HAL
open science

Relation entre canal de propagation et canaux virtuels MIMO : étude et expérimentation

Patrice Pajusco, Nadine Malhouroux-Gaffet

To cite this version:

Patrice Pajusco, Nadine Malhouroux-Gaffet. Relation entre canal de propagation et canaux virtuels MIMO : étude et expérimentation. Journées scientifiques 2009 : "Propagation et télédétection", Mar 2009, Paris, France. hal-01912165

HAL Id: hal-01912165

https://hal.science/hal-01912165v1

Submitted on 5 Nov 2018

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

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

Relation entre canal de propagation et canaux virtuels MIMO
Etude et expérimentation

Relationship between propagation channel and virtual MIMO channel
Simulation and experimental study

Patrice Pajusco*, Nadine Malhouroux**

* Telecom Bretagne, Brest, patrice.pajusco@telecom-bretagne.eu
** Orange Labs, Belfort, nadine.malhouroux@orange-ftgroup.com

Résumé :

La capacité de transmission d'un canal multi-antennes dépend de nombreux facteurs physiques tels que le rapport signal à bruit, la structure spatio-temporelle du canal de propagation, la géométrie du réseau d'antennes, le diagramme de rayonnement des capteurs… Parmi tous ces éléments, seul le canal de propagation constitue une véritable contrainte imposée par l'environnement aux concepteurs de nouvelles interfaces radio. L'objet de cette communication est d'explorer les relations qui existent entre le canal de propagation et la capacité que peut atteindre un système de communication.

La capacité MIMO est par définition calculée à partir des modes propres du canal de transmission. Des simulations sont réalisées pour mettre en évidence les relations qui existent entre le rayonnement associé à chaque mode propre du canal de transmission et la structure spatio-temporelle du canal de propagation. Cette étude tente d'apporter une meilleure compréhension physique de l'origine des canaux virtuels et des degrés de liberté qui peuvent être obtenus. En complément de l'approche par simulation, une technique de mesure permettant d'estimer la structure spatio-temporelle d'un canal de propagation est présentée. L'originalité de la méthode repose sur le caractère 3D des caractéristiques obtenues levant toutes les ambigüités généralement présentes dans les analyses MIMO. Quelques résultats expérimentaux en milieu indoor sont également présentés.

Mot Clés : Propagation, MIMO, Mode propre, Mesure

Abstract:

The channel capacity of a MIMO telecommunication system depends on different parameters such as the signal to noise ratio, the space-time characteristics of the propagation channel, the antenna array geometry and the antenna pattern. However, the propagation channel remains the heaviest constraint imposed to designers of new air interface. This paper investigates relationships between propagation channel and the upper bound channel capacity.

From the MIMO channel capacity definition, computer simulations are performed to highlight the relationship between the radiation pattern of virtual channels and the space-time characteristics of the propagation channel. It provides a better understanding of the virtual channel building mechanisms and the degrees of freedom which are achievable. In addition to the simulation approach, a novel experimentation is presented which allows an estimate of the full 3D space-time characterization including polarization state. Some experimental results in indoor environment are detailed.

Keywords: Propagation, MIMO, Eigen mode, Measurement

1. Introduction

La capacité de transmission d'un canal multi-antennes dépend de nombreux facteurs physiques tels que le rapport signal à bruit, la structure spatio-temporelle du canal de propagation, la géométrie du réseau d'antenne, le diagramme de rayonnement des capteurs… Parmi tous ces éléments, seul le canal de propagation constitue une véritable contrainte imposée par l'environnement aux concepteurs de nouvelles interfaces radio. Comme l'indique E. Bonek dans [1], il est indispensable de bien comprendre les phénomènes sous-jacents pour établir des modèles et des conclusions fiables. L'objet de cette communication est d'explorer les relations qui existent entre le canal de propagation physique et les canaux virtuels d'un système de transmission MIMO. Cette étude permettra de mieux définir et comprendre l'origine de la capacité maximale d'un canal de transmission.

A partir de la définition de la capacité MIMO, des simulations seront réalisées pour mettre en évidence les relations qui existent entre le rayonnement associé à chaque mode propre du canal transmission et la structure spatio-temporelle du canal de propagation. Cette étude est importante pour l'ingénierie et la simulation globale. En effet, la combinaison des antennes formant les canaux virtuels donne lieu à un rayonnement électromagnétique qui n'est plus omnidirectionnel. La prévision du champ et surtout des interférences ne sont plus uniquement liées à l'antenne mais également au canal de propagation. Cette étude est également importante pour apporter une meilleure compréhension physique de l'origine des canaux virtuels, de la capacité associée et des degrés de liberté qui peuvent être obtenus. En complément de l'approche par simulation, une technique de mesure capable d'estimer la structure spatio-temporelle d'un canal réel sera présentée. L'originalité de la méthode repose sur le caractère exhaustif et non ambigu des caractéristiques obtenues. Quelques résultats expérimentaux obtenus en milieu indoor seront également présentés.

2. Quelques définitions

2.1. Canal de transmission et propagation

En premier lieu, il est important de bien distinguer la différence entre le canal de transmission et le canal de propagation. Un canal de transmission SISO peut être vu comme un quadripôle formé par les deux extrémités des antennes de la liaison radio. La fonction de transfert est très simple à obtenir en utilisant par exemple un analyseur de réseau vectoriel. Le canal de propagation est une notion plus abstraite car ses caractéristiques ne sont pas directement mesurables. Il peut être défini simplement comme le canal de transmission sans l'effet des antennes. La figure 1 illustre graphiquement cette définition.

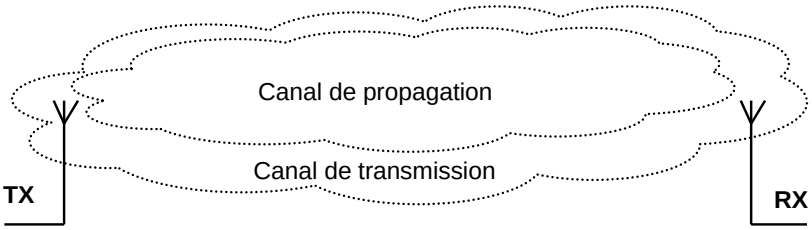

Figure 1 : Définition du canal de transmission et propagation

2.2. Canal MIMO

Une liaison multi capteurs est définie comme un système de transmission avec n_{TX} antennes d'émission et n_{RX} antennes de réception. En considérant une liaison en bande étroite, le canal de propagation, peut être modélisé par une matrice complexe H de dimension $n_{RX} \times n_{TX}$. Chaque élément $h_{i,j}$ de la matrice H représente l'affaiblissement complexe de transmission entre l'antenne de réception i et l'antenne d'émission j. Soit X le vecteur contenant les différents signaux appliqués aux antennes d'émission, soit Y le vecteur contenant les signaux reçus. En l'absence de bruit, le signal reçu s'exprime sous la forme :

$$Y = HX \qquad \text{Eq. 1}$$

En utilisant une décomposition en valeurs singulières, la matrice H qui n'est pas forcement carrée peut être factorisée sous la forme :

$$H = U\Sigma V^H \qquad \text{Eq. 2}$$

avec

$V = \lfloor v_1, v_2, v_3 \cdots v_{n_{RX}} \rfloor$ une matrice unitaire de dimension $n_{TX} \times n_{TX}$ contenant les vecteurs colonnes v_k de la base d'entrée.

$U = \lfloor u_1, u_2, u_3 \cdots u_{n_{RX}} \rfloor$ une matrice unitaire de dimension $n_{RX} \times n_{RX}$ contenant les vecteurs colonnes u_k de la base de sortie.

Σ la matrice diagonale contenant les valeurs singulières rangées par ordre décroissant.

Les valeurs singulières sont positives ou nulles. Les valeurs non nulles correspondent aux valeurs propres de la matrice HH^H, identiques aux valeurs propres non nulles de $H^H H$. Soit $X' = V^H X$ la représentation de X dans la base d'entrée et $Y' = U^{-1}Y$ la représentation de Y dans la base de sortie, on obtient la relation simplifiée : $Y' = \Sigma X'$. Σ étant diagonale, la transmission est équivalente à la transmission de flux en parallèles, dont l'amplitude de chaque canal virtuel k est donné par $\Sigma_{k,k}$. Les figure 2a et figure 2b montrent respectivement les deux représentations $Y = HX$ et $Y' = \Sigma X'$.

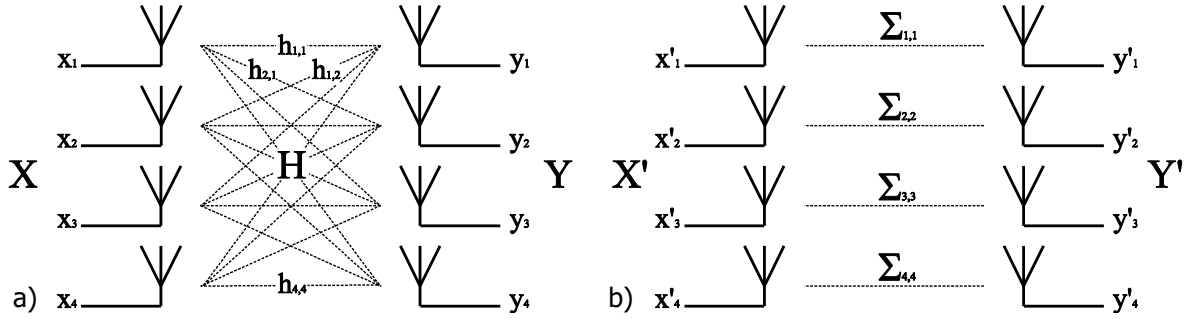

Figure 2 : Définition d'une liaison MIMO dans la base réelle (a) et dans l'espace adapté (b)

2.3. Capacité d'un canal

La notion de capacité de canal a été introduite par Claude Shannon en 1948 [2]. Dans le cas d'une liaison entre deux antennes, la capacité exprimée en bit/s/Hz est donné par l'équation 3.

$$C_{SISO} = \log_2(1+\rho) \ \ bps.Hz^{-1} \qquad \text{Eq. 3}$$

avec ρ le rapport signal à bruit en linéaire et C la capacité. Cette définition met en évidence deux propriétés fondamentales. D'une part, la capacité croît avec rapport signal à bruit. D'autre part, plus le rapport signal à bruit est important, plus l'accroissement de la capacité est coûteuse en terme de puissance.

L'accroissement de la capacité d'un système de communication MIMO repose sur la transmission simultanée des données sur les canaux virtuels précédents. Le nombre de canaux est directement lié au nombre de valeurs propres significatives de la matrice HH^t. Ainsi, plus le nombre de valeurs propres sera élevé, plus la capacité sera potentiellement augmentée. La capacité totale de la transmission MIMO est définie comme la somme de la capacité de chaque canal virtuel. L'expression est donnée par :

$$C_{MIMO} = \sum_{i=1}^{\min(n_T, n_R)} \log_2\left(1 + \frac{\rho}{n_T}\lambda_i\right) \qquad \text{Eq. 4}$$

En fonction de la stratégie d'allocation de la puissance sur chaque canal virtuel, la capacité obtenue sera différente. La solution optimale consiste à utiliser l'algorithme de Water-Filling.

2.4. Mode propre de rayonnement

Les canaux réels et virtuels en transmission MIMO ont été rappelés sur la figure 2a et la figure 2b. Considérons le k^{ième} canal virtuel associé à la k^{ième} valeur singulière non nulle de la matrice canal H.

$$u'_k \, y_k = \Sigma_{k,k} v'_k \, x_k \qquad \text{Eq. 5}$$

Cette expression signifie que pour exploiter le k^{ième} canal virtuel, il suffit de pondérer le réseau d'antennes à l'émission par le vecteur u'_k et le réseau d'antennes à la réception par le vecteur v'_k. Le canal virtuel ainsi formé aura un gain de $\Sigma_{k,k}$ et sera orthogonal aux autres canaux virtuels. Le diagramme d'antenne de chaque élément du réseau étant connu, il est possible de déterminer le diagramme équivalent lié à cette pondération. Soit $a_i^{TX}(\theta,\varphi)$ le diagramme de rayonnement vectoriel de l'antenne n°i du réseau d'émission, c'est-à-dire les composantes complexes $\vec{e}_\theta$ et $\vec{e}_\varphi$ en fonction des directions θ et φ de rayonnement. On définit de façon similaire $a_i^{RX}(\theta,\varphi)$ le diagramme de rayonnement de l'antenne n°i du réseau de réception. Le diagramme de rayonnement à l'émission $A_k^{TX}(\theta,\varphi)$ et à la réception $A_k^{RX}(\theta,\varphi)$ associé au k^{ième} canal virtuel est donné par :

$$A_k^{TX}(\theta,\varphi) = \sum_{i=1}^{n_{Tx}} a_i^{TX}(\theta,\varphi) \times u'_k(i) \qquad \text{Eq. 6}$$

$$A_k^{RX}(\theta,\varphi) = \sum_{i=1}^{n_{Rx}} a_i^{RX}(\theta,\varphi) \times v'_k(i) \qquad \text{Eq. 7}$$

La suite du document va mettre en évidence les relations entre ces diagrammes de rayonnement et la structure spatio-temporelle du canal.

3. Relation entre canal physique et canaux virtuels

3.1. Introduction

La matrice H du canal de transmission résulte de la combinaison des lois régissant la propagation entre le point d'émission et le point de réception, des caractéristiques des antennes et des caractéristiques géométriques des réseaux d'antennes. Il existe a priori une relation entre les caractéristiques physiques du canal de propagation, c'est-à-dire les caractéristiques spatio-temporelles du milieu de propagation et la décomposition mathématique. Certains auteurs tels que Loyka [3] se sont intéressés à cette problématique dans le cas des guides d'ondes. Cette configuration est suffisamment simple pour obtenir des résultats analytiques. Il est, par exemple, possible de comparer les différents modes de propagation du guide d'onde avec les modes engendrés par un réseau MIMO placé dans le guide. Ces résultats sont intéressants car chacun des modes du guide d'onde peut être assimilé à une onde plane subissant un nombre particulier de réflexions. L'inconvénient majeur reste le peu de représentativité d'une transmission radio-mobile en milieu réel. A partir de simulations, nous allons approfondir cette problématique dans le cas d'une transmission MIMO sans fil en environnement de type 'intérieur des bâtiments'.

3.2. Principe de simulation du canal

Le simulateur de canal développé utilise une modélisation doublement directionnelle introduite dans [4]. Cette approche permet de traiter les antennes indépendamment du canal de propagation. Ainsi, le canal de transmission peut être connu quelque soit la géométrie du réseau d'antennes. La plupart des modèles de canaux MIMO s'appuie sur ce formalisme (802.11n, UMTS, Wimax...). Le

principe consiste à modéliser le canal par un ensemble de trajets décrit par leurs caractéristiques physiques : direction de départ, direction d'arrivée, atténuation complexe de chaque polarisation, temps de retard, doppler.

Le canal de transmission MIMO est ensuite obtenu à partir des caractéristiques des trajets, de la géométrie des réseaux et des caractéristiques de rayonnement des antennes. L'implémentation de ce modèle nécessite certaines précautions et optimisations, détaillé dans [5], pour aboutir à un calcul fiable et rapide.

3.3. Configuration de la simulation

Le choix de la géométrie des réseaux est très important. En effet, la plupart des géométries de réseaux MIMO présente des ambigüités. Par exemple, les réseaux linéaires présentent une ambigüité conique. Ainsi deux rayons issus de directions différentes peuvent être perçus de façon identique par le réseau et par conséquent réduire le nombre de degrés de liberté du canal MIMO. Afin d'éviter ce type de limitation, des réseaux circulaires sont considérés dans les simulations parce qu'ils ne présentent pas d'ambigüité en azimut. Les simulations sont réalisées à 5 GHz, bande de fréquence de plus en plus utilisée par le WIFI. Les deux réseaux de capteurs sont constitués de 30 capteurs polarisés verticalement et répartis sur un cercle de 10 cm de rayon. Cette configuration correspond à un espacement entre les capteurs de $\lambda/3$. Dans un premier temps, afin de simplifier la représentation des résultats, les modèles de trajets seront limités dans le plan horizontal avec une polarisation purement verticale. De plus, la dépolarisation du canal ne sera pas pris en compte.

Pour chaque simulation seront représentés de part et d'autre de la liaison, la géométrie du canal de propagation et les diagrammes de rayonnement associés à chaque valeur singulière. L'amplitude des rayons est proportionnelle à la longueur du rayon. A titre d'exemple, la figure 3 représente le résultat d'une simulation avec un seul trajet. Une seule valeur singulière est obtenue et le canal virtuel associé correspond à une formation de faisceau dans la direction de l'unique trajet.

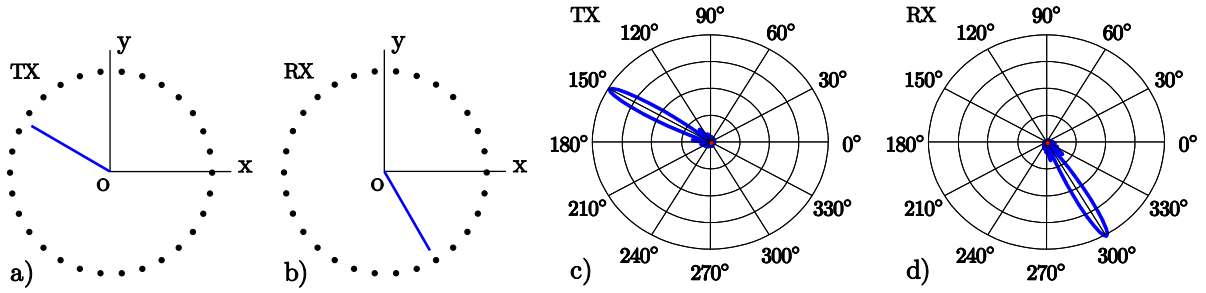

Figure 3 : Simulation du rayonnement propre en présence d'un seul trajet

3.4. Influence du nombre de trajets

Le canal, représenté sur les figure 4a et figure 4b, est constitué de 2 trajets de directions distinctes et d'amplitudes respective 1 et 0,5. Les figure 4c et figure 4d montrent respectivement les rayonnements associés à chaque valeur singulière du réseau d'émission et du réseau de réception. Les couleurs correspondent à l'indice de chaque valeur singulière. Il n'existe a priori aucune relation entre les couleurs des figures a-b et les couleurs des figures c-d. La décomposition en valeurs singulières permet d'identifier 2 valeurs non nulles. Compte tenu de la séparation suffisante entre les trajets, il y a ici identité entre le nombre de valeurs singulières et le nombre de trajets de propagation. La décomposition conserve la relation entre direction de départ et direction d'arrivée de chaque trajet. Chaque valeur singulière porte un trajet particulier et l'amplitude de la valeur singulière est sensiblement proportionnelle à la puissance du trajet.

.

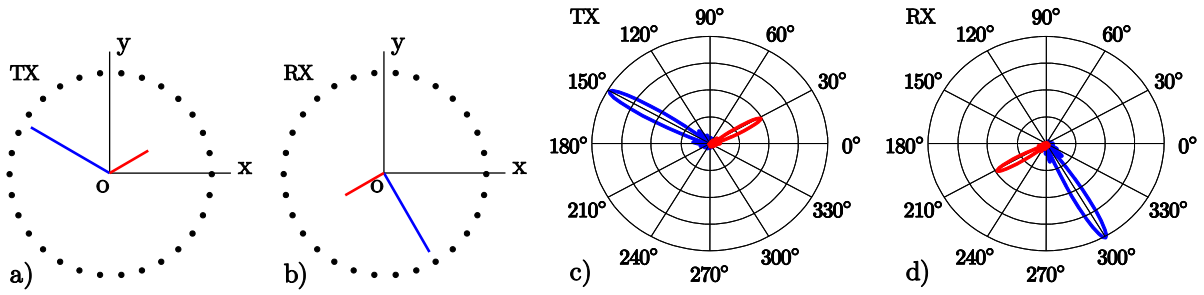

Figure 4 : Exemple de rayonnement propre en présence d'un canal à 2 trajets

Cette identité entre chaque valeur singulière et un trajet physique ne constitue pas une généralité. Pour une même configuration géométrique, la variation de l'amplitude ou de la phase des trajets peut modifier significativement la décomposition. Le rayonnement d'une valeur singulière peut être associé à plusieurs trajets. Pour illustrer cette remarque, la figure 5 donne le résultat en considérant le même modèle avec des amplitudes identiques de trajets différents.

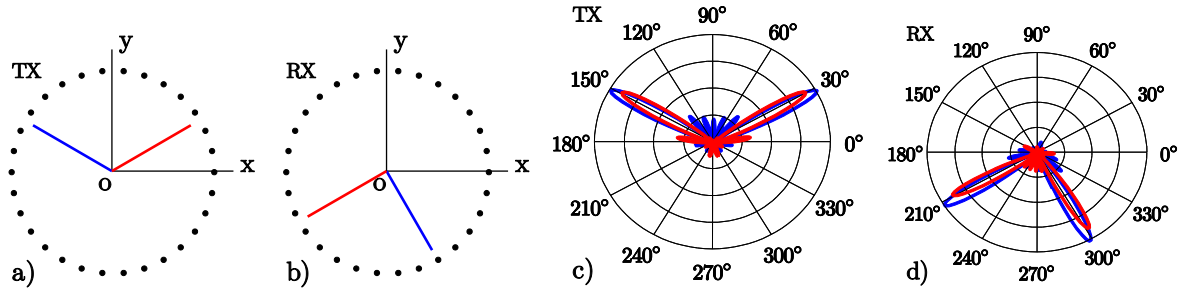

Figure 5 : Rayonnement propre en présence d'un canal à 2 trajets

Il fait apparaître une décomposition où chaque valeur singulière « exploite » simultanément les deux trajets de propagation, sans pour autant pointer exactement dans la bonne direction. Les directions de pointage de chaque valeur singulière présentent des erreurs opposées. Par conséquent, le diagramme de rayonnement moyen des valeurs singulières est en accord avec les trajets physiques. Cette remarque est également applicable à l'amplitude.

Tous ces résultats restent valables avec un nombre de trajets quelconque, sous réserve que les trajets soient indépendants. Cette condition nécessite de disposer de trajets suffisamment espacés angulairement par rapport à la résolution angulaire du réseau. Cette condition s'applique de part et d'autre de la liaison et sur l'ensemble des trajets. Considérons un modèle avec 3 trajets d'amplitudes identiques et dont deux d'entre eux ont une direction d'arrivée voisine. Le résultat, illustré sur la figure 6, montre que seules deux valeurs propres portent l'essentiel de l'énergie.

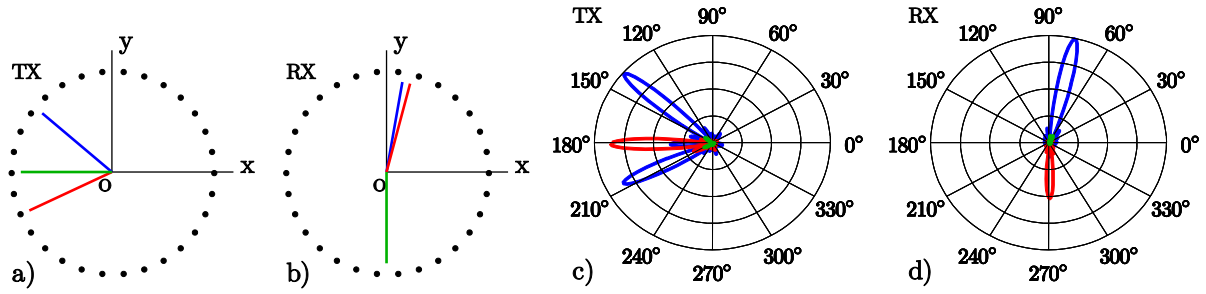

Figure 6 : Influence des trajets proches

3.5. Généralisation en 3D avec la polarisation

Afin de généraliser les résultats précédents, il est indispensable de considérer des trajets en 3D avec une polarisation arbitraire. Pour atteindre cet objectif, chaque élément du réseau circulaire a été remplacé par un réseau linéaire vertical constitué de 5 éléments. Chacun des éléments est constitué de deux antennes isotropes en polarisation croisée. Ceci forme un réseau cylindrique de 300 antennes dont la structure géométrique est représentée sur la figure 7. La polarisation étant maintenant prise en compte dans la simulation, le gain d'un trajet n'est plus exprimé par une simple valeur d'atténuation complexe mais par une matrice complexe de dimension 2×2. Cette matrice permet d'exprimer la dépolarisation d'un trajet.

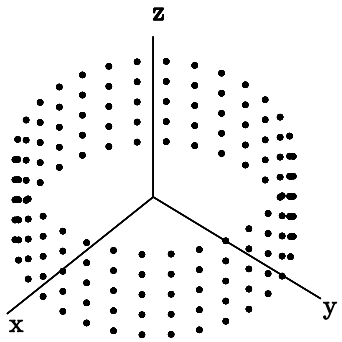

Figure 7 : Géométrique du réseau cylindrique

Considérons un trajet ayant les caractéristiques géométriques suivantes : $\theta_{départ} = 135°$, $\theta_{arrivée} = 45°$, $\varphi_{départ} = 60°$, $\varphi_{arrivée} = 0°$. En condition de transmission en espace libre avec un seul trajet, le canal MIMO fait apparaître deux valeurs singulières d'amplitudes identiques. Ce doublement du nombre de valeurs singulières est dû à l'indépendance des deux polarisations. Les rayonnements propres correspondant à chaque valeur singulière sont présentés sur la figure 8. Ils correspondent la direction physique du trajet. Les segments bleus indiquent la trajectoire du champ $\vec{E}$ montrent l'orthogonalité de polarisation entre les deux rayonnements propres.

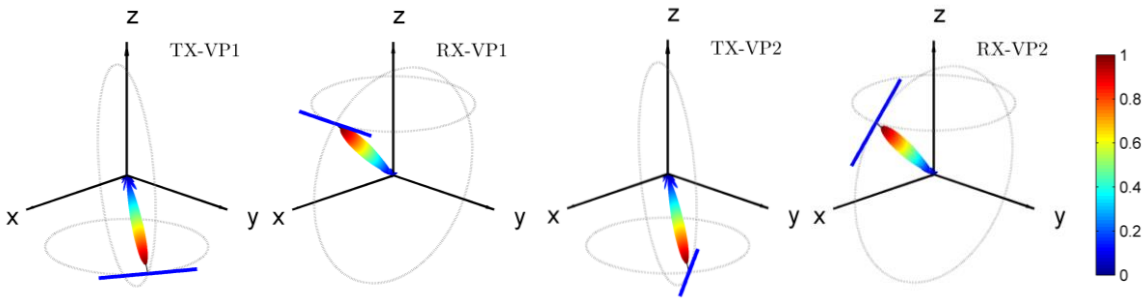

Figure 8 : Rayonnement propre en condition de visibilité

En présence de dépolarisation, le nombre de valeurs propres reste égal au nombre de deux. Toutefois, les amplitudes peuvent être très différentes en fonction du conditionnement de la matrice de gain du trajet. A titre d'exemple, on considère maintenant un canal dont la dépolarisation est d'environ 10%. Le module du gain en puissance est donné par [0,9 0,1 ; 0,1 0,9], et la phase est supposée aléatoire. Une réalisation de ce modèle est représenté sur la figure 9. Les rayonnements propres correspondent bien à la direction physique des trajets. Toutefois, la répartition de l'énergie n'est plus uniforme entre les canaux virtuels et la polarisation est arbitraire. La première valeur singulière concentre l'essentiel de l'énergie.

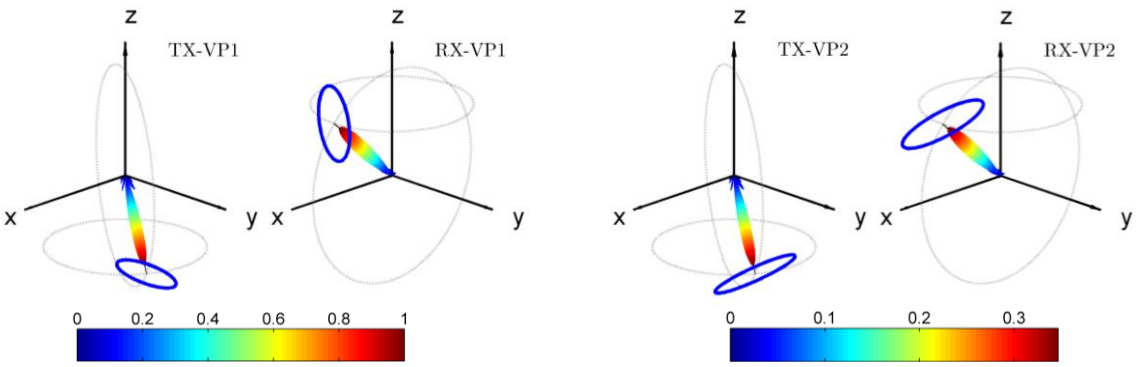

Figure 9 : Rayonnement propre du réseau avec 1 trajet dépolarisé

Des simulations impliquant plusieurs trajets ont également été réalisées. Même en l'absence de dépolarisation, l'existence de plusieurs trajets implique un déséquilibre des valeurs propres. Mise à part les remarques précédentes, les conclusions obtenues en 2D restent valables en 3D.

3.6. Conclusion

A partir du développement d'une chaîne de simulation du canal de propagation incluant des réseaux d'antennes et le canal de propagation, des relations entre canaux virtuels et canaux réels ont été explorées. L'ensemble de ces résultats a été obtenu avec des réseaux circulaires et cylindriques. Cette étude a permis de montrer que le nombre de valeurs propres correspond sensiblement au nombre de trajets indépendants. La notion d'indépendance peut être définie par un espacement angulaire supérieur à la résolution du réseau d'antenne, des directions de départ et d'arrivée indépendantes des autres trajets. La direction maximale de pointage des modes propres correspond au trajet physique mais peut présenter des écarts qui disparaissent en considérant l'ensemble des diagrammes propres. A l'exception de quelques cas particuliers, il n'y a pas de relation bijective entre le rayonnement d'une valeur singulière et la direction d'un trajet Par ailleurs, l'introduction de la polarisation double le nombre de valeurs propres. A l'exception de la condition de visibilité où les amplitudes des valeurs propres sont identiques, les valeurs sont généralement différentes en raison de la dépolarisation provoquée par les antennes et le canal.

4. Etude du rayonnement propre en environnement réel

4.1. Introduction

De nombreuses études expérimentales ont été menées pour modéliser le canal MIMO. Les expérimentations les plus avancées utilisent des mesures doublement directionnelles. Toutefois, les dispositifs généralement utilisés n'apportent qu'une connaissance partielle. Ces limitations sont liées à la complexité de la mise en œuvre des réseaux de capteurs non ambigus. Cette complexité est encore accrue en contexte ultra large bande. Afin de palier ces limitations, une méthode de mesure offrant un compromis entre précision des résultats et complexité a été présentée dans [6]. Elle permet d'effectuer une caractérisation MIMO ultra large bande avec des réseaux de capteurs non ambigus. De part le nombre important de capteurs et l'absence d'ambigüité, un tel dispositif est particulièrement adapté à l'étude des degrés de liberté du canal et des diagrammes de rayonnement associés à la décomposition en valeurs singulières. Pour une meilleure compréhension des résultats, le dispositif de mesure est présenté brièvement ci-dessous.

4.2. Architecture de l'équipement de mesure

La géométrie du réseau de capteurs est très importante pour l'analyse spatio-temporelle du canal de propagation. Pour un même nombre de capteurs, le réseau circulaire est plus efficace pour réaliser une analyse directionnelle en 3 dimensions [7]. Les réseaux circulaires permettent de dépointer sur 360° en conservant des caractéristiques de faisceaux sensiblement identiques. Ils permettent également d'obtenir un dépointage en élévation. Cependant, construits à partir d'éléments standards de type dipôle, les réseaux d'antennes circulaires souffrent de certaines limitations : ambigüité haut/bas, impossibilité de dépointer dans la direction des pôles, sensibilité à une seule polarisation, faible résolution verticale dans le plan horizontal.

L'utilisation d'un réseau circulaire, où chaque élément est constitué d'un ensemble d'antennes élémentaires placé sur un cube, permet de s'affranchir des contraintes inhérentes aux réseaux d'antennes circulaires classiques [8]. Le capteur ultra large bande élémentaire, léger et de petite taille, est un mono-cône adapté dans la bande 3-10 GHz. Le diagramme de rayonnement est omnidirectionnel. Pour des raisons de mise en œuvre, le réseau circulaire est virtuel et le réseau cubique multiaxes est seul. Ce réseau hybride permet de dépointer dans une direction (3D) et une polarisation arbitraire. L'ensemble du réseau d'antennes virtuelles est représenté sur la figure 10.

Figure 10 : Réseau virtuel circulaire d'antenne multi-axes UWB
a) Capteur ULB b) Réseau ULB c) Réseau virtuel circulaire

Pour étudier le rayonnement électromagnétique de chaque mode du canal MIMO, il est indispensable de connaître le diagramme de chaque capteur, plus précisément les composantes complexe $\vec{e}_\theta$ et $\vec{e}_\varphi$ en fonction des directions θ et φ de rayonnement. La calibration en phase entre chaque antenne physique est également requise. Cette opération est d'autant plus délicate que le système fonctionne sur une grande bande de fréquence. Toutefois, cette architecture permet d'effectuer en quelques heures une caractérisation complète du dispositif sur l'ensemble de la bande ultra large bande. Le principe de calibration est décrit plus en détail [6].

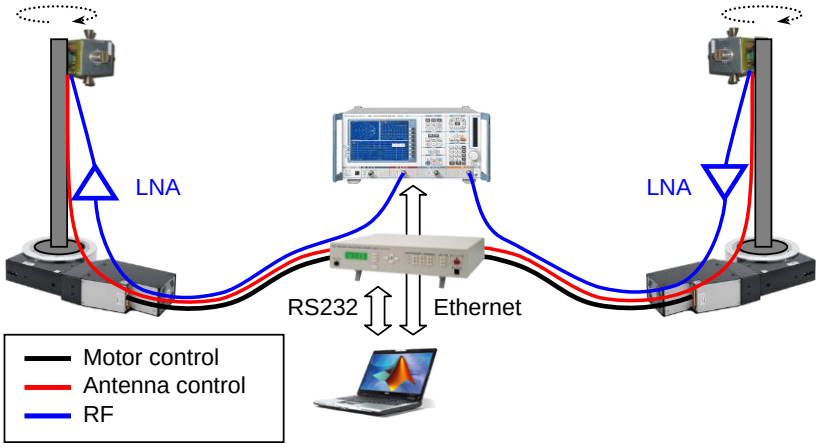

Figure 11 : Synoptique du sondeur de canal MIMO ultra large bande

Deux réseaux virtuels ont été réalisés et intégrés dans une chaîne complète de mesure pour caractériser le canal de propagation MIMO ultra large bande. Le synoptique de l'équipement est représenté sur la figure 11. Le pilotage des positionneurs des deux réseaux circulaires virtuels est réalisé par un unique contrôleur. Le canal de propagation est estimé au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel. Le recours à des amplificateurs faibles bruits a été nécessaire pour améliorer le bilan de liaison. L'ensemble des équipements est piloté par un PC.

Afin d'obtenir un temps de mesures raisonnable, seules 3 des 5 antennes du cube ont été utilisées. Pour respecter l'échantillonnage spatial sur l'ensemble de la bande UWB, 60 points ont été mesurés sur le cercle soit une matrice MIMO de 180x180. Au total, le canal a été mesuré sur 4000 fréquences. Cette configuration nécessite environ 4h et représente 1 Go de données brutes.

4.3. Résultats obtenus en chambre anéchoïque

Afin de qualifier le dispositif, une expérimentation a été réalisée en salle anéchoïque. La distance entre les antennes était de 4,5 m, respectant ainsi la configuration de champ lointain quelque soit la

fréquence entre 3 et 10 GHz. Dans cette configuration représentée sur la figure 12, seul un trajet existe. Le nombre de valeurs singulières est défini ici comme le nombre de valeurs singulières dont la somme contient au moins 90% de la puissance totale. L'analyse des mesures montre que ce nombre est égal à 2 quelque soit la fréquence. Ce résultat est conforme aux simulations précédentes en présence d'un trajet. Comme illustré sur la figure 13, les directions de pointage sont en accord avec la position des antennes. Par contre, les amplitudes ne sont pas parfaitement identiques et les polarisations ne sont pas parfaitement orthogonales. Ceci témoigne probablement d'une dépolarisation au niveau des antennes.

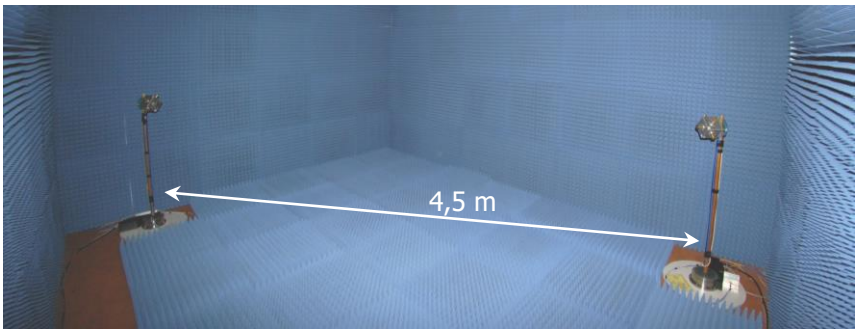

Figure 12 : Configuration de l'expérimentation en chambre anéchoïque

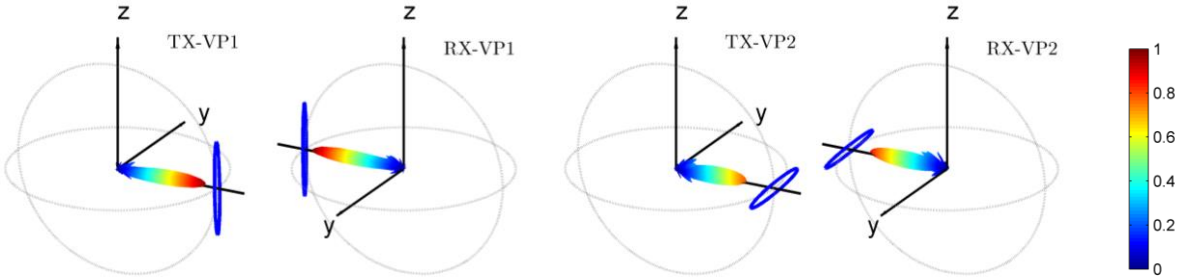

Figure 13 : Exemple à 5 GHz du rayonnement propre en chambre anéchoïque

4.4. Evaluation en configuration réelle

Afin d'étudier le nombre de degré de liberté en configuration réelle, une expérimentation a été menée dans une salle de réunion. Les réseaux virtuels ont été placées à chaque extrémité de la table. Une photo panoramique en projection équirectangulaire représente l'environnement complet depuis le point d'émission.

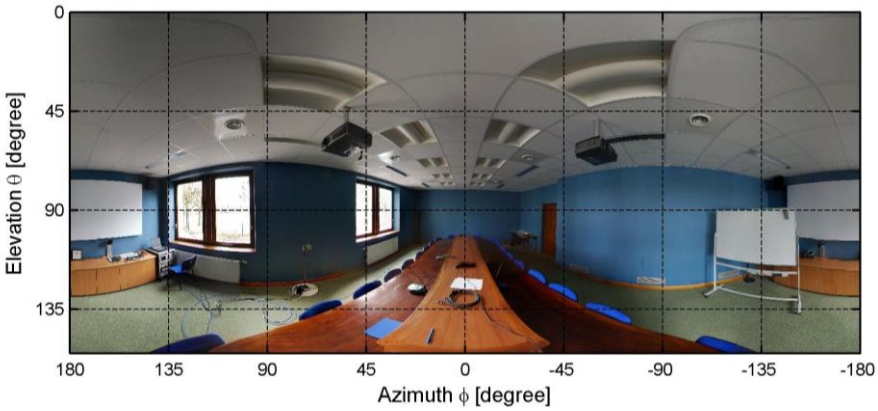

Figure 14 : Expérimentation en environnement

Cette configuration en visibilité présente des multiples trajets contrairement à la situation de la chambre anéchoïque. Le nombre de degrés de liberté obtenu (figure 15) est bien supérieur. De plus, ce nombre augmente avec la fréquence contrairement au comportement observé dans la chambre

anéchoïque. Ceci est dû à l'amélioration de la résolution du réseau d'antenne quand la fréquence augmente. Cette propriété permet d'identifier des trajets supplémentaires et ainsi augmenter le nombre de degrés de liberté. Une analyse en fonction du temps de retard a permis de mettre en évidence un accroissement du nombre de valeurs propres avec les retards croissants. Ceci s'explique par des interactions de plus en plus riches quand le temps de retard augmente. A l'opposé, le trajet direct ne possède que 2 valeurs propres.

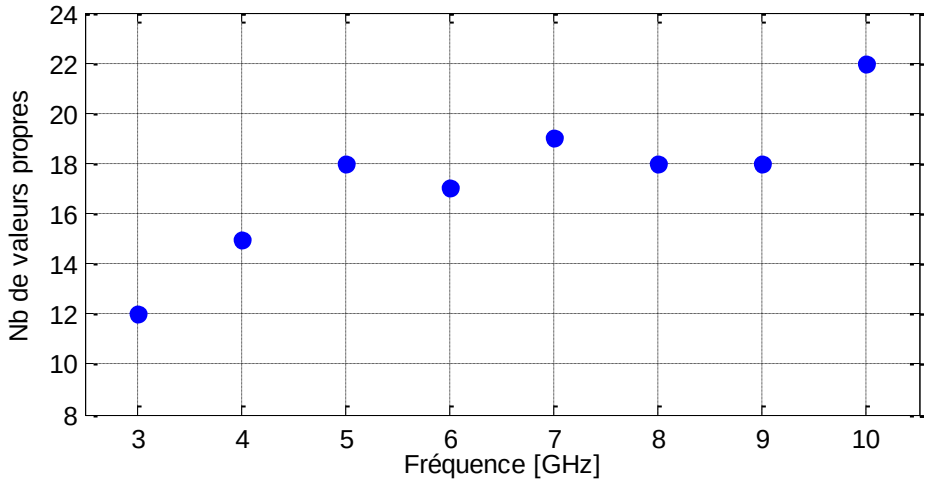

Figure 15 : Evolution du nombre de valeur propres en fonction de la fréquence

5. Conclusion

Une étude théorique a permis de mettre en évidence, par la simulation de propagation avec des réseaux circulaires et cylindriques, les relations entre canaux réels et canaux virtuels. Elle a montré que le nombre de valeurs singulières du canal MIMO correspond sensiblement au nombre de trajets indépendants. La qualité d'indépendance est fortement liée à la résolution angulaire de l'antenne et aux directions d'arrivées et de départs des trajets. L'étude du rayonnement de chaque mode propre montre qu'il n'y a rarement de relation bijective entre la direction de rayonnement d'un mode propre et d'un trajet réel. Pour étudier expérimentalement ces phénomènes, un système original de mesure MIMO UWB a été développé. Utilisé en chambre anéchoïque puis en environnement réel, il a permis de présenter les premiers résultats d'évolution des valeurs propres en fonction de la fréquence et de l'environnement.

Ce nouveau dispositif de mesure permettra également d'étudier la répartition spatio-temporelle du canal en fonction de la fréquence, et ainsi apporter des éléments de réponse sur la capacité des systèmes MIMO.

6. Références

[1] E. Bonek, M. Herdin, W. Weichselberger, and H. Özcelik, "MIMO - Study Propagation First," presented at IEEE International Symposium on Signal Processing and Processing and Information Technology, Darmstadt, 2003.

[2] H. Tsuchiya, K. Haneda, and J. Takada, "UWB Double Directional Channel Sounding based on Deterministic Components Clusterization," presented at IEICE, Japan, March 2005.

[3] S. Loyka, "Multiantenna capacities of waveguide and cavity channels," *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 2003. IEEE CCECE 2003. 4-7 May 2003*, vol. vol.3, pp. 1509- 1514, 2003.

[4] M. Steinbauer, A. F. Molisch, and E. Bonek, "The double-directional radio channel," *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 43, pp. 51, 2001.

[5] J. M. Conrat and P. Pajusco, "A Versatile Propagation Channel Simulator for MIMO Link Level Simulation," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2007.

[6] P. Pajusco, N. Malhouroux, and Y. Chartois, "Technique de caractérisation UWB doublement directionnelle," presented at JNM 2009, Grenobles, 2009.

[7] P. Ioannides and C. A. Balanis, "Uniform circular and rectangular arrays for adaptive beamforming applications," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 4, pp. 351, 2005.

[8] P. Pajusco, C. Sabatier, G. Tesserault, and N. Malhouroux, "Novel Array Structure for Space-Time Characterization of the UWB Channel," presented at PIMRC, Cannes, 2008.