transfert montre que tout se passe comme si la liaison était effectuée sur un certain nombre de modes virtuels orthogonaux, égal à la valeur minimum du nombre d'éléments du réseau soit d'émission, soit de réception. Ce concept de modes, purement mathématique, peut par contre être rattaché à un concept physique, dès lors que la propagation s'effectue dans un environnement guidant les ondes, comme dans un tunnel. La capacité du canal MIMO sera dans ce cas, étroitement reliée au nombre de modes de propagation ayant une puissance non négligeable dans le plan transverse du tunnel contenant le réseau de réception.

Dans le cadre de ce chapitre, il nous a donc paru intéressant de présenter quelques aspects relatifs à l'excitation des modes et à leur poids relatifs en fonction de la distance émetteur - récepteur.

4.4.3 Etude théorique de la corrélation transverse et du nombre de modes actifs dans le plan de réception

Cette approche, portant sur le poids relatif des modes, a été menée de façon théorique. En effet, l'extraction précise des modes ne peut être réalisée de façon expérimentale que si on dispose d'un réseau planaire très dense dans le plan de section droite du tunnel. Dans ce cas, l'espacement entre les éléments du réseau doit être beaucoup plus petit que le pas de fluctuation spatiale du mode le plus élevé que l'on souhaite étudier.

4.4.3.1 Influence de la position du point d'émission

Supposons une fréquence d'émission de 900 MHz, et une antenne d'émission (dipôle électrique élémentaire vertical), située à 50 cm du plafond. Les courbes de la figure 4.12 montrent l'amplitude relative des modes, normalisée par rapport à celle du mode fondamental EH_{11}, excitée soit par un dipôle placé au milieu de la largeur du tunnel (figure 4.12a), soit décalé horizontalement et donc placé à $\frac{1}{4}$ de cette largeur (figure 4.12b). Cette amplitude a été calculée à partir de celle de la fonction modale au point d'excitation, comme nous l'avons vu précédemment. Seuls les modes dont l'amplitude relative est supérieure à -15 dB à une distance de 450 m ont été tracés [Moli 08d].

Quand l'antenne d'émission est décentrée, le nombre de modes contribuant au champ total à grande distance est plus important que dans le cas d'une émission centrée. En effet, à une distance de 600 m par exemple, il existe 5 modes dont l'amplitude relative est supérieure à -7 dB, contrairement au cas centré où seuls 3 modes possèdent cette amplitude. Ceci peut s'expliquer par la symétrie de la configuration géométrique qui existe pour une antenne centrée.

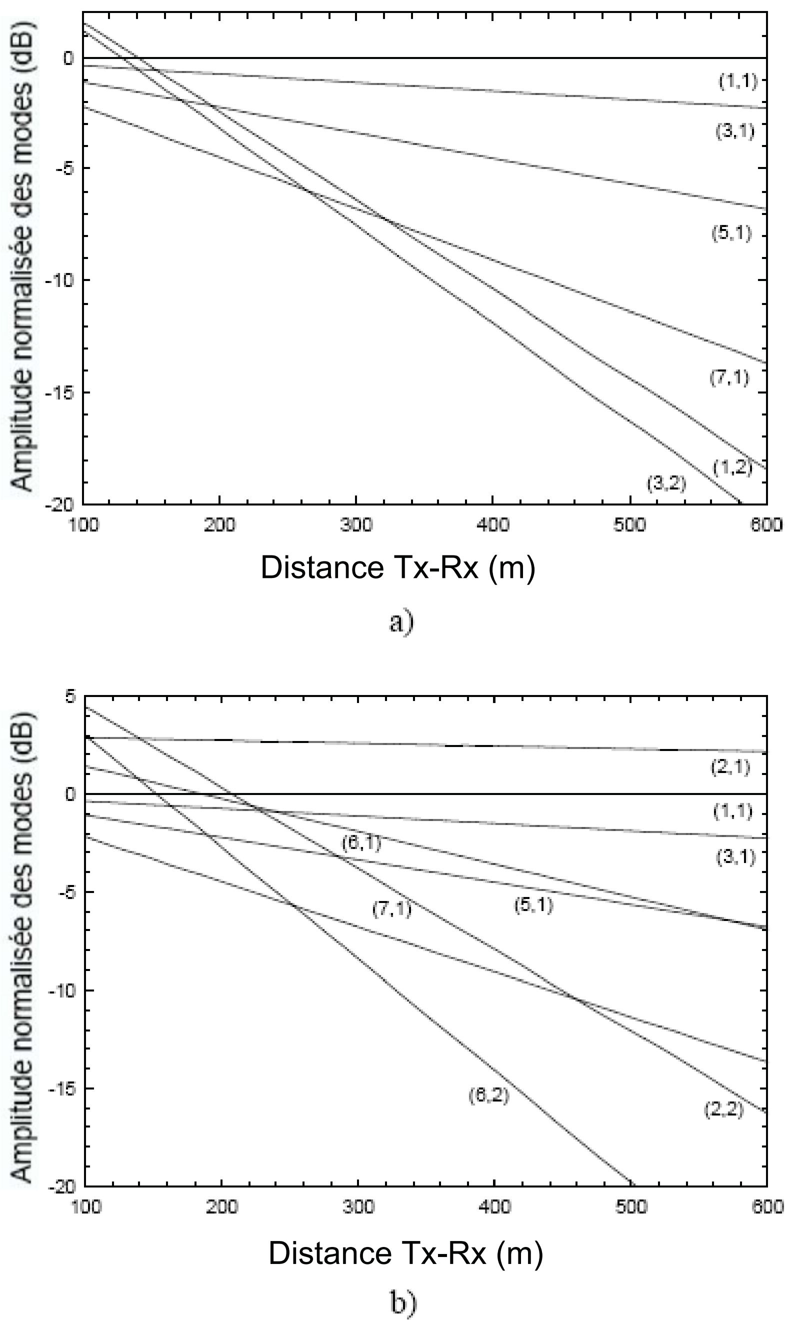


FIG. 4.12: Amplitude normalisée des modes excités par un dipôle électrique vertical. (a) Dipôle centré, (b) Dipôle excentré horizontalement

4.4.3.2 Modes actifs dans le plan de réception

Comme nous l'avons signalé en introduction de ce paragraphe, le nombre de modes contribuant de façon significative à la puissance reçue dans un plan de section droite du tunnel est un paramètre important pour interpréter la capacité des systèmes MIMO. Ces modes seront par la suite appelés "actifs".

Le nombre de modes actifs $Na(x\%, d)$ est défini comme étant le nombre de modes dont les poids à une distance d de l'émetteur sont au moins égaux à $x\%$ du mode le plus énergétique. Comme le poids de chaque mode dépend de la position de l'élément d'émission, 12 positions successives de cet élément sur une ligne horizontale située à 50 cm du plafond du tunnel ont été envisagées.

Pour chacune d'elle, le nombre de modes actifs a été calculé et leur valeur moyenne, donc la valeur moyenne de $Na(x\%, d)$ a été déterminée. La variation de celle-ci en fonction de d a été tracée pour 3 valeurs de x : 5%, 10% et 20%.

Si on s'intéresse par exemple, aux modes dont la puissance est au moins égale à 20% du mode le plus énergétique, on remarque sur la figure 4.13 que seuls 4 modes satisfont cette condition pour 300 m< d <600 m. Si chaque réseau du système MIMO comporte plus de 4 antennes, on pourra observer une dégénérescence de la matrice de transfert du canal et donc une diminution du débit possible d'informations. Nous n'insisterons pas davantage sur cet aspect des techniques MIMO qui ne rentre plus dans le cadre de notre travail et nous renvoyons le lecteur aux références [Moli 08a] et [Pard 08] pour plus de détails sur ce sujet.

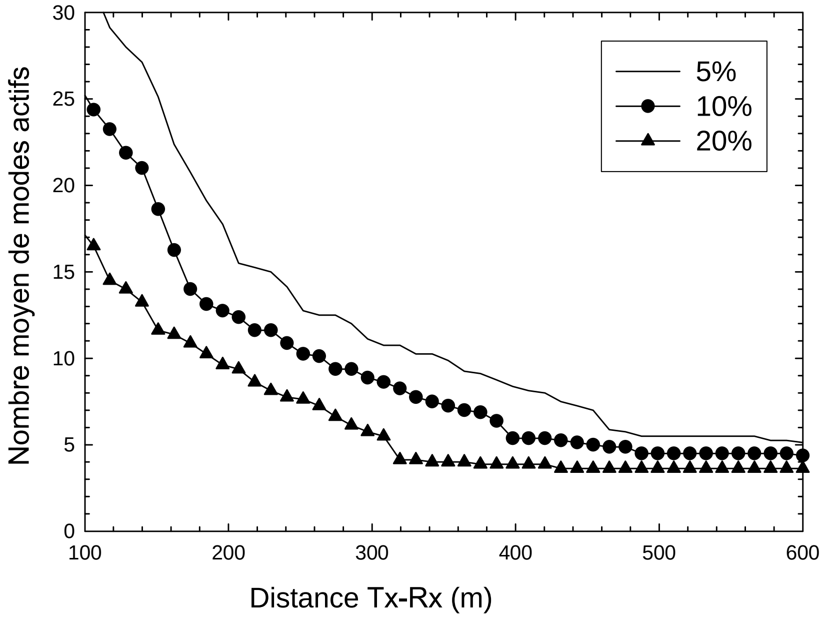


FIG. 4.13: Nombre moyen de modes dont la puissance est au moins égal à $x\%$ de celle du mode le plus énergétique. La fréquence d'émission est de 900 MHz

4.4.3.3 Corrélation du champ reçu dans le plan transverse

Pour conclure ces différents aspects sur MIMO, mentionnons qu'une donnée complémentaire aux précédentes est la distance de corrélation du champ électrique lorsque le point de réception se déplace horizontalement dans un plan transverse du tunnel. En effet, cette donnée rendra compte des corrélations pouvant apparaître entre les signaux reçus par les divers éléments du réseau de réception, corrélation qui dégradera également les performances de la liaison [Lien 03], [Nasr 06]. Dans la gamme des basses fréquences (f < 1 GHz), nous ne disposons pas des mesures nécessaires à la détermination du coefficient de corrélation, contrairement au cas des hautes fréquences traité dans le paragraphe 4.5. Nous nous limiterons donc à un exemple théorique.

La courbe, tracée sur la figure 4.14 pour une fréquence de 900 MHz et pour une amplitude de coefficient de corrélation de 0.7, est déduite du champ calculé par la méthode des images (ou par l'approche modale). Elle montre que la distance de corrélation est une fonction en moyenne continûment croissante avec la distance émetteur - récepteur. Cela s'explique aisément par la diminution du nombre de modes actifs à grande distance. En effet, plus ce nombre est grand, plus la sommation des cartes de champ associées, chacune d'elle correspondant à un mode, engendrera des fluctuations importantes du champ dans le plan transverse (donc une faible distance de corrélation).

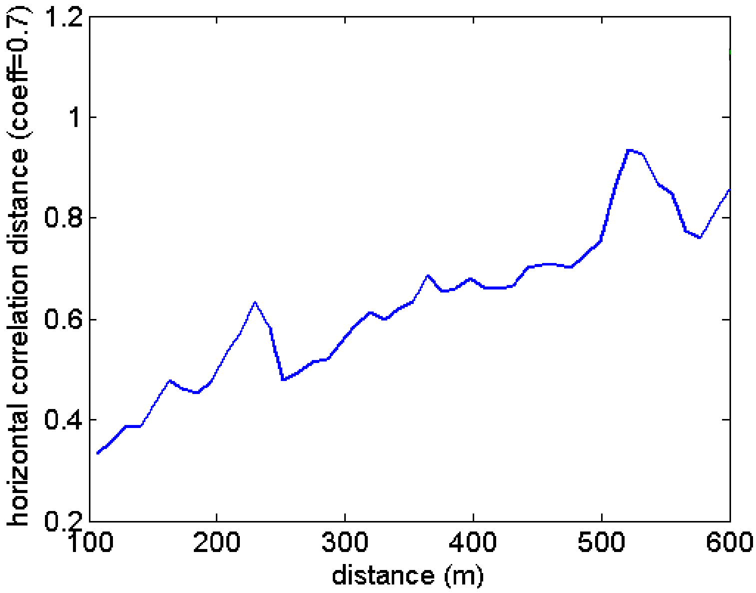


FIG. 4.14: Distance de corrélation du champ électrique lorsque le point de réception se déplace horizontalement dans un plan transverse du tunnel

On remarque également que, pour maintenir un coefficient de corrélation de 0.7 à une distance de 600 m de l'émetteur, il faut que les points de réception, donc en pratique les éléments du réseau de réception, soient distants de 80 cm environ. Pour des réseaux comprenant un grand nombre d'éléments, la taille du réseau devient très importante, voire prohibitive.

4.4.3.4 Conclusion

Dans ce paragraphe, et compte tenu des dimensions transversales du tunnel, nous avons envisagé une gamme de fréquences s'étendant typiquement jusqu'à 1 GHz. Dans ce cas, le nombre de modes à grande distance de l'émetteur reste limité et une interprétation des résultats expérimentaux à partir de la théorie modale est intéressante. Par contre pour des fréquences plus élevées, l'atténuation axiale des modes reste très faible et il devient difficile d'estimer la validité des approches théoriques, que ce soit par comparaison des valeurs d'atténuation linéique ou des valeurs des pseudo périodes des fluctuations du signal, comme nous l'avions fait au paragraphe 4.4.2. Dans ce cas, il nous a donc semblé préférable de caractériser le canal de façon purement expérimentale, comme nous le verrons dans le paragraphe suivant.

4.5 Caractérisation expérimentale dans la bande 2.8 - 5 GHz

Nous nous sommes plus particulièrement intéressés à la gamme de fréquences 2.8 - 5 GHz compte tenu du nombre de systèmes existants ou à venir travaillant dans cette bande. Le dispositif de mesures utilisé a permis non seulement de déterminer les atténuations moyennes du champ mais également les coefficients de corrélation dans le plan axial et dans le plan transverse. Ces différents aspects seront traités successivement.

4.5.1 Atténuation moyenne du champ

La procédure qui a été suivie est celle décrite en 4.3.2. Rappelons que pour chaque distance d, les antennes Tx et Rx sont déplacées dans un plan transversal avec un pas de 3 cm, sur une distance de 33 cm. On obtient ainsi une matrice de transfert de taille (12,12), sachant que chaque mesure est effectuée avec un pas fréquentiel de 1.37 MHz. La valeur de l'atténuation est directement déduite du paramètre $S_{21}(f,d)$. Cependant les antennes biconiques ayant un gain pouvant varier en fonction de la fréquence, un facteur de correction $C(f)$ doit être introduit. Pour cela, des mesures préliminaires de transmission ont été effectuées entre 2 antennes, distantes de 1 m et placées en chambre réverbérante. Si on appelle $S_{21}^{anech}(f)$ le paramètre mesuré dans cette configuration, le facteur de correction est donné par :

$$C(f) = S_{21}^{anech}(f) - < S_{21}^{anech}(f) > \tag{4.17}$$

$< x >$ désignant la valeur moyenne de x moyennée dans la bande de fréquences. L'atténuation prenant en compte cette correction s'écrit ainsi :

$$PL(f,d) = -20\log_{10}(|S_{21}(f)|) - (-20\log_{10}(C(f))) \tag{4.18}$$

Une des 2 courbes de la figure 4.15 montre la variation de $PL(f,d)$ en fonction de la fréquence, pour $d = 50$ m. Les fluctuations du champ sont évidemment associées à la combinaison, en amplitude et en phase, des différents modes excités par l'antenne d'émission. Afin de déterminer l'atténuation moyenne en fonction de la fréquence, il est intéressant d'effectuer un moyennage d'un grand nombre de courbes puisque, pour une valeur de d, on dispose d'une matrice de transfert (12,12). La valeur moyenne ainsi calculée, notée $< PL(f,d) >$, a également été reportée sur la figure 4.15.

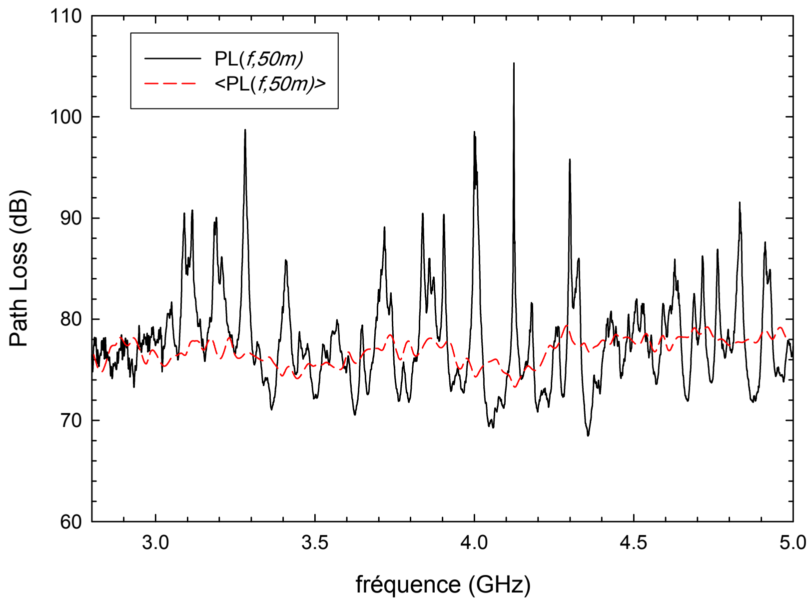


FIG. 4.15: Puissance reçue, moyennée ou non, en fonction de la fréquence et pour une distance $d = 50$ m

Cette procédure a été répétée pour toutes les valeurs de d comprises entre 50 m et 500 m. Les résultats obtenus pour $< PL(f,d) >$ à des fréquences de 3 et 5 GHz ont été reportés sur la figure 4.16 (courbes "mesures"). On remarque que l'atténuation moyenne est peu différente pour ces deux fréquences.

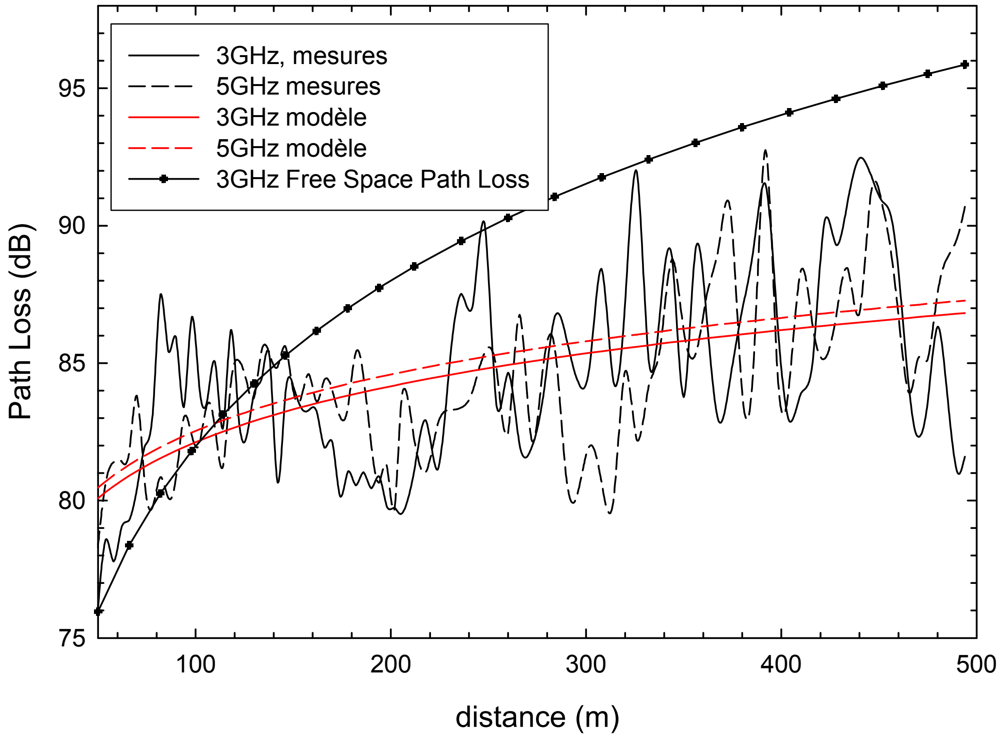


FIG. 4.16: Atténuations moyennes mesurées à 3 GHz et à 5 GHz comparées à celle d'un modèle empirique

Si on souhaite déduire de ces courbes une formule empirique permettant de donner l'atténuation moyenne en fonction de la fréquence, un lissage supplémentaire doit être effectué. Pour cela une moyenne glissante a été réalisée sur la distance axiale, le résultat étant noté $\overline{PL}(f,d)$.

Une expression analytique approchée de $\overline{PL}(f,d)$ peut être obtenue en essayant de minimiser l'écart entre cette expression empirique et les résultats des mesures. Cette technique a souvent été utilisée pour donner des formules prédictives de l'atténuation à l'intérieur des bâtiments. Si on suit cette démarche, $\overline{PL}(f,d)$ est mise sous la forme du produit de 2 fonctions, l'une dépendante de la fréquence et l'autre de la distance [Moli 05]. De plus, on introduit souvent des exposants d'atténuation, $n_{PL_0\_f}$ et $n_{PL_0\_d}$ reliés respectivement à la décroissance en fonction de la fréquence et de la distance. On aboutit ainsi à la formule empirique suivante :

$$\overline{PL}(f,d) = \left(PL_0 + 10 n_{PL_0\_f} \log_{10}(f(GHz))\right) + 10 n_{PL_0\_d} \log_{10}(d) \tag{4.19}$$

Les diverses constantes, PL_0, $n_{PL_0\_f}$ et $n_{PL_0\_d}$, ont été déterminées par essais successifs en essayant de minimiser l'erreur quadratique moyenne entre mesures et modèle. On aboutit aux valeurs suivantes [Moli 08c] : $PL_0 = 86dB$, $n_{PL_0\_f} = 0.82$ et $n_{PL_0\_d} = 0.57$.

Les courbes issues du modèle ont été également reportées sur la figure 4.16 ainsi, à titre de comparaison, que la courbe correspondant aux pertes en espace libre.

Il est intéressant de comparer le facteur d'atténuation en fonction de la distance que nous venons de trouver, aux valeurs données dans la littérature pour les environnements à l'intérieur de bâtiments. En présence de visibilité directe, des valeurs comprises entre 1.3 et 1.7 sont souvent mentionnées [Ghas 04], tandis que, si le rayon direct est masqué, cette valeur peut être comprise entre 2 et 4 [Cass 02]. La valeur beaucoup plus faible qui a été calculée peut aisément s'expliquer par l'effet de guide du tunnel.

4.5.2 Etude des corrélations axiales et transverses

4.5.2.1 Corrélation dans le plan axial

Comme nous avons déjà eu l'occasion de le souligner, le nombre de modes jouant un rôle prépondérant dans la puissance reçue décroît rapidement en fonction de la distance. Comme le champ total résulte de la somme de ces modes, on peut s'attendre à ce que la corrélation entre des mesures effectuées à une distance d et à une distance $d + \delta d$ soit une fonction croissante de la distance. Afin de mettre ce point en évidence de façon plus quantitative, l'amplitude du coefficient de corrélation complexe entre les mesures effectuées à ces 2 distances, et pour des valeurs successives de d, a été calculée à partir des matrices de transfert (12,12) mesurées. Rappelons que le pas δd est de 4 m pour 50 m$< d <$ 202 m et de 6 m pour 202 m$< d <$500 m.

Les courbes de la figure 4.17 montrent que le coefficient de corrélation, qui est de l'ordre de 0.5 pour $d = 80$ m, augmente rapidement en fonction de la distance pour atteindre des valeurs de l'ordre de 0.9 dès que d dépasse une certaine valeur, notée d_b, et qui correspond au changement de la pente moyenne de ces courbes [Nasr 08].

Si nous comparons les valeurs obtenues à 3 GHz et à 5 GHz, nous voyons que la corrélation augmente moins rapidement à 5 GHz car les modes d'ordre élevé subissent moins d'atténuation. La valeur de d_b a été indiquée sur la figure 4.17 par des traits verticaux. Elle est respectivement de 110 m à 3 GHz, de 150 m à 4 GHz et de 200 m à 5 GHz.

En traçant les courbes associées à l'ensemble des mesures effectuées dans la bande 3 GHz - 5 GHz, la formule empirique suivante pour d_b a été obtenue [Moli re] :

$$10 \log_{10}(d_b) = 16.8 + 1.2 f(GHz) \tag{4.20}$$

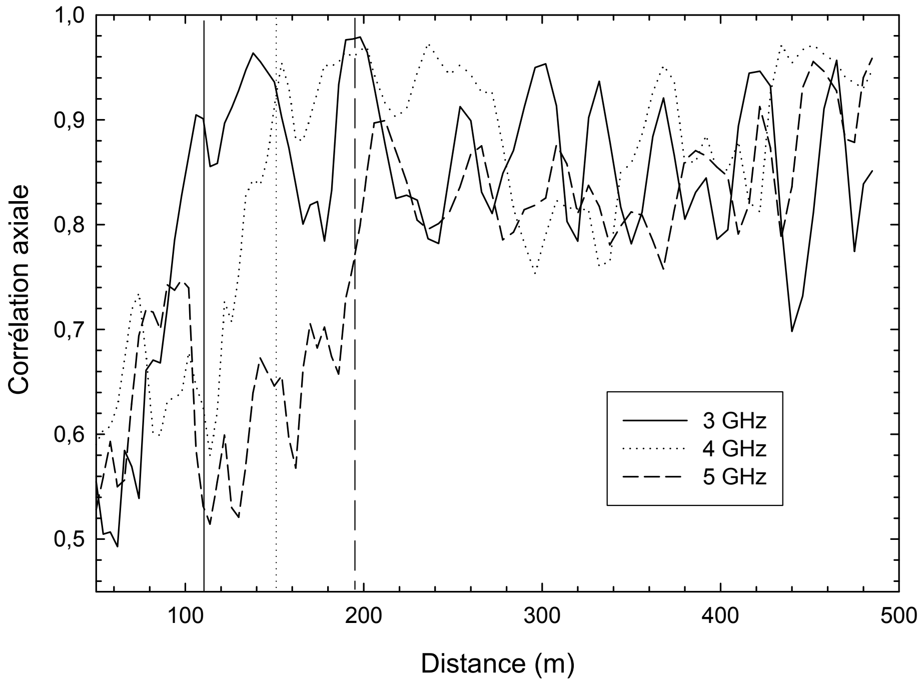


FIG. 4.17: Corrélation axiale

4.5.2.2 Corrélation dans le plan transverse

La connaissance de la corrélation spatiale dans le plan transverse est d'un grand intérêt lors de la mise en œuvre de systèmes MIMO. Pour chaque distance axiale d et pour chaque fréquence, l'amplitude ρ_{trans} de la fonction de corrélation complexe, a donc été déduite de la matrice de transfert (12,12) du canal et dont les éléments sont associés aux positions successives des antennes Tx et Rx dans ce plan transverse.

Soit s l'espacement entre 2 points de réception. Les courbes de la figure 4.18 donnent la variation de ρ_{trans} en fonction de d et pour 4 valeurs de s : 3, 9, 21 et 33 cm. Cette variation est évidemment une fonction décroissante de l'espacement entre antennes. De plus, pour un espacement donné, la corrélation augmente avec la distance axiale, au moins jusqu'à la fin d'une zone, dénommée A sur la figure 4.18. Cette remarque est en étroite interaction avec celle qui a été faite dans le paragraphe précédent concernant la corrélation axiale et qui rappelait que le nombre de modes contribuant notablement à la puissance reçue diminue en fonction de la distance. Tout au long de la deuxième zone notée B, la corrélation moyenne pour des espacements de 21 à 33 cm varie entre 0.8 et 0.9, une corrélation proche de 1 étant obtenue pour une distance de 3 cm.

Une étude exhaustive de la dépendance de ce coefficient de corrélation en fonction de la fréquence montre que la largeur de la zone A augmente avec la fréquence, comme c'était aussi le cas du coefficient de corrélation axiale [Nasr 08], [Moli re].

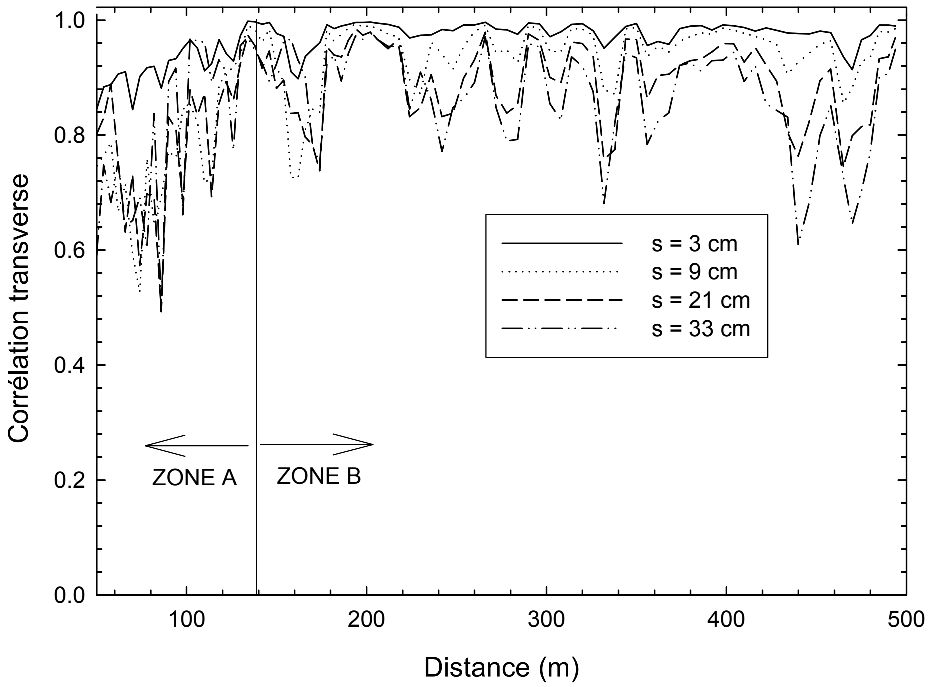


FIG. 4.18: Corrélation transverse à 3 GHz en fonction de la distance et pour divers espacements dans le plan transverse

4.5.3 Direction d'arrivée des rayons

Une autre caractéristique importante du canal de propagation pour l'optimisation et l'étude des performances des systèmes multi-antennes concerne la direction d'arrivée (DOA) des rayons. A partir de l'ensemble des mesures précédentes et en appliquant l'algorithme SAGE de haute résolution, les DOA ont été calculées pour les distances successives d émetteur - récepteur mentionnées au paragraphe 4.3.2. Les points associés aux différents rayons issus de SAGE, sont reportés sur la figure 4.19.

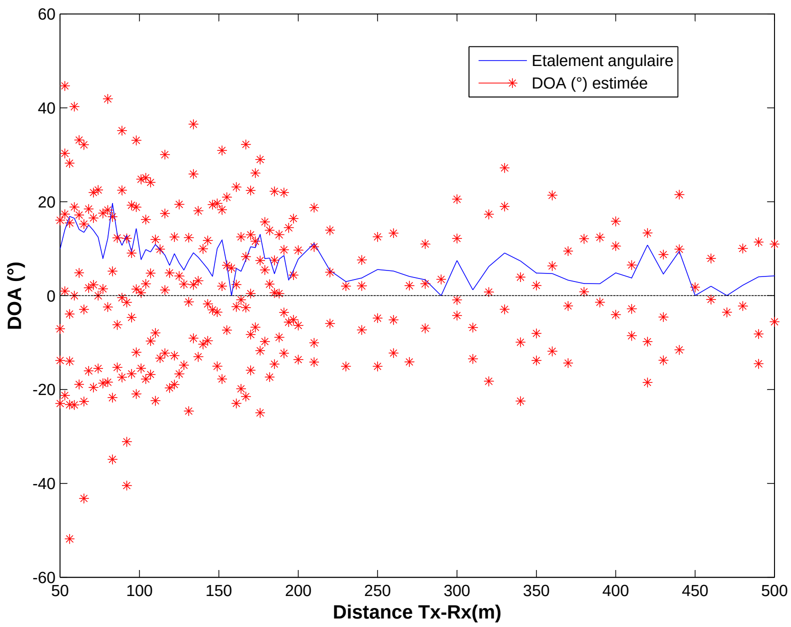


FIG. 4.19: Directions d'arrivée des rayons déduites des mesures et étalement angulaire

On remarque qu'à une distance de 50 m de Tx, les DOA sont comprises entre $-50°$ et $+50°$, l'origine des angles correspondant à l'axe du tunnel. Lorsque d augmente, les rayons se réfléchissant avec un angle d'incidence important sont rapidement atténués lors de leurs réflexions successives. A 500 m, les DOA sont donc incluses dans un domaine de variation beaucoup plus restreint, entre $-10°$ et $+10°$.

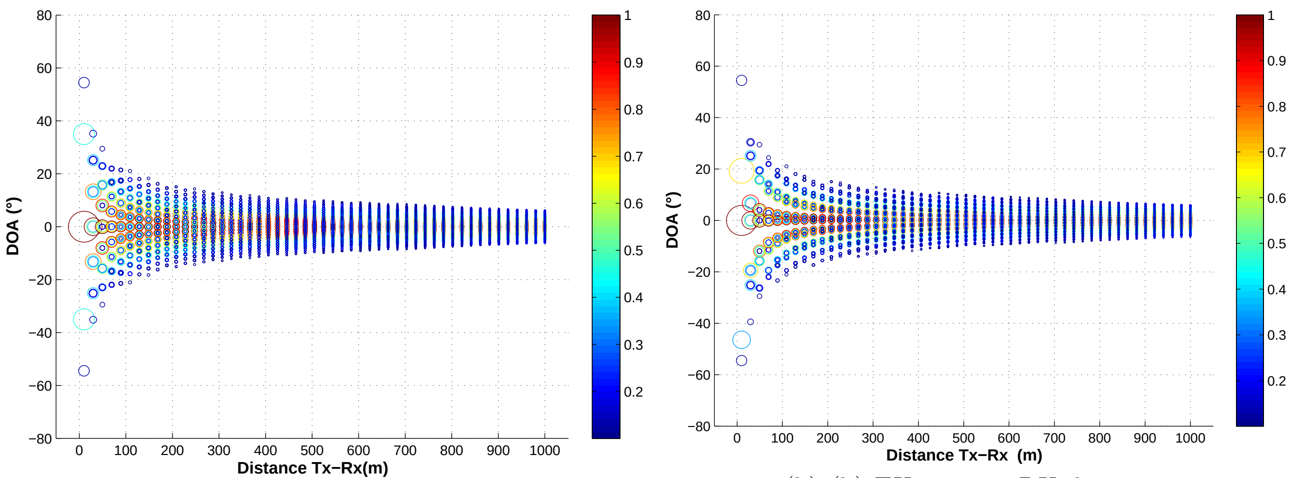
Une donnée plus précise est celle de l'étalement angulaire, notée AS_{rms} qui pondère chaque direction d'arrivée DOA_i par l'amplitude relative p_i du rayon correspondant. AS_{rms} est calculée selon la formule suivante :

$$AS_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_i p_i DOA_i^2}{\sum_i p_i} - \left(\frac{\sum_i pi DOA_i}{\sum_i pi}\right)^2} \tag{4.21}$$

La courbe en trait plein de la figure 4.19 montre que les rayons ayant un poids important se propagent suivant une direction presque axiale, AS_{rms} étant inférieur à 10° dès que la distance devient supérieure à une centaine de mètres.

Ces résultats peuvent être retrouvés très facilement par la théorie des images puisque, dans son concept, le champ total résulte de la superposition des rayons s'étant réfléchis sur les parois du tunnel. Les DOA théoriques, le dipôle électrique vertical étant au centre du tunnel, sont représentées sur les figures 4.20(a) et 4.20(b) qui se rapportent respectivement au cas d'un point de réception centré ou décale horizontalement à $\frac{1}{4}$ de la largeur du tunnel. Pour une distance d donnée, le poids relatif des rayons est indiqué par un code de couleur.

On remarque que les DOA sont pratiquement les mêmes dans les deux cas, et on retrouve un écart angulaire d'environ $\pm 10°$ à une distance de 500 m.



(a) TX centré - RX centré

(b) (b) TX centré - RX décentré

Fig. 4.20: Directions d'arrivée théoriques des rayons pour 2 positions du point de réception

L'ensemble des résultats que nous venons de présenter concerne une émission-réception à partir d'antennes électriques fonctionnant en polarisation rectiligne et nous nous sommes toujours placés dans des configurations expérimentales telles que les polarisations de ces antennes soient parallèles (co-polarisation).

Comme les systèmes de transmission multi antennes peuvent aussi utiliser une diversité de polarisation, si elle existe, il est donc intéressant de savoir si la dépolarisation des ondes lors de leur propagation en tunnel est un phénomène négligeable ou non.

4.6 Etude expérimentale de la dépolarisation du champ électrique

La théorie modale de la propagation en tunnel rectangulaire est basée sur l'hypothèse qu'à grande distance, les ondes restent principalement polarisées linéairement, la direction de polarisation dépendant des conditions d'excitation. Cette hypothèse a été validée théoriquement en appliquant par exemple la théorie des rayons pour calculer le champ électromagnétique rayonné en tout point par un dipôle électrique [Lien 97]. On montre en particulier dans cet article que la polarisation croisée (ou dépolarisation) peut être négligée dès que la distance Tx - Rx devient supérieure à 4 fois la largeur du tunnel. Il faut noter toutefois que dans un tunnel circulaire, il en est tout autrement. Une analyse théorique complète du rayonnement du dipôle [Holl 00], [Dudl 06], [Dudl 07] montre que si le dipôle est orienté suivant l'axe y (axe vertical dans notre système de coordonnées), les champs de polarisation croisée (X-polar) n'existent pas si le dipôle d'émission est positionné sur les axes x ou y. Par contre, si le centre du dipôle est situé sur un rayon faisant un angle $\phi = \frac{\pi}{4}$ avec l'axe horizontal, les champs sont totalement dépolarisés, les composantes co-polarisées (co-polar) et X-polar ayant la même amplitude. Une telle position du dipôle d'émission correspond au point noté CTW sur la figure 4.8.

Il est donc intéressant de savoir si, dans le tunnel ayant servi aux campagnes de mesures et qui est en forme d'arche, donc comportant une grande partie cylindrique dans sa section droite, ce phénomène de dépolarisation apparaît ou non. Comme précédemment, nous envisagerons d'abord la gamme des basses fréquences dans laquelle le champ présente de faibles variations d'amplitude le long de l'axe du tunnel, ce qui rend aisée l'interprétation des résultats. Nous étudierons ensuite ce que deviennent les caractéristiques de polarisation en plus haute fréquence, donc dans la gamme 3 - 5 GHz.

4.6.1 Cas des basses fréquences (f <1 GHz)

Envisageons tout d'abord le cas d'une émission à 500 MHz, lorsque les points d'émission et de réception sont au centre du tunnel (Point C sur la figure 4.8).

Les courbes de la figure 4.21 montrent l'évolution de la puissance reçue, pour 3 polarisations : 2 polarisations parallèles VV et HH et une polarisation croisée VH. On rappelle que la première lettre correspond à la polarisation de l'antenne d'émission et la deuxième à celle de l'antenne de réception.

Si on compare tout d'abord les courbes VV et HH, on constate que la pente associée à la polarisation VV est plus importante puisqu'elle est de 23 dB/km, contrairement à 11 dB/km pour HH, ce que nous avions déjà signalé au paragraphe 4.4.2. Cela s'explique, tant qualitativement que quantitativement, par la théorie modale appliquée au tunnel rectangulaire équivalent. En effet, les formules de l'atténuation linéique montrent que l'atténuation du mode fondamental est plus faible si l'axe du dipôle d'émission est placé parallèlement au plus grand côté du rectangle formé par la section droite (côté horizontal dans notre cas). Pour caractériser les résultats obtenus en polarisation croisée, VH par exemple, on introduit souvent une mesure de la dépolarisation par le facteur de "Cross-Polarization Discrimination" (XPD) et qui est égal à la moyenne du rapport des champs reçus respectivement en co-polar et en X-polar.

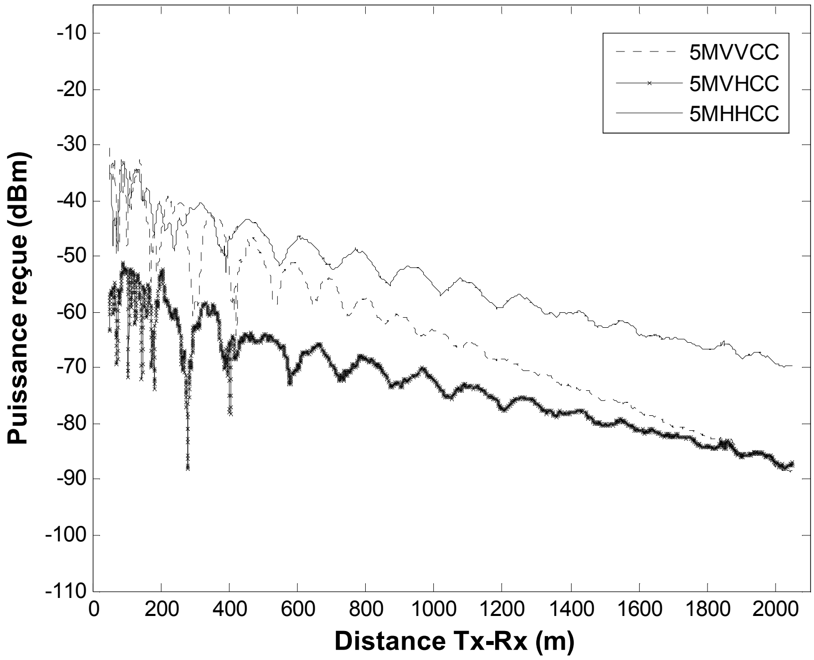


FIG. 4.21: Puissance reçue dans différentes polarisations à une fréquence de 500 MHz. Les antennes d'émission et de réception sont au centre du tunnel

Si on envisage une émission par une antenne verticale, et si on compare donc les courbes VV et VH, on remarque tout d'abord que près de l'émetteur, les ondes sont bien polarisées, XPD étant de l'ordre de 20 dB. Cependant, lorsque la distance augmente, XPD décroît continûment et tend vers 0 dB à partir de 1800 m. Ce résultat qui est surprenant à priori, tendrait à montrer que l'onde est complètement dépolarisée à grande distance. En réalité, il ne faut pas oublier que l'onde émise n'a pas rigoureusement une polarisation rectiligne verticale. En effet, l'antenne d'émission a son propre XPD et de plus, le mât sur lequel elle est fixée et le véhicule de mesure contribuent à la génération d'une composante horizontale du champ. Enfin, la position de l'antenne n'est pas strictement verticale. Des mesures en espace libre ont montré qu'en pratique, le XPD était de l'ordre de 20 à 25 dB. L'antenne verticale excite donc dans le tunnel une faible composante de champ électrique horizontal. Comme le mode associé se propage avec une atténuation beaucoup moins importante, cette composante horizontale deviendra du même ordre de grandeur que la composante verticale lorsque la distance Tx - Rx augmente. Pour valider cette explication, on peut noter que la pente de la courbe pour la polarisation VH est la même que celle de la polarisation HH.

Nous n'avons pas reporté la courbe associée à HV qui aurait montré que le XPD entre HH et HV est indépendant de la distance et est d'environ 20 dB.

On retrouve les résultats prévus par la théorie pour un tunnel rectangulaire ou pour un tunnel circulaire quand les antennes sont centrées.

Plaçons nous maintenant dans la configuration particulière du tunnel circulaire pour laquelle, dans ce type de tunnel, le XPD peut tendre vers 1. Nous avons donc placé les antennes au point CTW (figure 4.8), situé à 1 m de la paroi du tunnel. Dans cette configuration, les essais n'ont pu être menés que pour une distance maximum Tx - Rx de 1100 m. Les résultats sont présentés sur la figure 4.22 pour les 4 couples de polarisations possibles. Deux des courbes ont été décalées de 40 dB afin de clarifier la figure. Si l'antenne d'émission est verticale, les ondes se dépolarisent progressivement, une dépolarisation totale étant obtenue à partir d'une distance de 400 m. Cela rejoint les résultats commentés précédemment sur l'excitation d'une petite composante de champ horizontal. Si l'antenne d'émission est horizontale, le XPD fluctue mais, reste en moyenne de l'ordre de 8 dB.

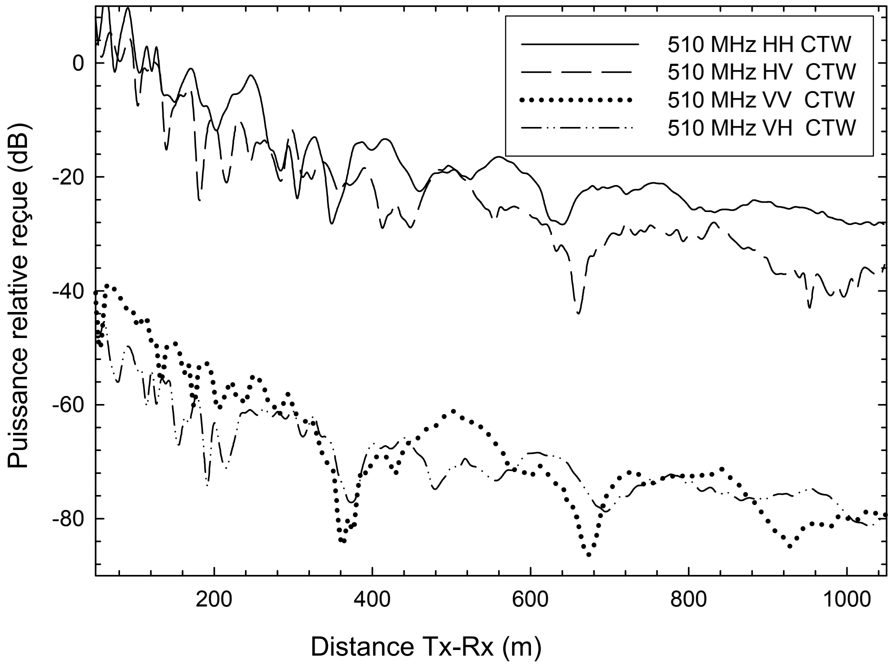


FIG. 4.22: Puissance relative (dB) au point d'émission/réception CTW (cf. Fig. 4.8) à 510 MHz et pour les polarisations HH, HV, VV et VH

Afin de vérifier si ce résultat restait valable dans d'autres gammes de fréquences, des mesures complémentaires ont été effectuées [Moli 08b].

4.6.2 Cas des hautes fréquences ($f > 1$ GHz)

Pour simplifier la présentation, nous nous limiterons à la description des résultats obtenus pour deux fréquences particulières : 2 GHz et 5 GHz.

Dans cette gamme de fréquences, les constantes d'atténuation des modes VV et HH sont faibles. En conséquence, si une dépolarisation est observée pour une émission en polarisation verticale, elle ne pourra pas être justifiée par la propagation d'une composante résiduelle émise en polarisation horizontale, comme nous l'avions fait précédemment pour une fréquence de 450 MHz.

Les courbes de la puissance reçue en fonction de la distance ont été tracées sur la figure 4.23, pour une antenne d'émission polarisée verticalement. La comparaison de VV et de HH montre que les ondes restent polarisées, et que la valeur du XPD ne varie sensiblement pas en fonction de la distance [Lien 07a], [Lien 07b].

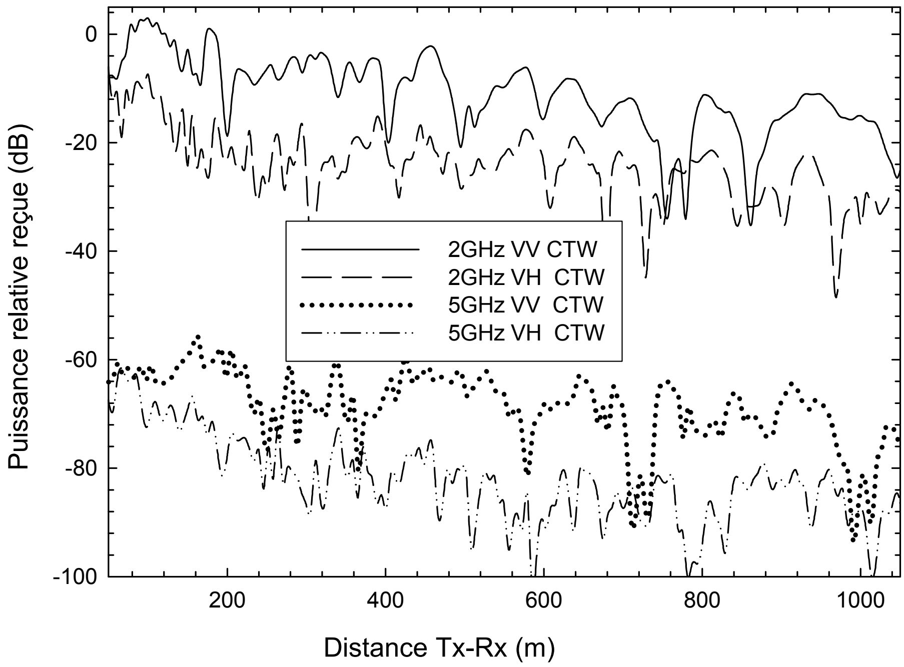


FIG. 4.23: Puissance reçue mesurée à 2 GHz et à 5 GHz pour les polarisations VV et VH, les points d'émission et de réception étant situés en CTW (cf. Fig. 4.8)

Le Tableau 4.4 indique les valeurs moyennes du XPD déduites de ces campagnes de mesures et pour des distances comprises entre 400 m et 1300 m.

TAB. 4.4: XPD moyen obtenu pour deux combinaisons de polarisation des antennes d'émission et de réception placées au point CTW

CONFIGURATION	510 MHz		2 GHz		5 GHz
	VV/VH	HH/HV	VV/VH	HH/HV	VV/VH
XPD (dB)	0.03	7.8	12.6	12.8	16.3

D'autres essais ont été effectués à 2 GHz en plaçant l'antenne d'émission à 50 cm de la paroi du tunnel. L'antenne de réception, placée sur un mât à une hauteur de 5 m au dessus du sol, a été déplacée parallèlement à l'axe du tunnel en essayant de maintenir la distance entre la paroi et cette antenne la plus faible possible. Le point de réception est donc toujours situé dans une direction $\phi = \frac{\pi}{4}$ par rapport à l'horizontale (cf. figure 4.8) qui est la direction critique pour le tunnel circulaire, en termes de XPD.

Les enregistrements montrent que les valeurs moyennes des XPD dans cette configuration sont peu différentes de celles données dans le Tableau 4.4 pour 2 GHz.

Pour compléter toutes ces mesures, il nous est apparu intéressant de mettre en œuvre le dispositif expérimental décrit au paragraphe 4.3.2, basé sur l'utilisation de rails placés à une hauteur de 1 m environ au dessus du sol et sur lesquels se déplacent les antennes d'émission et de réception. Cela doit en effet permettre d'obtenir des informations statistiques sur la variation du XPD dans une zone donnée [Lien 07b]. Dans le cadre de cette nouvelle campagne de mesures, les rails placés dans les plans transversaux du tunnel, étaient centrés sur une voie de ce tunnel. L'espacement entre 8 positions successives d'antennes (Tx ou Rx) était de 12 cm, la distance axiale d variant comme précédemment de 50 m à 500 m. Les antennes furent placées soit en polarisation horizontale, soit en polarisation verticale. Pour étudier de façon statistique le XPD, le nombre d'acquisition initialement de 64, fut augmenté en considérant non pas les résultats à une seule fréquence et pour une seule valeur de d, mais à 4 fréquences légèrement différentes et pour 3 positions longitudinales, distantes chacune de 10 m. Au voisinage de la distance moyenne d_{moy} et de la fréquence centrale f_c, on dispose ainsi de 768 enregistrements.

La variation de la fonction cumulative de distribution de XPD calculée pour $d_{moy} = 50$ m et 500 m est représentée sur la figure 4.24.

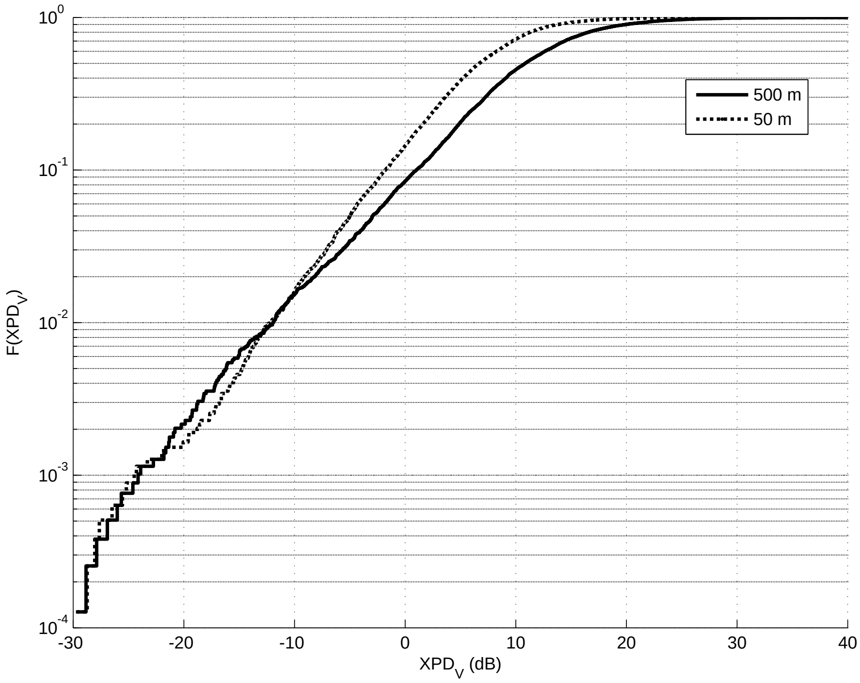


FIG. 4.24: Fonction cumulative de distribution de XPD à 5 GHz et pour des distances d'environ 50 m et 500 m

La probabilité d'avoir une composante X-polar égale ou plus grande que la composante co-polar est légèrement plus faible à 50 m qu'à 500 m, mais l'ordre de grandeur de cette probabilité reste de 10%. Enfin, on note que la probabilité d'avoir XPD $<$ 10 dB est de 40% à une distance de 500 m.

Afin de vérifier si ce résultat reste valable pour d'autres fréquences et d'autres distances, nous avons représenté sur la figure 4.25, la probabilité pour que la composante X-polar soit plus grande ou égale à la composante co-polar, en fonction de d_{moy} et pour 2 fréquences centrales : 3 GHz et 5 GHz.

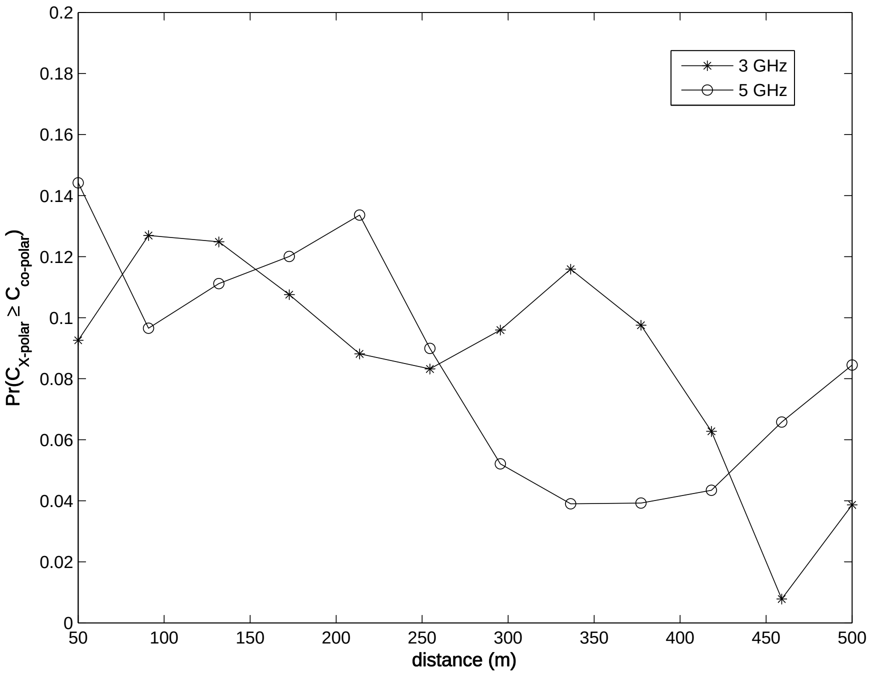


FIG. 4.25: Probabilité pour que la composante X-polar soit plus grande ou égale à la composante co-polar

Nous remarquons qu'en moyenne, cette probabilité reste faible, comprise entre 6% et 12%.

La conclusion de ces différentes mesures est qu'une dépolarisation importante dans un tunnel en forme d'arche n'a pas pu être observée expérimentalement.

L'analyse large bande, objet du prochain paragraphe, terminera cette présentation globale des caractéristiques du canal de propagation en tunnel.

4.7 Analyse large bande

Les deux paramètres usuels résultant d'une analyse large sont la bande de cohérence BC_s et l'étalement des retards τ_{rms}. BC_s quantifie la dépendance fréquentielle entre les différentes composantes spectrales, l'analyse du signal étant faite dans une bande de fréquence B autour de la fréquence centrale. BC_s est définie par l'écart de fréquences Δf telle que l'amplitude $R(\Delta f)$ de la fonction d'autocorrélation complexe atteigne un seuil s. La bande de cohérence se met sous la forme de l'équation 4.22, la valeur du seuil étant choisie généralement entre 0.7 et 0.9.

$$BC_s = \arg\min\left(|R(\Delta f) - s|\right) \qquad \Delta f \in [0\ ,\ B] \tag{4.22}$$

L'étalement des retards est le pendant, dans le domaine temporel, de la bande de cohérence. C'est un paramètre significatif pour l'analyse du risque d'interférence inter-symboles qui est donné par l'écart-type du profil puissance-retard (PDP). Si ce profil est discrétisé en N points d'abscisse τ_k et d'ordonnée γ_k, donc correspondant à la puissance du $k^{\text{ième}}$ trajet, τ_{rms} peut se mettre sous la forme :

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_{k=0}^{N-1}\left(\tau_k - \overline{\tau}\right)^2 \gamma_k}{\sum_{k=0}^{N-1}\gamma_k}} \qquad , \qquad \overline{\tau} = \frac{\sum_{k=0}^{N-1}\tau_k\gamma_k}{\sum_{k=0}^{N-1}\gamma_k} \tag{4.23}$$

où $\overline{\tau}$ est le retard moyen.

Le premier problème qui se pose pour mener à bien cette étude, et qui fera l'objet du paragraphe suivant, est le choix de la bande d'analyse fréquentielle pour obtenir une valeur correcte aussi bien de BC_s que de τ_{rms}, l'approche expérimentale étant faite avec un analyseur de réseau. Nous présenterons ensuite les résultats qui ont été obtenus sur la variation de ces paramètres en fonction de la distance émetteur - récepteur.

4.7.1 Largeur de la bande de fréquence d'analyse

Pour une fréquence centrale de 4 GHz, et grâce aux mesures effectuées suivant l'approche décrite au paragraphe 4.3.2, BC_s a été calculée pour un seuil s = 0.7, en augmentant progressivement la bande B de fréquence d'analyse, de 20 MHz à 500 MHz. La figure 4.26 montre, de façon qualitative, l'augmentation progressive de BC_s en fonction de B, pour tendre vers une limite lorsque la bande B est suffisamment grande.

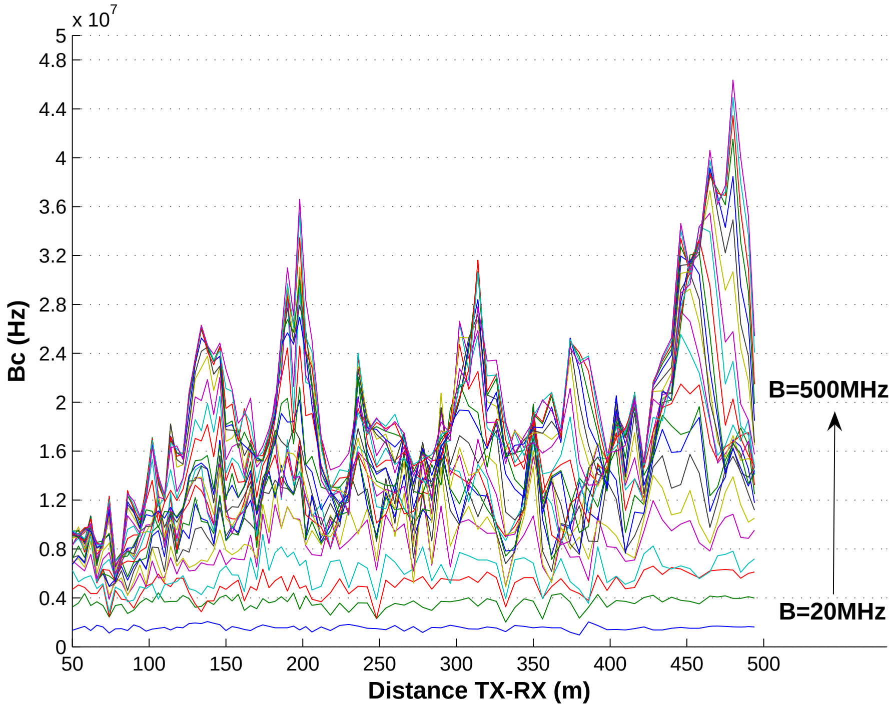


FIG. 4.26: Bande de cohérence calculée pour différentes bandes de fréquence d'analyse

Pour visualiser de façon plus quantitative la convergence de cet ensemble de courbes, nous avons tracé sur la figure 4.27, l'évolution du rapport de 2 valeurs de BC_s, calculée successivement avec une bande d'analyse B_i + 20 MHz et B_i.

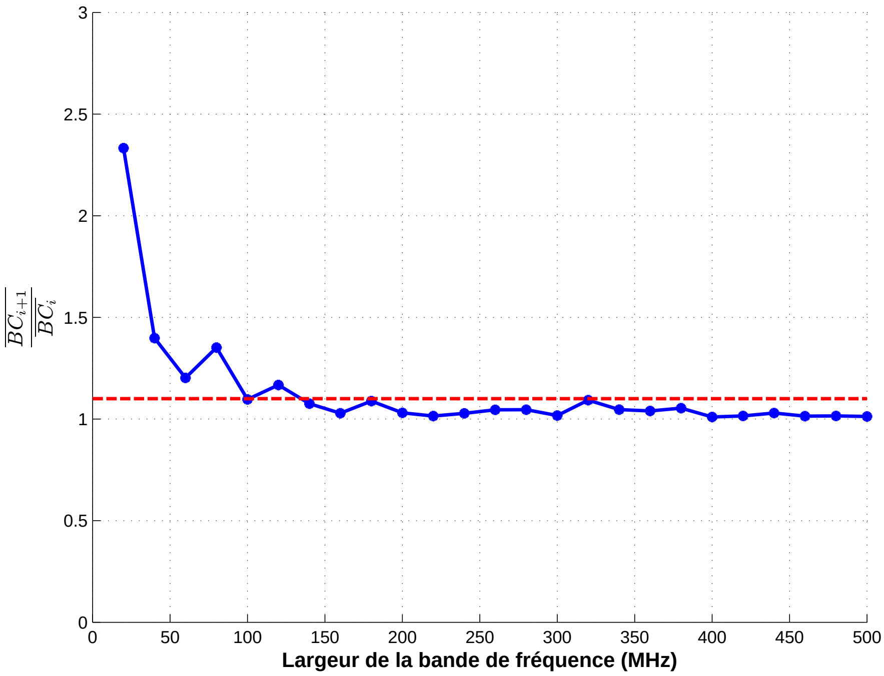


FIG. 4.27: Convergence de BC_s en fonction de la bande d'analyse

Si on estime qu'une erreur inférieure à 0.5% sur l'estimation de la bande de cohérence est acceptable, cela mène à une bande d'analyse de 150 MHz. C'est cette valeur qui sera donc choisie par la suite pour caractériser le canal.

Dans le domaine temporel, les réponses impulsionnelles ont été déduites des réponses fréquentielles par transformée de Fourier. La même approche que précédemment mène aux courbes des figures 4.28 et 4.29.

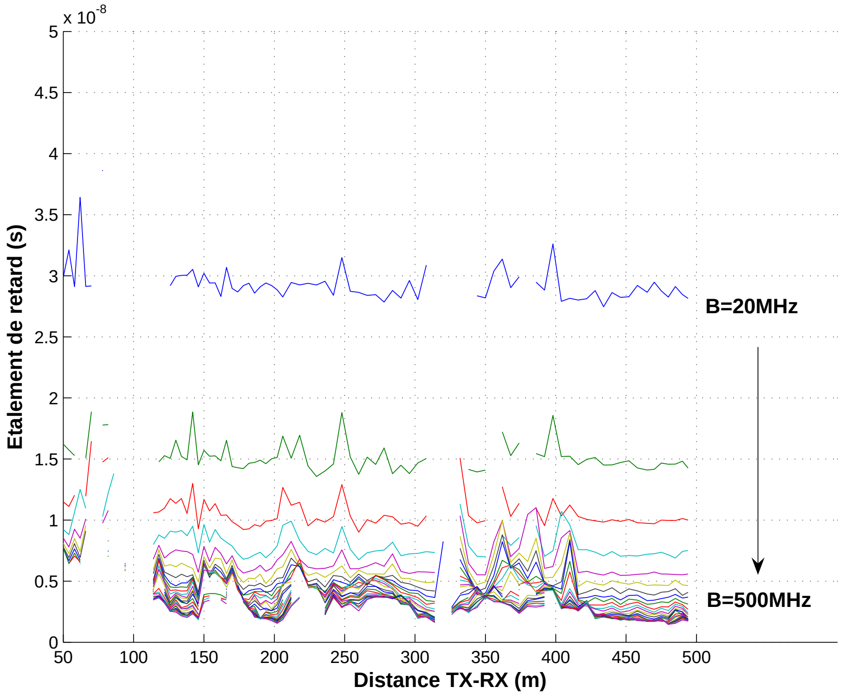


FIG. 4.28: Etalement des retards calculé pour différentes bandes de fréquence

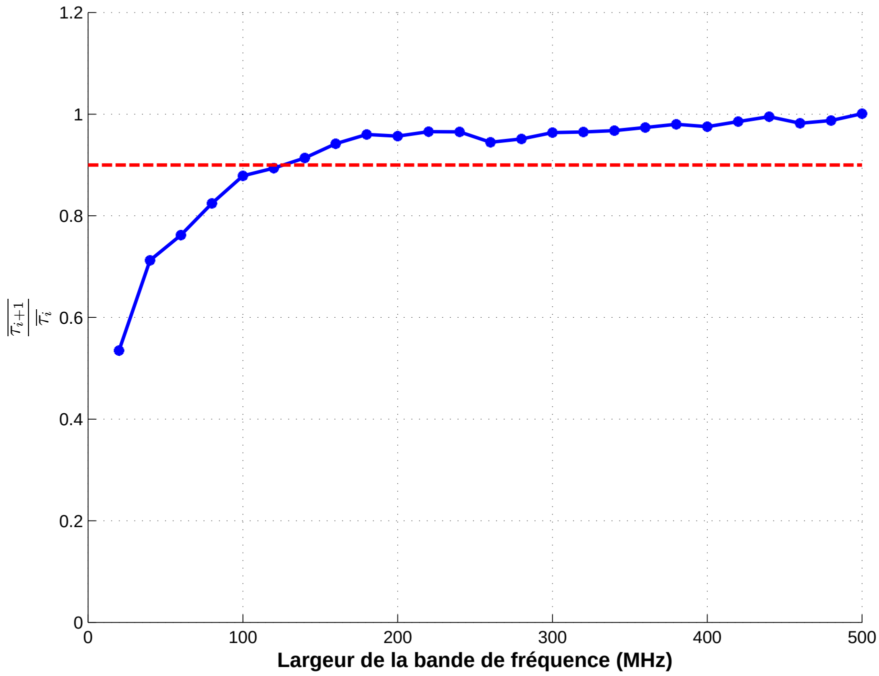


FIG. 4.29: Convergence de la valeur de l'étalement des retards en fonction de la bande d'analyse

On remarque sur la figure 4.29 qu'une bande d'analyse de 150 MHz, correspondant donc à un pas temporel de 6.7 ns, permet d'obtenir une précision de 10% sur τ_{rms}.

4.7.2 Bande de cohérence

Les courbes de la figure 4.30 représentent la variation de la bande de cohérence, calculée pour un seuil s = 0.7, en fonction de la distance, la fréquence centrale étant de 3 GHz. Comme pour chaque distance d, on dispose de 12 x 12 enregistrements, correspondant aux diverses positions des antennes d'émission et de réception dans le plan transverse. La bande de cohérence donnée par la figure 4.30 est la valeur moyenne des BC_s obtenues pour chaque position.

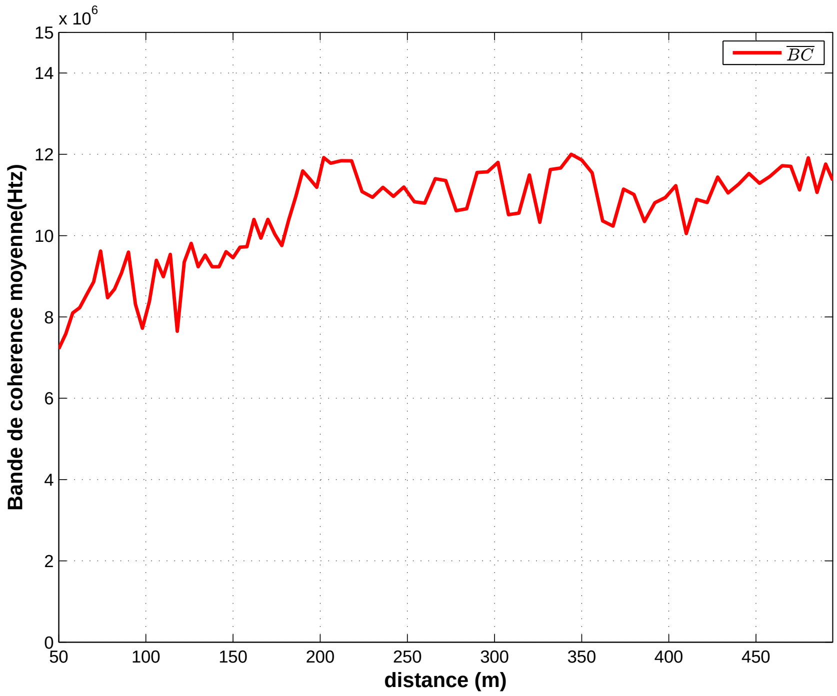


FIG. 4.30: Bande de cohérence moyenne en fonction de la distance

On remarque que BC_s est d'abord une fonction lentement croissante de la distance, variant de 7 MHz à 50 m, à 11 MHz à 200 m, puis au-delà de 200 m, BC_s reste pratiquement constant. Une plus faible valeur de BC_s quand le point de réception se situe près de l'émetteur s'explique par le plus grand nombre de modes existant dans cette zone.

Pour une distance de 250 m, les courbes de la figure 4.31 représentent, comme précédemment, la variation de la bande de cohérence, mais en fonction de la fréquence centrale. Pour cette distance, l'atténuation des modes actifs est faible et il en résulte que BC_s dépend très peu de la fréquence dans la bande 2.8 - 5 GHz.

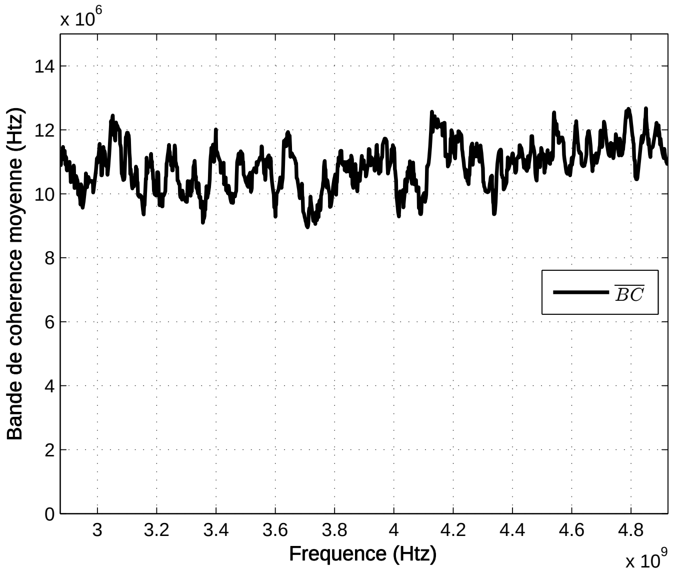


FIG. 4.31: Bande de cohérence moyenne en fonction de la fréquence centrale

4.7.3 Etalement des retards

La figure 4.32 représente la variation de τ_{rms} en fonction de la distance, les valeurs des autres paramètres étant identiques à celles données dans le paragraphe précédent.

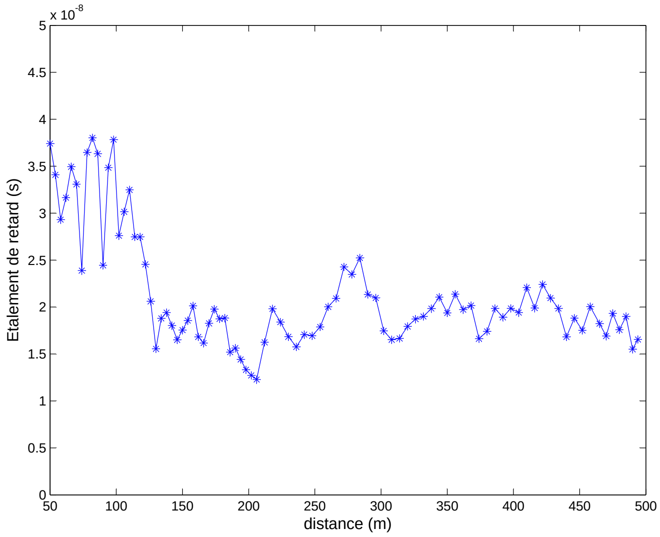


FIG. 4.32: Etalement des retards en fonction de la distance

Cette figure montre que très près de l'émetteur, τ_{rms} est de 35 ns mais tend rapidement vers une valeur moyenne de 20 ns au-delà de 150 m.

Pour conclure cet aspect d'analyse large bande, il faut noter que les valeurs trouvées sont en accord avec les résultats théoriques issus de l'application de la théorie des rayons en tunnel rectangulaire et décrits notamment en [Lien 02] - [Lien 99].

4.8 Conclusion

De nombreuses campagnes de mesures ont été effectuées dans un tunnel rectiligne, dont la section transverse a une forme d'arche, afin de déterminer expérimentalement les caractéristiques du canal de propagation, dans une bande de fréquences s'étendant de 450 MHz à 5 GHz.

Comme l'atténuation du champ lors de sa propagation décroît très rapidement en fonction de la fréquence, nous avons été amené à diviser l'analyse en bande étroite en 2 zones : la zone dite basse fréquences pour $f < 1$ GHz et la zone haute fréquence ($f > 1$ GHz).

Dans la gamme basse fréquence, l'amplitude du champ présente des fluctuations pseudo périodiques si la distance d émetteur-récepteur est supérieure à quelques centaines de mètres. De plus l'amplitude et la pseudo période dépendent de la position des antennes dans le plan transverse du tunnel. Pour interpréter les résultats expérimentaux de ce type, nous avons cherché à appliquer un modèle théorique simple, ce qui suppose que la section transverse du tunnel ait une forme canonique, rectangulaire ou circulaire. Comme les mesures ont montré une absence de symétrie de rotation autour de l'axe du tunnel, nous nous sommes orientés vers le tunnel rectangulaire et nous avons donc essayé de savoir s'il était possible de trouver un tunnel rectangulaire équivalent, qui permettrait de prédire de façon satisfaisante le comportement du champ.

L'approche théorique peut être menée soit à l'aide de la théorie des images (cas particulier de la théorie des rayons), soit à l'aide de la théorie modale. C'est cette dernière approche qui a été choisie car elle permet une meilleure interprétation des phénomènes.

A partir des quelques exemples présentés, nous avons vu que cette théorie permettait de retrouver les caractéristiques de la propagation. La notion de " modes actifs " dans le tunnel a également été introduite car elle apporte un élément d'information important pour l'étude des systèmes multi-antennes et notamment des systèmes MIMO.

Dans la gamme " haute fréquence ", la faible atténuation des modes ne permet plus d'effectuer une comparaison objective théorie - expérience basée sur la pseudo périodicité du signal et sur l'atténuation linéique du mode fondamental. Nous nous sommes donc orientés vers une approche essentiellement expérimentale pour déterminer d'autres paramètres caractéristiques du canal tels que les distances de corrélation aussi bien suivant l'axe du tunnel que dans le plan transverse.

La théorie de la propagation en tunnel rectangulaire ne prévoit pas de dépolarisation de l'onde à grande distance, contrairement à la théorie modale appliquée au tunnel circulaire et qui montre qu'il existe des positions et orientations d'antennes pouvant mener à une dépolarisation totale. De nombreuses mesures ont donc été effectuées mais les résultats montrent que dans un tunnel en forme d'arche, les ondes ne subissent pas de dépolarisation importante. Il faut mentionner que la rugosité des parois est faible, de l'ordre du centimètre et la conclusion précédente resterait à confirmer pour des tunnels à forte rugosité, les phénomènes de diffusion pouvant devenir importants.

Enfin les analyses large bande ont montré que la bande de cohérence est d'environ 11 MHz, l'étalement des retards étant de 5 ns. Ces valeurs restent pratiquement constantes dans la bande 2.8 - 5 GHz, une diminution de la bande de cohérence, donc une augmentation de l'étalement des retards étant cependant observées à des distances proches de l'émetteur, typiquement inférieures à 200 m.

Tous les résultats expérimentaux ont été obtenus dans un type de tunnel particulier, qui est un tunnel 2 voies, et on pourrait évidemment se poser le problème de l'extrapolation à d'autres types de tunnel. Compte tenu de l'expérience acquise mais également de celle accumulée au laboratoire depuis de nombreuses années, il apparaît que, pour un tunnel rectiligne, le modèle théorique simple que nous avons décrit est bien adapté à une caractérisation statistique du canal. Par contre, si la rugosité devient importante, comme c'est le cas dans un tunnel ferroviaire compte tenu de la présence du ballast, une caractérisation expérimentale devient souhaitable. L'approche modale décrite dans ce chapitre, même si elle ne permettait pas de prévoir les valeurs exactes du champ, a au moins l'avantage de donner des ordres de grandeur et d'aider à l'optimisation des systèmes de communications, comme par exemple les systèmes multi-antennes MIMO.

Bibliographie

[Bout 08] M. Boutin, A. Benzakour, C. Despins, and S. Affes. "Radio wave characterization and modeling in underground mine tunnels". *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, Vol. 56, No. 2, pp. 540–549, Feb. 2008.

[Cass 02] D. Cassioli, M. Z. Win, and A. F. Molisch. "The ultra-wide bandwidth indoor channel : From statistical study to simulations". *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 20, No. 6, pp. 1247–1257, Aug. 2002.

[Dida 00] D. Didascalou, T. M. Schafer, F. Weinmann, and W. Wiesbeck. "Ray-Density Normalization for Ray-Optical Wave Propagation Modeling in Arbitrarily Shaped Tunnels". *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, Vol. 48, No. 9, pp. 1316–1325, Sept. 2000.

[Dida 01] D. Didascalou, J. Maurer, and W. Wiesbeck. "Subway Tunnel Guided Electromagnetic Wave Propagation at Mobile Communications Frequencies". *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, Vol. 49, No. 11, pp. 1590–1596, Nov. 2001.

[Dudl 05] D. G. Dudley and H.-Y. Pao. "System Identification for wireless Propagation Channels in Tunnels". *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 53, No. 8, p. , August 2005.

[Dudl 06] D. G. Dudley and S. F. Mahmoud. "Linear Source in a Circular Tunnel". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 54, No. 7, pp. 2034–2047, July 2006.

[Dudl 07] D. G. Dudley, M. Lienard, S. F. Mahmoud, and P. Degauque. "Wireless propagation in tunnels". *IEEE Antennas Propag. Mag.*, Vol. 49, No. 2, pp. 11–26, 2007.

[Dudl 94] D. G. Dudley. *Mathematical Foundations for Electromagnetic Theory.* New York : IEEE Press, 1994.

[Emsl 75] A. G. Emslie, R. L. Lagace, and P. F. Strong. "Theory of the propagation of UHF radio waves in coal mine tunnels". *IEEE Trans.s on Antennas and Propag.*, Vol. AP-23, No. , pp. 192–205, 1975.

[Ghas 04] S. S. Ghassemzadeh, R. Jana, C. W. Rice, W. Turin, and V. Tarokh. "Measurement and modeling of an ultra-wide bandwidth indoor channel". *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 52, No. 10, pp. 1786–1796, Oct. 2004.

[Holl 00] C. L. Holloway, D. A. Hill, R. A. Dalke, and G. A. Hufford. "Radio wave propagation characteristics in lossy circular waveguises such as tunnels, mine shafts and boreholes". *IEEE Trans on Antennas and Propagation*, Vol. 48, No. , pp. 1354–1366, Sept. 2000.

[Lien 00] M. Lienard and P. Degauque. "Natural Wave Propagation in Mine Environments". *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, Vol. 48, No. 9, pp. 1326–1339, Sept. 2000.

[Lien 02] M. Lienard. “Du Modèle de Canal de Propagation à l'Optimisation des Systèmes de Télécommunications”. In : *Mémoire HDR*, Université de Lille, décembre 2002.

[Lien 03] M. Lienard, P. Degauque, J. Baudet, and D. Dégardin. “Investigation on MIMO channels in subway tunnels”. *IEEE J. on Selected Areas in Communications*, Vol. 21, No. 3, pp. 332 – 339, April 2003.

[Lien 06] M. Lienard, P. Degauque, and J. M. G. Pardo. “Wave propagation in tunnels in a MIMO context - A theoretical and experimental study”. In : *C. R. Acad. sci., Sér. IV Phys. Astrophys. 7*, 2006.

[Lien 07a] M. Lienard, A. Nasr, P. Degauque, and J. M. M. G. Pardo. “MIMO channel and polarization diversity in tunnels”. In : *URSI Com. F Int. Conf.*, Rio de Janeiro, 30 Oct-2 Nov 2007.

[Lien 07b] M. Lienard, A. Nasr, J. M. G. Pardo, and P. Degauque. “Experimental analysis of wave depolarization in arched tunnels”. In : *18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC'07*, Athens, Greece, September 3-7 2007.

[Lien 97] M. Lienard, P. Lefeuvre, and P. Degauque. “Remarques Concernant le Calcul de la Propagation D'ondes à Haute Fréquence en Tunnel”. *Ann. Telécommun.*, Vol. 52, No. 9-10, pp. 529–533, September 1997.

[Lien 99] M. Lienard and P. Degauque. “Channel modelling for the propagation in tunnel”. In : *COST 259 meeting and workshop on spatial channel models and adaptive antennas, TD 99*, Vienna, Au., 19-23 May 1999.

[Mahm 74] S. F. Mahmoud and J. R. Wait. “Geometrical optical approach for electromagnetic wave propagation in rectangular mine tunnels”. *Radio Science*, Vol. 9, No. , pp. 1147–1158, 1974.

[Moli 05] A. F. Molisch. “Ultrawideband Propagation Channels-Theory, Measurement, and Modeling”. *IEEE Trans. on Vehicular Techno.*, Vol. 54, No. 5, pp. 1528–1545, September 2005.

[Moli 08a] J. M. Molina-Garcia-Pardo, M. Lienard, P. Degauque, D. G. Dudley, and L. J. Llacer. “Interpretation of MIMO Channel Characteristics in Rectangular Tunnels From Modal Theory”. *IEEE Trans. on Vehicular Techno.*, Vol. 57, No. 3, pp. 1974–1979, May 2008.

[Moli 08b] J. M. Molina-Garcia-Pardo, M. Lienard, A. Nasr, and P. Degauque. “On the Possibility of Interpreting Field Variations and Polarization in Arched Tunnels Using a Model for Propagation in Rectangular or Circular Tunnels”. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 56, No. 4, pp. 1206–1211, April 2008.

[Moli 08c] J.-M. Molina-Garcia-Pardo, M. Lienard, A. Nasr, and P. Degauque. “Wideband Analysis of Large Scale and Small Scale Fading in Tunnels”. In : *Intelligent Transportation System Telecommunication Conf.*, Phuket, 22-24 Oct. 2008.

[Moli 08d] J. M. Molina-Garcia-Pardo, A. Nasr, M. Lienard, P. Degauque, and L. Juan-Llacer. “Modelling and understanding MIMO propagation in tunnels”. In : *ICWCUCA*, Val d'Or, Canada, 25-27 Aug 2008.

[Moli re] J. Molina-Garcia-Pardo, M. Lienard, and P. Degauque. "Propagation in Tunnels : Experimental Investigations and Channel Modeling in a Wide Frequency Band for MIMO Applications". In : *J. of the European Asso. for Signal Processing (EURASIP)*, à paraître.

[Nasr 06] A. Nasr, J. M. G. Pardo, M. Lienard, and P. Degauque. "Optimisation of antenna arrays for communication in tunnels". In : *3rd International Symposium on Wireless Communication Systems, ISWCS'06*, Valencia, Spain, September 5-8 2006.

[Nasr 08] A. Nasr, M. Lienard, P. Degauque, E. Simon, and P. Laly. "UWB Channel Characterization in Tunnels". In : *URSI/ IEEE Int. Symp. on Antennas and Propag.*, San Diego, 7 - 11 July 2008.

[Ndoh 04] M. Ndoh and G. Y. Delisle. "Undergorund mines wireless propagation modeling". In : *60th IEEE Vehicular Techno. Conf.*, Los Angeles, CA, 2004.

[Pard 08] J. M. G. Pardo, M. Lienard, and P. Degauque. "Propagation Channel and MIMO Capacity in Arched Tunnels". In : *IEEE Int. Conf on ICCDCS*, Cancun, April 27 -May 1st 2008.

[Popo 00] A. V. Popov and N. Y. Zhu. "Modeling Radio Wave Propagation in Tunnels with a Vectorial Parabolic Equation". *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, Vol. 48, No. 9, pp. 1403–1412, Sept. 2000.

[Wang 06] T.-S. Wang and C.-F. Yang. "Simulations and Measurements of Wave Propagations in Curved Road Tunnels for Signals From GSM Base Stations". *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, Vol. 54, No. 9, pp. 2577–2584, Sept. 2006.

Conclusion et perspectives

Le travail de thèse présenté dans ce mémoire porte sur les techniques multi-émetteurs, multi-récepteurs (MIMO) et plus particulièrement sur la caractérisation et la modélisation des canaux de propagation MIMO dans les environnements indoor et les tunnels routiers. Nous conclurons ce mémoire en rappelant les différentes contributions originales proposées au cours de l'étude et les perspectives de ce travail.

Originalités des travaux :

- La complexité d'implémentation des modèles existants nous a motivé à développer un nouveau modèle simple d'utilisation. Les caractérisations expérimentales décrites dans le chapitre 3 montrent que le canal de propagation indoor résulte de la superposition de composantes cohérentes et diffuses. Dans le premier cas, il s'agit d'ondes planes illuminant uniformément le réseau, les amplitudes et phases des composantes diffuses varient, quant à elles, aléatoirement d'un élément du réseau à un autre. Les origines de ces composantes ainsi que leur conséquence sur le signal reçu étant différentes, leur modélisation sera étudiée séparément. Nous avons essentiellement mis l'accent sur la modélisation des composantes cohérentes. Le modèle est basé sur la décomposition en matrice diagonale par bloc de la matrice du canal de propagation. Cette décomposition a été appliquée au cours de cette thèse pour un canal unidirectionnel ou bidirectionnel. Chaque bloc de la matrice diagonale étant associé à un cluster, il vient que cette décomposition est également une méthode mathématique simple permettant d'isoler les différents clusters présents dans le canal.
- La dimension des sous matrices et le nombre de sous matrices associées doivent être définis avec précision et correspondent, respectivement, à la dimension des sous-réseaux d'observations du canal qui est liée à son tour au nombre de trajets par cluster, et le nombre de clusters. Or,les techniques actuelles de détection du nombre de trajets sont peu performantes dans le cas d'un SNR faible ou encore d'un nombre d'observations insuffisant. C'est précisément dans ce cadre que nous avons proposé les deux contributions suivantes :
  - La première repose sur l'utilisation de nouveaux indicateurs d'inégalité entre les valeurs propres déduites de la décomposition de la matrice du canal dans une base orthogonale. Elle permet une estimation plus fiable de la dimension de l'espace signal déduit de la décomposition.
  - La deuxième utilise la propriété d'entrelacement des valeurs propres qui peut être assimilée à un suréchantillonnage dans le domaine des valeurs propres. Au travers des simulations, nous avons montré que cette dernière proposition apporte une nette amélioration que ça soit dans le cas d'un faible nombre d'observations ou un faible SNR. La détection

du nombre des trajets et l'estimation de leurs paramètres permettent, par la suite, une estimation fiable du nombre de clusters et de rayons contenus dans chacun des clusters.

- Une méthode originale de séparation des composantes diffuses et cohérentes est appliquée à l'ensemble des mesures. Il s'agit d'un algorithme récursif qui extrait successivement les composantes cohérentes de la réponse impulsionnelle. A chaque itération, le facteur de Rice pondéré du profil de puissance moyenne est calculé, le retard, pour lequel le maximum de cette fonction est atteint, est sélectionné. La fonction de transfert correspondante à ce retard est soustraite de la fonction de transfert obtenu à l'itération précédente. Notons que cette méthode permet également d'extraire le nombre de composantes cohérentes.
- Les connaissances acquises dans le domaine de la caractérisation du canal de propagation en indoor et la maîtrise des algorithmes de résolution de problèmes inverses tels que SAGE ou Esprit m'ont permis de développer une méthode originale de localisation en environnement indoor. Ce point n'a pas été abordé dans le mémoire, le projet étant arrivé à maturité à la fin de ma thèse. Le système global nécessite au minimum un mobile et deux récepteurs fixes. Chaque système doit disposer d'un réseau d'au minimum 3 antennes. L'hypothèse de base est qu'entre un réseau d'émission et un réseau de réception, il existe au moins deux rayons ayant subi au plus une réflexion. Le principe général de la méthode se base sur la connaissance des écarts d'angle entre les directions de départ, des écarts de temps séparant l'arrivée de rayons successifs, et enfin des directions d'arrivée absolues (donc définies dans un repère). Cet ensemble de données mène à un nombre d'équations identique à celui du nombre d'inconnues. La résolution de ce système d'équations peut se faire par des méthodes classiques basées, par exemple, sur la recherche du minimum d'une fonction non linéaire multi variables.

Ce travail a donné lieu à un brevet d'invention.

L'ensemble des travaux décrits dans ce mémoire ont fait l'objet de

- 2 publications écrites ;
- 2 communications orales invitées ;
- 10 communications ;
- 1 brevet.

Perspectives de recherche

- Les études théoriques sur les algorithmes de problèmes inverses ont mis en évidence leurs qualités mais aussi leurs faiblesses notamment dans le cas où le canal n'est pas parfaitement stationnaire. Pour obtenir une précision de l'ordre du degré sur l'estimation des angles de départ/arrivée des rayons, par exemple pour des applications de localisation, il est nécessaire de disposer de réseaux rectangulaire ou sphérique de taille au moins supérieure à quelques longueur d'onde. La résolution est, de plus, accrue si on augmente le degré de liberté c'est-à-dire en estimant en parallèle les six composantes du signal, l'amplitude, la DOD et DOA en azimut et élévation, le retard. Si avec des canaux générés théoriquement, les erreurs entre les angles estimés et théoriques sont très faibles, il n'en reste pas moins qu'avec les fichiers expérimentaux et dans certains scénarios, la non stationnarité spatiale des signaux reçus par les éléments du réseau introduit des erreurs dans les estimations des paramètres. Après avoir développé dans le cadre de ma thèse les principaux algorithmes de problèmes inverses, un étudiant poursuit actuellement ces travaux et analyse ces erreurs sur l'estimations des angles et retards en fonction des non uniformités du signal observées sur l'ensemble du réseau, une étude paramétrique exhaustive est en cours.

- Le procédé de localisation va également être validé à partir de simulations. Il s'agit de trouver des procédures mathématiques pour accélérer la convergence des équations non linéaires et de vérifier à partir de simulateur de canal indoor, les hypothèses de base sur la probabilité pour une antenne de recevoir un rayon ayant subi au plus une réflexion et ceci quelle que soit la position de l'émetteur. .
- Dans ce mémoire nous avons décrit une nouvelle méthode de modélisation des canaux MIMO. Ce modèle est illustré pour une modélisation des angles d'arrivée ou départ des rayons en environnement indoor. Il s'agissait bien entendu d'une étape préliminaire. Une équipe du laboratoire INTEC de l'université de Gand travaille en collaboration avec le laboratoire TELICE/IEMN pour étendre ce modèle aux canaux multidimensionnels.
- Les travaux de caractérisations des canaux en tunnel se poursuivent avec l'Université de Carthagéna en Espagne pour étendre le modèle décrit au chapitre 4 aux communications très large bande.

Annexe

Annexe B1

En référant à l'équation 2.23 du chapitre 1, ci-après le calcul détaillé du logarithme de cette quantité :

$$\begin{aligned} \mathscr{L}\left(\boldsymbol{\vartheta}^{(l)}|H\right) &= pdf(H|\boldsymbol{\vartheta}^{(l)}) \\ &= \prod_{n=1}^{N} \frac{1}{\pi^M \det(\mathcal{R}^{(l)})} e^{-\boldsymbol{h}_n^{\mathsf{h}}[\mathcal{R}^{(l)}]^{-1}\boldsymbol{h}_n} \end{aligned} \tag{4.24}$$

$$\begin{aligned} -\log\left[\mathscr{L}(\vartheta^{(l)}|H)\right] &= -\log\left(\prod_{n=1}^{N} \frac{1}{\pi^M \det(\mathcal{R}^{(l)})} e^{-\boldsymbol{h}_n^{\mathsf{h}}[\mathcal{R}^{(l)}]^{-1}\boldsymbol{h}_n}\right) \\ &= \sum_{n=1}^{N} \log\left(\pi^M \det(\mathcal{R}^{(l)})\right) + \boldsymbol{h}_n^{\mathsf{h}}[\mathcal{R}^{(l)}]^{-1}\boldsymbol{h}_n \\ &= NM\log(\pi) + N\log\left(\det(\mathcal{R}^{(l)})\right) + \underbrace{\sum_{n=1}^{N} \boldsymbol{h}_n^{\mathsf{h}}[\mathcal{R}^{(l)}]^{-1}\boldsymbol{h}_n}_{I} \quad (4.25) \end{aligned} \tag{4.26}$$

$\boldsymbol{h}_n$ et $\mathcal{R}$ sont, respectivement, un vecteur colonne et une matrice carrée. Donc, la quantité I est un scalaire vérifiant :

$$\begin{aligned} I &= tr\,(I) \\ &= tr\left(\sum_{n=1}^{N} \boldsymbol{h}_n^{\mathsf{h}}[\mathcal{R}^{(l)}]^{-1}\boldsymbol{h}_n\right) \\ &= tr\left(\sum_{n=1}^{N}[\mathcal{R}^{(l)}]^{-1}\boldsymbol{h}_n\boldsymbol{h}_n^{\mathsf{h}}\right) \\ &= tr\left([\mathcal{R}^{(l)}]^{-1}\sum_{n=1}^{N}\boldsymbol{h}_n\boldsymbol{h}_n^{\mathsf{h}}\right) \\ &= tr\left([\mathcal{R}^{(l)}]^{-1}N\widetilde{R}\right) \\ &= Ntr\left([\mathcal{R}^{(l)}]^{-1}\widetilde{R}\right) \end{aligned} \tag{4.27}$$

L'utilisation de (4.27) dans (4.25) donne :

$$-\log\left[\mathscr{L}(\vartheta^{(l)}|H)\right] = NM\log(\pi) + N\log\left(\det(\mathcal{R}^{(l)})\right) + Ntr\left([\mathcal{R}^{(l)}]^{-1}\widetilde{R}\right) \tag{4.28}$$

Annexe 2

Longueur minimale de description robuste (RMDL) [Fish]

Parmi les récentes propositions pour l'amélioration des critères basés sur la théorie de l'information, on distingue la technique RMDL. Cette dernière renforce la performance de MDL dans le cas d'une déviation dans l'hypothèse du bruit blanc. En effet, les premiers ITC sont très sensibles à une déviation dans la modélisation du bruit, supposé spatialement blanc. Suite à une telle déviation, la multiplicité de la petite valeur propre est égale à 1 et par conséquent MDL et AIC perdent de leurs robustesses.

Dans ce cas, le vecteur bruit $\boldsymbol{n}$ est toujours supposé blanc dans le temps et indépendant des trajets $\boldsymbol{\gamma}$ mais sa matrice de corrélation $\mathcal{R}_{\boldsymbol{n}} = \sigma^2 \mathbf{I}_M + diag(\mathbf{w})$ n'est plus proportionnelle à l'identité. Le nouveau terme, $diag(\mathbf{w})$, représente la déviation par rapport à l'hypothèse du bruit spatialement blanc gaussien. $diag(.)$ est une matrice diagonale formée à partir du vecteur $\mathbf{w}$ dont la moyenne est nulle.

On redéfinit l'espace des paramètres $\boldsymbol{\vartheta}^{(l)} = \left[\mathcal{R}_S^{(l)}, \mathbf{A}^{(l)}, \sigma^2_{(l)}, \mathbf{w}^{(l)}\right]$ tel que :

- $R_{\boldsymbol{\gamma}}^{(l)}$: la matrice de corrélation des l trajets,
- $A^{(l)}$: la matrice directionnelle relative aux l trajets,
- $\sigma^2_{(l)}$: le niveau du bruit blanc gaussien dans le temps et dans l'espace,
- $\mathbf{w}^{(l)}$: le vecteur représentant la déviation par rapport à l'hypothèse du bruit spatialement blanc

En introduisant la modification au niveau de la modélisation du bruit, la matrice de corrélation s'écrit ainsi :

$$\mathcal{R}^{(l)} = \mathbf{A}^{(l)} \mathcal{R}_{\boldsymbol{\gamma}}^{(l)} \mathbf{A}^{H(l)} + \sigma^2_{(l)} \mathbf{I} + diag(\mathbf{w}^{(l)}) \tag{4.29}$$

Le report de ce modèle dans le critère MDL défini par (2.24),donne :

$$\begin{aligned} RMDL(l) \;=\; & N \log \left[det \left(\widehat{\mathbf{A}}^{(l)} \widehat{\mathcal{R}}_{\boldsymbol{\gamma}}^{(l)} \widehat{\mathbf{A}}^{H(l)} + \hat{\sigma}^2_{(l)} \mathbf{I} + diag(\hat{\mathbf{w}}^{(l)}) \right) \right] + \\ & N \; tr \left[\left(\widehat{\mathbf{A}}^{(l)} \widehat{\mathcal{R}}_{\boldsymbol{\gamma}}^{(l)} \widehat{\mathbf{A}}^{H(l)} + \hat{\sigma}^2_{(l)} \mathbf{I} + diag(\hat{\mathbf{w}}^{(l)}) \right)^{-1} \widetilde{R} \right] + \\ & \tfrac{1}{2}(l(2M - l) + M) \log(N) \end{aligned} \tag{4.30}$$

Où $[\widehat{\mathcal{R}}_{\boldsymbol{\gamma}}^{(l)}, \widehat{\mathbf{A}}^{(l)}, \hat{\sigma}_l^{(l)2}, \hat{\mathbf{w}}^{(l)}]$ est le vecteur estimé au sens du maximum de vraisemblance de $\boldsymbol{\vartheta}$ en présence de l sources. Dans la plupart des cas, on utilise le maximum de vraisemblance (4.31) ou le critère du moindre carré (4.32) pour estimer $\boldsymbol{\vartheta}$.

$$\hat{\boldsymbol{\vartheta}}_{\mathscr{L}}^{(l)} = \arg\max_{\boldsymbol{\vartheta}_l} \left(\log \left[\mathscr{L}(\boldsymbol{\vartheta}^{(l)} | \mathbf{X}) \right] \right) = \arg\max_{\boldsymbol{\vartheta}_l} \left(\log \left[\prod_{n=1}^{N} \frac{e^{\boldsymbol{h}_v(t_n)^{\mathrm{h}} [R^{(l)}]^{-1} \boldsymbol{h}_v(t_n)}}{\pi^M \det(R^{(l)})} \right] \right) \tag{4.31}$$

$$\hat{\boldsymbol{\vartheta}}_{LS}^{(l)} = \arg\min_{\boldsymbol{\vartheta}_l} \|\widetilde{\mathcal{R}} - \mathcal{R}^{(l)}\|_F^2 = \arg\min_{\boldsymbol{\vartheta}_l} \sum_{i=1}^{M} \sum_{j=1}^{M} \|\tilde{r}_{i,j} - r_{i,j}^{(l)}\|^2 \tag{4.32}$$

Dans les deux cas (4.31) et (4.32), on est amené à traiter un problème non linéaire d'optimisation multidimensionnelle pour chaque nombre possible l des trajets. Pour surmonter la complexicité de ce calcul, RMDL propose une nouvelle méthode basée sur "Serial Interference Cancellation" (SIC). D'où un nouveau algorithme est adopté pour estimer $\boldsymbol{\vartheta}^l$. SIC est principalement dédié au cas d'une communication à accès multiple pour estimer les paramètres liés à de nombreux utilisateurs. On présente ci-dessous son principe dans le cas simple de deux utilisateurs :

a- Estimation des paramètres relatifs au premier utilisateur à partir des données.
b- Estimation des paramètres relatifs au second utilisateur à partir de l'erreur résultante.
c- Ré-estimation des paramètres relatifs au premier utilisateur à partir du signal total reçu après soustraction de celui estimé pour le deuxième.
d- Réitération de l'étape b et c jusqu'à la convergence.

A partir de (4.30), on déduit une formulation plus compacte pour $\boldsymbol{\vartheta}^{(l)}$ s'exprimant ainsi [1] :

$$\boldsymbol{\vartheta}^{(l)} = [\underbrace{\mathbf{A}^{(l)}R_\gamma^{(l)}\mathbf{A}^{H(l)}, \ \sigma^2_{(l)}}_{g_1}, \ \underbrace{\mathbf{w}^{(l)}}_{g_2}] \quad \text{tel que} \quad \mathbf{A}^{(l)}R_\gamma^{(l)}\mathbf{A}^{H(l)} = \sum_{i=1}^{l}\lambda_i\mathbf{u}_i\mathbf{u}_i^{\mathsf{h}} \tag{4.33}$$

On répartit $\boldsymbol{\vartheta}_l$ en deux sous groupes g_1 et g_2. On associe g_1 aux paramètres relatifs au premier utilisateur, et g_2 à ceux du deuxième utilisateur dans le but de se retrouver dans les mêmes conditions que l'algorithme SIC décrit ci-dessus.

on définit $\mathbf{E}_i^{(l)} = \widetilde{R} - \mathbf{w}_i^{(l)}$, la matrice erreur au niveau de la $i^{ème}$ itération. On note que pour $i = 1$, on a $\mathbf{E}_1^{(l)} = \widetilde{R}$. Au niveau de la $(i+1)^{ème}$ itération la meilleure estimation de g_1 au sens du maximum de vraisemblance et du moindre carré est :

$$\hat{\sigma}^2_{(l),i} = \frac{1}{M-l}\sum_{k=l+1}^{M}\tilde{\lambda}_k \tag{4.34}$$

$$\left(\widehat{\mathbf{A}^{(l)}R_\gamma^{(l)}\mathbf{A}^{\mathsf{h}(l)}}\right)_i = \sum_{k=1}^{l}(\tilde{\lambda}_k - \hat{\sigma}^2_{(l),i})\tilde{\mathbf{u}}_k\tilde{\mathbf{u}}_k^{\mathsf{h}} \tag{4.35}$$

où $\tilde{\lambda}_1 \geq \cdots \geq \tilde{\lambda}_l$ et $\tilde{\mathbf{u}}_1, \cdots, \tilde{\mathbf{u}}_l$ sont respectivement les valeurs propres et les vecteurs propres correspondants de $\mathbf{E}_i$. La meilleure estimation de $\mathbf{w}_{i+1}^{(l)}$ au sens du maximum de vraisemblance et du moindre carré qu'on déduit de (4.34) et (4.35) est la suivante :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{w}}_{i+1}^{(l)} &= diag\,(\mathbf{E}_i) \\ &= diag\left(\widetilde{R} - \left(\widehat{\mathbf{A}^{(l)}R_\gamma^{(l)}\mathbf{A}^{\mathsf{h}(l)}}\right)_i - \hat{\sigma}^2_{(l),i}\mathbf{I}_M\right) \end{aligned} \tag{4.36}$$

Le report de (4.34), (4.35) et (4.36) dans (4.30) permet d'estimer le nombre des sources de la manière suivante :

$$\widehat{L} = \arg\min_{l=0,1,\cdots,M-1} RMDL(l) \tag{4.37}$$

[1] $\mathbf{A}_l\mathcal{R}_S^{(l)}\mathbf{A}^{H(l)}$ est une matrice hermitienne définie positive de rang l

MDL non-uniforme (NU-MDL) [Aoua 04]

Une autre proposition, portant sur la déviation dans l'hypothèse concernant le bruit, traite le cas d'un bruit non-uniforme (NU-MDL). En effet, dans la pratique la puissance du bruit est différente d'une antenne à une autre. De ce fait, le critère NU-MDL, définie une nouvelle fonction de vraisemblance permettant d'éliminer la contribution de chaque antenne favorisant la non-uniformité du bruit au niveau du réseau. Il est évident que ce critère reste aussi valable dans le cas d'un bruit uniforme. Dans ce dernier cas, il s'identifie au critère MDL déjà présenté.

Supposons qu'on supprime le $m^{ième}(1 \leq m \leq M)$ vecteur ligne de la matrice directionnelle $\mathbf{A}$. Ceci est équivalent à l'élimination de la $m^{ième}$ antenne. La matrice de corrélation de taille $(M-1) \times (M-1)$ résultante est donné par (4.38).

$$R_m = \mathbf{A}_m R_{\boldsymbol{\gamma}} \mathbf{A}_m^{\mathsf{h}} + diag\left(\sigma_1^2, \cdots, \sigma_{m-1}^2, \sigma_{m+1}^2, \cdots, \sigma_M^2\right) \tag{4.38}$$

R_m se déduit de R en supprimant le $m^{ième}$ vecteur ligne et le $m^{ième}$ vecteur colonne de R(4.39).

$$\mathcal{R}_{\mathbf{X},m} \;=\; \begin{array}{c} \left[\begin{array}{cc} r_{11}, \cdots, r_{1,m-1} & r_{1,m+1}, \cdots, r_{1,M} \\ \vdots \quad \ddots \quad \vdots & \vdots \quad \ddots \quad \vdots \\ r_{m-1,1}, \cdots, r_{m-1,m-1} & r_{m-1,m+1}, \cdots, r_{m-1,M} \\ & \\ r_{m+1,1}, \cdots, r_{m+1,m-1} & r_{m+1,m+1}, \cdots, r_{m+1,M} \\ \vdots \quad \ddots \quad \vdots & \vdots \quad \ddots \quad \vdots \\ r_{M,1}, \cdots, r_{M,m-1} & r_{M,m+1}, \cdots, r_{M,M} \end{array}\right] \begin{array}{c} \\ \\ \\ \rightarrow \boldsymbol{r}_m^{\mathsf{h}} \\ \\ \\ \\ \end{array} \\ \downarrow \\ \boldsymbol{r}_m \end{array} \tag{4.39}$$

Soit $\boldsymbol{r}$ le vecteur $\boldsymbol{r}_m$ privé de l'élément $r_{m,m}$. $\boldsymbol{r}$ s'exprime ainsi :

$$\boldsymbol{r} = \mathbf{A}_m R_{\boldsymbol{\gamma}} \mathbf{b}_m^{\mathsf{h}} \tag{4.40}$$

où $\mathbf{b}_m$ est le vecteur ligne supprimé de $\mathbf{A}$. La décomposition en valeur propre de R_m donne (4.41).

$$\mathcal{R}_{\mathbf{X}m} = \mathbf{E}\mathbf{D}\mathbf{E}^{\mathsf{h}} \qquad \text{tel que} \left\{ \begin{array}{l} \mathbf{E} = [\mathbf{e}_1, \cdots, \mathbf{e}_{M-1}] \\ \mathbf{D} = diag(\lambda_1, \cdots, \lambda_{M-1}) \end{array} \right. \tag{4.41}$$

Ensuite, on définit une matrice unitaire $\mathbf{U}$ de la manière suivante :

$$\mathbf{U} \;=\; \begin{array}{c} \left[\begin{array}{ccc} e_{11}, \cdots, e_{1,m-1} & 0 & e_{1,m+1}, \cdots, e_{1,M} \\ \vdots \quad \ddots \quad \vdots & \vdots & \vdots \quad \ddots \quad \vdots \\ e_{m-1,1}, \cdots, e_{m-1,m-1} & 0 & e_{m-1,m+1}, \cdots, e_{m-1,M} \\ 0, \cdots, 0 & 1 & 0, \cdots, 0 \\ e_{m+1,1}, \cdots, e_{m+1,m-1} & 0 & e_{m+1,m+1}, \cdots, e_{m+1,M} \\ \vdots \quad \ddots \quad \vdots & \vdots & \vdots \quad \ddots \quad \vdots \\ e_{M,1}, \cdots, e_{M,m-1} & 0 & e_{M,m+1}, \cdots, e_{M,M} \end{array}\right] \begin{array}{c} \\ \\ \\ \rightarrow \boldsymbol{r}_m^{\mathsf{h}} \\ \\ \\ \\ \end{array} \\ \downarrow \\ \boldsymbol{r}_m \end{array} \tag{4.42}$$

où $e_{1 \leq i,j \leq M-1}$ sont les éléments de $\mathbf{E}$ définis dans (4.41). On applique la transformation unitaire suivante à la matrice R :

$$\begin{aligned} R &= \mathbf{U}^{\mathsf{h}} R \mathbf{U} \\ &= \begin{bmatrix} \lambda_1 & & & c_1 & & & \\ & \ddots & & \vdots & & & \\ & & \lambda_{m-1} & c_{m-1} & & & \\ c_1^{\mathsf{h}} & \cdots & c_{m-1}^{\mathsf{h}} & r_{m,m} & c_m^{\mathsf{h}} & \cdots & c_{M-1}^{\mathsf{h}} \\ & & & c_m & \lambda_m & & \\ & & & \vdots & & \ddots & \\ & & & c_{M-1} & & & \lambda_{M-1} \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{4.43}$$

Soit $\mathbf{c} = [c_1, c_2, \cdots, c_{M-1}]^T$ tel que $\|c_1\| \geq \|c_2\| \cdots \geq \|c_{M-1}\|$. A partir de l'équation (4.40), on déduit que :

$$c_i = \mathbf{e}_i^{\mathsf{h}} \mathbf{A}_m R_{\boldsymbol{\gamma}} \mathbf{b}_m^{\mathsf{h}} \tag{4.44}$$

Sachant que le sous-espace bruit est orthogonal à $\mathbf{A}_m$, l'élément c_i doit vérifier la condition (4.45) pour tous $1 \leq i \leq M-1$.

$$c_i \begin{cases} = 0 & \text{si } \mathbf{e}_i \text{ est un vecteur propre du sous-espace bruit,} \\ \neq 0 & \text{si } \mathbf{e}_i \text{ est un vecteur propre du sous-espace signal.} \end{cases} \tag{4.45}$$

Une interprétation géométrique de c_i est la projection du $m^{ième}$ vecteur de $R_{\boldsymbol{\gamma}}$ sur le $m^{ième}$ vecteur propre $\mathbf{e}_m$ de $R_{\boldsymbol{\gamma}}$. Donc en se basant sur les éléments du vecteur $\mathbf{c}$, le résultat du test (4.45) permet de distinguer entre le sous-espace bruit et le sous-espace signal. Autrement dit, les éléments de $\mathbf{c}$ auront la forme suivante :

$$\|c_1\| \geq \|c_2\| \geq \cdots \geq \|c_l\| \geq \|c_{l+1}\| = \cdots = \|c_{M-1}\| = 0 \tag{4.46}$$

Cependant, étant donné que le nombre d'observation N est fini et que le bruit est non-uniforme l'écriture (4.46) ne peut jamais être obtenue dans la pratique. Alors, pour l'estimation du nombre des sources, on va se baser sur l'information que porte le vecteur $\mathbf{c}$ définie dans l'expression (4.43). Pour cela, on reprend l'expression du logarithme du maximum de vraisemblance déjà donnée par (2.24) :

$$-\log\left[\mathscr{L}(\hat{\vartheta}^{(l)}|H)\right] = N \log\left[\det(R^{(l)})\right] + N\, tr\left([R^{(l)}]^{-1}\widetilde{R}\right) \tag{4.47}$$

Rappelons que la matrice $\mathbf{U}$ donnée par (4.42) est unitaire ($\mathbf{U}\mathbf{U}^{\mathsf{h}} = \mathbf{U}^{\mathsf{h}}\mathbf{U} = \mathbf{I}_M$) et que les opérateurs $det(Y)$ et $tr(Y)$ sont invariants par une transformation unitaire sur toute matrice Y. D'ou en remplaçant dans (4.47), $\widetilde{\mathcal{R}}_{\mathbf{X}}$ par $\widetilde{\mathcal{R}}_{\mathbf{X}} = \mathbf{U}^{\mathsf{h}}\widetilde{\mathcal{R}}_{\mathbf{X}}\mathbf{U}$ définie par (4.43) ainsi que $[\mathcal{R}_{\mathbf{X}}^{(l)}]^{-1}$ par $[\mathcal{R}_{\mathbf{X}}^{(l)}]^{-1}$, l'expression (4.47) dévient :

$$-\log\left[\mathscr{L}(l)\right] = N \log\left[\det(\mathcal{R}_{\mathbf{X}}^{(l)})\right] + N\, tr\left([\mathcal{R}_{\mathbf{X}}^{(l)}]^{-1}\widetilde{\mathcal{R}}_{\mathbf{X}}\right) \tag{4.48}$$

Vue que $\mathcal{R}_{\mathbf{X}}$ est une matrice en bloc (4.43), on déduit que :

$$\begin{aligned} \det(\mathcal{R}_{\mathbf{X}}^{(l)}) &= det\left(\mathbf{D}^{(l)}\right) \det\left(r_{m,m} - \mathbf{c}^{\mathsf{h}}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{c}\right) \\ &= \left(\prod_{m=1}^{M-1} \lambda_m\right)\left(r_{m,m} - \sum_{i=1}^{l} \frac{\|c_i\|^2}{\lambda_i}\right) \end{aligned} \tag{4.49}$$

$$tr\left([\mathcal{R}_{\mathbf{X}}^{(l)}]^{-1}\widetilde{\mathcal{R}}_{\mathbf{X}}\right) \approx M \tag{4.50}$$

En reportant (4.49) et (4.50) dans (4.48) et en éliminant et les termes indépendant de l, on obtient (4.51) présentant le premier terme de ITC.

$$-\log\left[\mathscr{L}(l)\right] = N \log\left(r_{m,m} - \sum_{i=1}^{l} \frac{\|c_i\|^2}{\lambda_i}\right) \tag{4.51}$$

En ce qui concerne le second terme du critère ITC, NU-MDL utilise la même fonction d'ajustement que celle du critère MDL. D'ou la formule complète de ce critère s'énonce ainsi :

$$\text{NU-MDL}(l) = N \log\left(r_{m,m} - \sum_{i=1}^{l} \frac{\|c_i\|^2}{\lambda_i}\right) + \frac{1}{2}\left(l + l^2\right)\log(N) \tag{4.52}$$

Le nombre des sources estimés est donné par (4.53)

$$\widehat{L} = \arg \min_{0 \leq l \leq M-1} \frac{1}{M} \sum_{m=1}^{M} \text{NU-MDL}(l) \tag{4.53}$$

Longueur predictive minimale de description (PDL) [Vala 04b]

PDL offre une approche différente par rapport aux critères précédents pour la description de la longueur du code des données. Il est basée sur le codage prédictif des données. En effet, à chaque observation réalisée le vecteur des paramètres $\boldsymbol{\vartheta}^{(l)}$ est estimé à partir de l'observation qui la précède. Soient N observations $(\mathbf{x}_n)_{1 \leq n \leq N}$. le critère PDL correspondant à la $N^{\text{ième}}$ observation s'exprime ainsi :

$$PDL(N) = -\sum_{n=1}^{N} \log\left[\mathscr{L}(\hat{\boldsymbol{\vartheta}}_{n-1}^{(l)} | \mathbf{x}_n)\right] \tag{4.54}$$

Dans l'expression (4.54),$\hat{\boldsymbol{\vartheta}}_{n-1}^{(l)}$ désigne le vecteur paramètre relatif à l'observation $\mathbf{X}_{n-1} = [\mathbf{x}_1, \cdots, \mathbf{x}_{n-1}]$. Le point initial dans le terme de la sommation est arbitraire, c'est à dire qu'on peut commencer par un indice n_0 tel que $1 \leq n_0 < N$.

Dans [Vala 04a], on décompose la matrice de corrélation $\mathcal{R}_{\mathbf{X}_n}$ de la manière suivante :

$$\mathcal{R}_{\mathbf{X}_n} = \mathcal{R}_{\mathbf{S}_n} + \mathcal{R}_{\mathbf{B}_n} \tag{4.55}$$

où $\mathcal{R}_{\mathbf{S}_n}$ et $\mathcal{R}_{\mathbf{B}_n}$ sont respectivement la projection de $\mathcal{R}_{\mathbf{X}_n}$ sur le sous-espace signal et le sous-espace bruit. On définie la matrice de corrélation à l'instant t_n par (4.56)

$$\mathcal{R}_{\mathbf{X}_n} = \alpha \mathcal{R}_{\mathbf{X}_{n-1}} + (1-\alpha)\mathbf{x}_n \mathbf{x}_n^{\mathsf{h}} \tag{4.56}$$

Où le coefficient $\alpha \in]0,1[$ est un facteur réel de lissement paramétrable.A partir de (4.55) et (4.56), on déduit que :

$$\mathcal{R}_{\mathbf{X}_n} = \alpha \mathcal{R}_{\mathbf{S}_{n-1}} + \alpha \mathcal{R}_{\mathbf{B}_{n-1}} + (1-\alpha)\mathbf{x}_n \mathbf{x}_n^{\mathsf{h}} \tag{4.57}$$

Une estimation au sens du maximum de vraisemblance de $\mathcal{R}_{\mathbf{S}_{n-1}}$ et $\mathcal{R}_{\mathbf{B}_{n-1}}$ nécessite la connaissance de $\Phi_n^{(l)}$. Pour cela, on utilise l'algorithme proposé par [Zisk 88] pour l'estimation de $\Phi_n^{(l)}$ dont on en déduit $\widehat{\mathcal{R}}_{\mathbf{S}_{n-1}}$ et $\widehat{\mathcal{R}}_{\mathbf{B}_{n-1}}$. En utilisant ces résultats, le critère PDL s'énonce ainsi :

$$PDL_l(N) = \sum_{n=1}^{N}\left[\log\left(det\left(\widehat{\mathcal{R}}_{\mathbf{S}_{n-1}}^{(l)}\right)\right) + (M-l)\log\left(\frac{1}{M-l} tr\left(\widehat{\mathcal{R}}_{\mathbf{B}_{n-1}}^{(l)}\right)\right) + \mathbf{x}_n^{\mathsf{h}}\left(\widehat{\mathcal{R}}_{\mathbf{S}_{n-1}}^{(l)} + \widehat{\mathcal{R}}_{\mathbf{B}_{n-1}}^{(l)}\right)^{-1}\mathbf{x}_n\right] \tag{4.58}$$

Pour les N observations, le nombre de sources estimé est donné par :

$$\widehat{L} = \arg \min_{0 \leq l \leq (M-1)} PDL_l(N) \tag{4.59}$$

Vu qu'on traite les observations une à une, ce critère peut être appliqué dans le cas d'un canal non-stationnaire. Il permet de détecter l'apparition des nouveaux sources ainsi que leurs disparitions.

Bibliographie

[Aoua 04] S. Aouada, A. Zoubir, and C. M. S. See. “Source detection in the presence of nonuniform noise”. *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2004. Proceedings. (ICASSP 04). IEEE International Conference on*, Vol. 2, pp. ii–165–8 vol.2, 17-21 May 2004.

[Fish] E. Fishler and H. V. Poor. “Robust Estimation of the Number of Sources via the Minimum Description Length Estimator”.

[Vala 04a] S. Valaee. “An information theoretic approach to source enumeration in array signal processing”. *IEEE, Trans. Signal Processing*, Vol. 52, No. 5, pp. 66–70, 2004.

[Vala 04b] S. Valaee and P. Kabal. “An information theoretic approach to source enumeration in array signal processing”. *Signal Processing, IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 52, No. 5, pp. 1171–1178, May 2004.

[Zisk 88] I. Ziskind and M. Wax. “Maximum likelihood localization of multiple sources by alternating projection”. *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, Vol. 36, No. 10, Oct. 1988.

Liste des Publications

Brevet

1. NASR A., LIENARD M., DEGAUQUE P., *"Système et procédé de localisation d'un objet mobile communicant"*.

Revues internationales avec comité de lecture

2. MOLINA-GARCIA-PARDO J., NASR A., LIENARD M., DEGAUQUE P., *"On the Possibility of Interpreting Field Variations and Polarization in Arched Tunnels Using a Model for Propagation in Rectangular or Circular Tunnels"*, accepted for publication in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, March 2007.
3. NASR A., LIENARD M., DEGAUQUE P., *"Pre-processing technique for improving the estimation of the number of paths in a noisy environment"*, accepted for publication in Electon. Lett, September 2007.

Communications internationales avec actes

4. NASR A., LIENARD M., DEGAUQUE P., *"Improved technique for estimating the number of paths in a MIMO context"*, 3rd International Symposium on Wireless Communication Systems, ISWCS'06, Valencia, Spain, september 5-8, 2006.
5. NASR A., LIENARD M., DEGAUQUE P., *"Propagation in noisy multipath environment : extraction of paths characteristics"*, EMC Europe Workshop, Paris june 14-15, 2007.
6. NASR A., LIENARD M., DEGAUQUE P., *"Improved technique for estimating the number of path in noisy environment"*, Cost 2100, TD(07), Duisburg, Germany, September 10-12, 2007.
7. NASR A., LIENARD M., DEGAUQUE P., *"Extraction of cluster parameters from a block-diagonal form of the channel matrix"*, submitted in Cost 2100, TD (08), Wroclaw, Poland, February 6th - 8th, 2008.
8. A. Nasr, M. Lienard, P. Degauque, E. Simon and P. Laly, *"UWB Channel Characterization in Tunnels"*, URSI-IEEE Int. Symp. on Antennas and Propag., San Diego, 7 - 11 July 2008

9. Jean-Marc Conrat, H. Dekov, A. Nasr, M. Liénard, *"Analysis of the space-time Propagation Channel Behavior in Outdoor-to-Indoor environment"*, Cost 2100, TD(08), Lille, France, October 6-8, 2008.
10. M. Lienard, A. Nasr, P. Degauque and J. M. Molina Garcia Pardo, *"MIMO channel and polarization diversity in tunnels"*, URSI Com. F Int. Conf., Rio de Janeiro, 30 Oct - 2 Nov 2007.
11. J. M. Molina-Garcia-Pardo, A. Nasr, M. Liénard, P. Degauque and L. Juan-Llacer, *"Modelling and understanding MIMO propagation in tunnels"*, ICWCUCA, Val d'Or, Canada, 25-27 Aug. 2008
12. Jean-Marc Conrat, H. Dekov, A. Nasr, M. Liénard, *"Analysis of the space-time Propagation Channel Behavior in Outdoor-to-Indoor Environment"*, IEEE Vehicular Technology Conference, VTC-Spring Barcelona, 6-29 April 2009.
13. J.-M. Molina-Garcia-Pardo, M. Lienard, A. Nasr and P. Degauque, *"Wideband Analysis of Large Scale and Small Scale Fading in Tunnels"*, Intelligent Transportation System Telecommunication Conf., Phuket, 22-24 Oct. 2008

Conférences invitées

14. NASR A., MOLINA-GARCIA-PARDO J., LIENARD M., DEGAUQUE P., *"Optimisation of antenna arrays for communication in tunnels"*, 3rd International Symposium on Wireless Communication Systems, ISWCS'06, Valencia, Spain, september 5-8, 2006.
15. LIENARD M., NASR A., MOLINA-GARCIA-PARDO J., DEGAUQUE P., *"Wave Propagation in Tunnel : An Experimental analysis"*, IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 07), Athens (Greece).

Rapports de contrat

16. STEFANUT P., NASR A., LALY P., LIENARD M., DEGAUQUE P., *"Systèmes de Réception dans un Pôle d'Echanges Métropolitain"*, Projet VIATIC, 2007.