

# Simulation déterministe de canaux de transmission MIMO-UWB

Louis-Marie Aubert, Bernard Uguen, Friedman Tchoffo Talom  
IETR - INSA, UMR CNRS 6164, Rennes, France  
email : laubert@insa-rennes.fr

**Résumé**— Dans le but d'évaluer les techniques multi-antennes dans un contexte ultra large bande, nous avons développé un simulateur déterministe de canal MIMO-UWB. Celui-ci est basé sur un tracé de rayons associé à l'optique géométrique et la théorie uniforme de la diffraction (OG-TUD). Ce papier présente le cadre théorique sur lequel le simulateur est basé. Ce cadre théorique fait état de l'ensemble des effets du canal en incluant les antennes ainsi que leur couplage. Le formalisme adopté permet de mettre en évidence la réciprocité du canal. Ce cadre théorique est adapté aussi bien à l'implémentation du tracé de rayons qu'à la réalisation d'un modèle de canal utilisable pour l'évaluation des performances d'un système de communications numériques. L'approche par tracé de rayons permet de disposer des angles d'arrivée et de départ et d'accéder ainsi à une compréhension plus approfondie des phénomènes physiques mis en jeu dans les transmissions MIMO-UWB.

**Mots Clés**— UWB, MIMO, simulateur de canal en environnement spécifique, tracé de rayons, réciprocité du canal, antennes réseaux couplées.

## I. INTRODUCTION

L'UWB est une technique prometteuse pour atteindre à la fois des bas débits et des hauts débits de transmissions pour des communications *indoor*. Cependant, les systèmes UWB sont soumis à des limitations en puissances pour éviter les interférences avec les systèmes existants. Afin de surmonter ces limitations, des procédures sophistiquées de détection et d'évitement ("*detect and avoid*") seront probablement requises. De même, les techniques multi-antennes MIMO sont envisagées pour améliorer la portée ou la robustesse des systèmes UWB [1]. L'étude de ces deux techniques complémentaires requière une connaissance précise du canal de transmission. En particulier, il est nécessaire de modéliser les phénomènes de *clusters* observés sur les retards et les directions des trajets.

Pour cela, on a le plus souvent recours à des campagnes de mesures. Cependant, celles-ci requièrent d'importants moyens dans le cas MIMO-UWB. En outre, d'une part des procédures complexes sont nécessaires pour extraire les retards des trajets; d'autre part les angles de départ et d'arrivée sont difficilement accessibles. Face à ces limitations, la simulation déterministe offre des possibilités complémentaires et permet de mettre en relief les phénomènes physiques rencontrés lors de la mesure. Les retards ainsi que les angles de départ et d'arrivée sont maîtrisés grâce à la technique du tracé de rayons. De plus, la simulation

fournit des réponses de canal dans des scénarios multiples et des géométries d'antennes arbitraires.

Notre outil de simulation déterministe de la propagation UWB est décrit dans [2] et [3]. Il repose sur la combinaison d'un tracé de rayons et d'un calcul du champ basé sur l'optique géométrique et la théorie uniforme de la diffraction (OG-TUD). La puissance de ce type de simulation pour l'analyse du canal SISO-UWB a déjà été démontrée dans [4], [5] et [6]. Concernant les applications multi-antennes, la simulation déterministe a aussi été utilisée pour l'analyse théorique du canal MIMO dans un cas bande étroite [7]. Désormais, il est intéressant de modéliser un environnement radio hétérogène dans lequel coexistent ou interfèrent différents systèmes avec des stratégies de diversité spatiale et fréquentielle diverses. Dans ce but, nous faisons évoluer l'outil de simulation de canal vers un contexte général MIMO-UWB, qui permet d'inclure naturellement toutes les situations plus simples.

Ce papier présente un cadre théorique adapté à l'approche tracé de rayons avec prise en compte des phénomènes physiques liés aux antennes et à la propagation [8], [9] et [10]. Dans un premier temps, les fonctions de transfert sont calculées pour chaque rayon dans le canal. Ces fonctions de transfert par rayon prennent en compte la dépendance fréquentielle de toutes les interactions du canal incluant les antennes et leur désadaptation. Dans un second temps, la fonction de transfert globale est obtenue par la sommation des contributions de tous ces rayons affectés des retards respectifs liés à la propagation. L'extension vers la matrice de canal MIMO est obtenue soit rigoureusement, soit approximativement. Dans les deux cas, des réseaux d'antennes couplées de géométrie arbitraire peuvent être considérés. Ce cadre théorique est construit de sorte à mettre en évidence la nature réciproque du canal de transmission aussi bien SISO que MIMO. La dernière section illustre les possibilités offertes par l'outil de simulation développé autour de ce cadre théorique.

## II. FONCTION DE TRANSFERT POUR UN RAYON

Le canal entre deux antennes est constitué d'un ensemble de rayons. Chaque rayon est caractérisé par sa fonction de transfert. Pour calculer cette fonction de transfert, le champ électromagnétique associé au rayon est d'abord évalué sur les deux états de polarisation  $\theta$  et  $\phi$ . Les antennes sont ensuite appliquées avec leur éventuelle désadaptation pour obtenir la fonction de transfert du rayon.

### A. Conventions géométriques et notations

Dans un contexte MIMO, soient  $a$  et  $b$  deux antennes réseaux constituées respectivement de  $M$  et  $N$  antennes élémentaires. Il est commode de définir les trois repères suivants :  $R_g(O, \hat{\mathbf{x}}, \hat{\mathbf{y}}, \hat{\mathbf{z}})$ ,  $R_a(A, \hat{\mathbf{x}}_a, \hat{\mathbf{y}}_a, \hat{\mathbf{z}}_a)$ , et  $R_b(B, \hat{\mathbf{x}}_b, \hat{\mathbf{y}}_b, \hat{\mathbf{z}}_b)$ , respectivement le repère global, et les deux repères locaux associés aux antennes réseaux  $a$  et  $b$ . Pour simplifier, on adopte une notation identique pour un vecteur et sa représentation dans un repère donné. En l'absence de précision, un vecteur est exprimé dans le repère global  $R_g$ . Sa représentation cartésienne est un vecteur colonne ( $3 \times 1$ ).

Le réseau  $a$  de  $M$  antennes est positionné au point  $\mathbf{r}_a$  et est défini par la matrice ( $3 \times M$ )  $\mathbf{R}_a = [\mathbf{r}_{a1} \dots \mathbf{r}_{aM}]$ . Le réseau  $b$  de  $N$  antennes est positionné au point  $\mathbf{r}_b$  et est défini par la matrice ( $3 \times N$ )  $\mathbf{R}_b = [\mathbf{r}_{b1} \dots \mathbf{r}_{bN}]$  (figure 1).

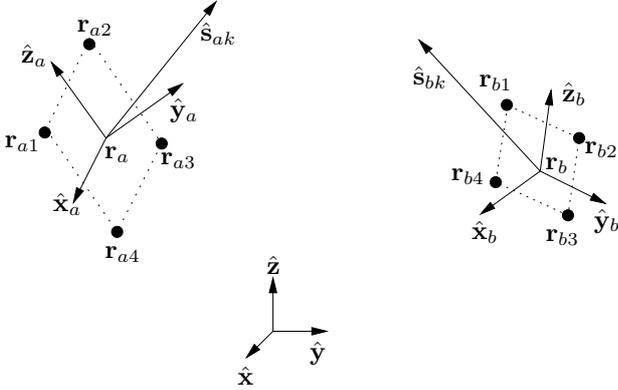


Fig. 1. Réseaux d'antennes et repères géométriques dans une configuration MIMO ( $4 \times 4$ ).

Un rayon est une polygline 3D liant  $\mathbf{r}_{a_m}$  à  $\mathbf{r}_{b_n}$ , ou dans un cas SISO  $\mathbf{r}_a$  à  $\mathbf{r}_b$ . Les vecteurs unitaires  $\hat{\mathbf{s}}_{ak}$  et  $\hat{\mathbf{s}}_{bk}$  traduisent les directions du  $k^{\text{ième}}$  rayon aux positions  $\mathbf{r}_a$  et  $\mathbf{r}_b$ , respectivement. Ces deux vecteurs définissent deux couples d'angles  $(\theta_{ak}, \phi_{ak})$  et  $(\theta_{bk}, \phi_{bk})$ , évalués dans le repère global. Les plans de départ et d'arrivée du champ électromagnétique sont définis par deux bases orthonormales exprimées sous forme matricielle ( $3 \times 2$ ) :

- $\mathbf{B}_{ak} = [\hat{\boldsymbol{\theta}}_{ak} \hat{\boldsymbol{\phi}}_{ak}]$ , la base du plan transverse à  $\hat{\mathbf{s}}_{ak}$  ;
- $\mathbf{B}_{bk} = [\hat{\boldsymbol{\theta}}_{bk} \hat{\boldsymbol{\phi}}_{bk}]$ , la base du plan transverse à  $\hat{\mathbf{s}}_{bk}$ .

Pour récupérer les coordonnées dans les bases locales des antennes  $a$  et  $b$ ,  $\mathbf{T}_a$  et  $\mathbf{T}_b$  sont deux matrices de transformation orthogonales ( $3 \times 3$ ) :

$$\mathbf{T}_a = [\hat{\mathbf{x}}_a \hat{\mathbf{y}}_a \hat{\mathbf{z}}_a] \quad (1)$$

$$\mathbf{T}_b = [\hat{\mathbf{x}}_b \hat{\mathbf{y}}_b \hat{\mathbf{z}}_b] \quad (2)$$

Les coordonnées cartésiennes des directions de départ et d'arrivée, exprimées dans les bases locales, sont :

$$\hat{\mathbf{s}}_{ak|R_a} = \mathbf{T}_a^T \hat{\mathbf{s}}_{ak} \quad (3)$$

$$\hat{\mathbf{s}}_{bk|R_b} = \mathbf{T}_b^T \hat{\mathbf{s}}_{bk} \quad (4)$$

Ces directions sont caractérisées par les couples d'angles  $(\theta_{ak|R_a}, \phi_{ak|R_a})$  et  $(\theta_{bk|R_b}, \phi_{bk|R_b})$  qui sont définis dans les

bases locales des antennes. Les bases locales des plans transverses à ces directions sont :

- $\mathbf{B}_{ak|R_a} = [\hat{\boldsymbol{\theta}}_{ak|R_a} \hat{\boldsymbol{\phi}}_{ak|R_a}]$ , la base du plan transverse à  $\hat{\mathbf{s}}_{ak|R_a}$  ;
- $\mathbf{B}_{bk|R_b} = [\hat{\boldsymbol{\theta}}_{bk|R_b} \hat{\boldsymbol{\phi}}_{bk|R_b}]$ , la base du plan transverse à  $\hat{\mathbf{s}}_{bk|R_b}$ .

### B. Expression du champ

Les champs électriques entrant  $\mathbf{E}_{ak}$  et sortant  $\mathbf{E}_{bk}$ , exprimés dans les plans transverses, sont deux vecteurs ( $2 \times 1$ ) dont les éléments sont les composantes suivant  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_k$  et  $\hat{\boldsymbol{\phi}}_k$ . Ces champs sont exprimés dans le repère global par le produit des matrices :

$$\vec{\mathbf{E}}_{ak} = \mathbf{B}_{ak} \mathbf{E}_{ak} \quad (5)$$

$$\vec{\mathbf{E}}_{bk} = \mathbf{B}_{bk} \mathbf{E}_{bk} \quad (6)$$

Si les champs électriques entrant et sortant sont exprimés dans les repères locaux aux antennes par  $\mathbf{E}_{ak}^\ell$  et  $\mathbf{E}_{bk}^\ell$ , alors :

$$\vec{\mathbf{E}}_{ak|R_a} = \mathbf{B}_{ak|R_a} \mathbf{E}_{ak}^\ell \quad (7)$$

$$\vec{\mathbf{E}}_{bk|R_b} = \mathbf{B}_{bk|R_b} \mathbf{E}_{bk}^\ell \quad (8)$$

L'étude du canal par l'intermédiaire du tracé de rayons associé à l'OG-TUD permet de déterminer les matrices ( $2 \times 2$ )  $\tilde{\mathbf{C}}_{abk}$  ou  $\tilde{\mathbf{C}}_{abk}^\ell$  qui lient le champ reçu au champ émis pour chaque rayon :

$$\mathbf{E}_{bk} = \tilde{\mathbf{C}}_{abk} \mathbf{E}_{ak} \quad (9)$$

$$\mathbf{E}_{bk}^\ell = \tilde{\mathbf{C}}_{abk}^\ell \mathbf{E}_{ak}^\ell \quad (10)$$

avec

$$\tilde{\mathbf{C}}_{abk} = \begin{bmatrix} \tilde{C}_{abk}^{\theta\theta} & \tilde{C}_{abk}^{\theta\phi} \\ \tilde{C}_{abk}^{\phi\theta} & \tilde{C}_{abk}^{\phi\phi} \end{bmatrix} \quad (11)$$

Le tilde sur  $\tilde{\mathbf{C}}_{abk}$  et  $\tilde{\mathbf{C}}_{abk}^\ell$  indique que le retard de propagation n'est pas inclus dans les expressions. Ces matrices expriment l'atténuation et les transformations de polarisation subies par le rayon.

### C. La fonction de transfert matricielle de rayon

Un rayon est défini comme une succession de  $L$  interactions. Une interaction est un phénomène physique local correspondant à une réflexion, une transmission ou une diffraction. La  $l^{\text{ième}}$  interaction du  $k^{\text{ième}}$  rayon est caractérisée par une matrice d'interaction diagonale ( $2 \times 2$ )  $\mathbf{A}_{lk}$  :

$$\mathbf{A}_{lk} = \begin{bmatrix} A_{lk}^{\parallel} & 0 \\ 0 & A_{lk}^{\perp} \end{bmatrix} \quad (12)$$

Pour chaque interaction, une base entrante et une base sortante sont définies :

$$\mathbf{B}_{lk}^i = [\hat{\mathbf{e}}_{lk}^i \hat{\mathbf{e}}_{lk}^{i\perp}] \quad (13)$$

$$\mathbf{B}_{lk}^o = [\hat{\mathbf{e}}_{lk}^o \hat{\mathbf{e}}_{lk}^{o\perp}] \quad (14)$$

La matrice unitaire liant deux interactions successives est donnée par :

$$\mathbf{B}_{(l-1)k}^o \mathbf{B}_{lk}^i$$

La matrice de propagation ( $2 \times 2$ ) sur un rayon donné ayant subi  $L$  interactions peut être exprimée par le produit matriciel suivant :

$$\tilde{\mathbf{C}}_{abk} = \mathbf{B}_{Lk}^o T \mathbf{B}_{bk} \left[ \prod_{l=L}^2 \mathbf{A}_{lk} \mathbf{B}_{(l-1)k}^o T \mathbf{B}_{lk}^i \right] \mathbf{A}_{1k} \mathbf{B}_{ak}^T \mathbf{B}_{1k}^i \quad (15)$$

La matrice  $\tilde{\mathbf{C}}_{abk}$  ne dépend pas de l'orientation des antennes. Elle n'est valable que pour le canal de propagation correspondant au  $k^{\text{ième}}$  rayon. Cette matrice est calculée et stockée par l'outil de tracé de rayons. Ensuite, elle peut être utilisée pour évaluer le canal de propagation pour différents couples d'antennes quelle que soit leur orientation. La matrice  $\tilde{\mathbf{C}}_{abk}^\ell$  exprimée dans le repère local est ensuite obtenue à partir de la matrice  $\tilde{\mathbf{C}}_{abk}$  et des transformations des bases locales des antennes :

$$\tilde{\mathbf{C}}_{abk}^\ell = \mathbf{B}_{bk|R_b}^T \mathbf{T}_b^T \mathbf{B}_{bk} \tilde{\mathbf{C}}_{abk} \mathbf{B}_{ak}^T \mathbf{T}_a \mathbf{B}_{ak|R_a} \quad (16)$$

#### D. La fonction de transfert scalaire du rayon

On définit deux quantités qui traduisent les effets de l'antenne  $a$  à la position  $\mathbf{r}_a$  et de l'antenne  $b$  à la position  $\mathbf{r}_b$ , dans la direction du  $k^{\text{ième}}$  rayon :

$$\mathbf{F}_{ak}(f) = \sqrt{G_{ak}(f)} \mathbf{U}_{ak}(f) \quad (17)$$

$$\mathbf{F}_{bk}(f) = \sqrt{G_{bk}(f)} \mathbf{U}_{bk}(f) \quad (18)$$

où  $G_{ak}$  (resp.  $G_{bk}$ ) est le gain de l'antenna  $a$  (resp.  $b$ ) dans la direction  $\hat{\mathbf{s}}_{ak}$  (resp.  $\hat{\mathbf{s}}_{bk}$ ). Les deux vecteurs ( $2 \times 1$ )  $\mathbf{U}_{ak}(f)$  et  $\mathbf{U}_{bk}(f)$  donnent l'état de polarisation des antennes  $a$  et  $b$ .  $\mathbf{U}_{ak}(f)$  est une exprimé dans la base locale  $\mathbf{B}_{ak|R_a}$  associée à la direction de départ  $\hat{\mathbf{s}}_{ak}$  [11] :

$$|\mathbf{U}_{ak}(f)|^2 = |U_{ak}^\theta(f)|^2 + |U_{ak}^\phi(f)|^2 = 1 \quad (19)$$

Les mêmes remarques valent pour  $\mathbf{U}_{bk}(f)$ .

Considérons le réseau  $a$  à l'émission et le réseau  $b$  à la réception. Le champ électrique émis nécessaire pour initialiser le calcul GO-UTD est obtenu à partir de :

$$\mathbf{E}_{ak}(f) = \sqrt{\frac{2Z_0}{4\pi}} (1 - S_a(f)) \mathbf{F}_{ak}(f) \quad (20)$$

où  $Z_0$  est l'impédance en espace libre et  $S_a(f)$  est le paramètre S caractérisant la désadaptation de l'antenne  $a$ . La tension reçue est obtenue par la projection du champ électrique entrant sur l'antenne de réception  $b$ . La fonction de transfert du canal est donc :

$$\tilde{H}_{abk}(f) = \frac{-j\mathcal{C}}{\sqrt{4\pi}\sqrt{2Z_0}f} (1 - S_b(f)) \mathbf{F}_{bk}^T(f) \mathbf{E}_{ak}(f) \quad (21)$$

où  $S_b(f)$  est le paramètre S de l'antenne  $b$ . Finalement, si on définit

$$\gamma_{ab}(f) = \frac{-j\mathcal{C}}{4\pi f} (1 - S_b(f)) (1 - S_a(f)) \quad (22)$$

et

$$\alpha_{abk}(f) = \mathbf{F}_{bk}^T \tilde{\mathbf{C}}_{abk}^\ell \mathbf{F}_{ak} \quad (23)$$

alors :

$$\tilde{H}_{abk}(f) = \gamma_{ab}(f) \alpha_{abk}(f) \quad (24)$$

On peut noter que  $\gamma_{ab}(f)$  ne dépend pas du rayon  $k$  mais seulement des paramètres S des antennes aux deux extrémités.

### III. CANAL SISO COMPLET

La fonction de transfert globale du canal est obtenue en additionnant les contributions de tous les rayons. Le retard  $\tau_k$  correspondant à la longueur de chaque rayon est réintroduit :

$$H_{ab}(f) = \sum_{k=1}^K \tilde{H}_{abk}(f) e^{-2j\pi f \tau_k} \quad (25)$$

$$= \gamma_{ab}(f) \sum_{k=1}^K \alpha_{abk}(f) e^{-2j\pi f \tau_k} \quad (26)$$

Contrairement aux modèles de canaux en bande étroite, le modèle proposé inclut la dépendance fréquentielle introduite par la propagation et les antennes.

Dans la notation adoptée, l'antenne  $a$  correspond à l'émetteur et l'antenne  $b$  au récepteur. Si on intervertit le rôle des antennes, la fonction de transfert du canal de transmission est :

$$H_{ba}(f) = \gamma_{ba}(f) \sum_{k=1}^K \alpha_{bak}(f) e^{-2j\pi f \tau_k} \quad (27)$$

avec

$$\gamma_{ba}(f) = \gamma_{ab}(f) \quad (28)$$

$$\alpha_{bak}(f) = \alpha_{abk}(f) \quad (29)$$

En effet :

$$\begin{aligned} \alpha_{bak}(f) &= \mathbf{F}_{ak}^T \tilde{\mathbf{C}}_{bak}^\ell \mathbf{F}_{bk} \\ &= \mathbf{F}_{bk}^T \tilde{\mathbf{C}}_{abk}^{\ell T} \mathbf{F}_{ak} \end{aligned}$$

Or

$$\tilde{\mathbf{C}}_{bak} = \mathbf{B}_{1k}^i T \mathbf{B}_{ak} \left[ \prod_{l=2}^L \mathbf{A}_{lk} \mathbf{B}_{lk}^i T \mathbf{B}_{(l-1)k}^o \right] \mathbf{A}_{Lk} \mathbf{B}_{bk}^T \mathbf{B}_{Lk}^o \quad (30)$$

Sachant que les matrices  $\mathbf{A}_{lk}$  sont symétriques, ( $\mathbf{A}_{lk} = \mathbf{A}_{lk}^T$ ), en transposant l'expression (15), on montre que :

$$\tilde{\mathbf{C}}_{bak} = \tilde{\mathbf{C}}_{abk}^T \quad \text{et} \quad \tilde{\mathbf{C}}_{bak}^\ell = \tilde{\mathbf{C}}_{abk}^{\ell T} \quad , \quad (31)$$

ce qui prouve l'équation (29). La réciprocity du canal SISO est donc vérifiée :

$$H_{ba}(f) = H_{ab}(f) \quad (32)$$

### IV. MATRICE DE CANAL MIMO RÉCIPROQUE

Le canal MIMO peut se décomposer en un produit de trois matrices [12] :

$$\mathbf{H}_{ab}(f) = (\mathbf{I} - \mathbf{S}_b) \bar{\mathbf{H}}_{ab} (\mathbf{I} - \mathbf{S}_a) \quad (33)$$

Les matrices symétriques  $\mathbf{S}_a$  et  $\mathbf{S}_b$  sont les matrices S caractérisant la désadaptation et le couplage entre les éléments des réseaux  $a$  et  $b$ . Si on néglige le couplage et on ne considère que la désadaptation des antennes, les deux matrices S,  $\mathbf{S}_a$  et  $\mathbf{S}_b$ , sont diagonales.

La matrice MIMO  $\bar{\mathbf{H}}_{ab}$  peut être calculée par deux méthodes : une méthode rigoureuse et une méthode approchée qui bénéficie de la connaissance des angle de départ et d'arrivée. Pour ces deux méthodes, le principe de réciprocité est vérifié.

Théoriquement, chaque terme  $(n, m)$  de la matrice  $(N \times M)$  du canal MIMO est un canal SISO différent entre l'antenne  $a_m$  et l'antenne  $b_n$  :

$$\bar{\mathbf{H}}_{ab}(f) = \begin{bmatrix} \bar{H}_{a_1 b_1}(f) & \bar{H}_{a_2 b_1}(f) & \dots & \bar{H}_{a_M b_1}(f) \\ \bar{H}_{a_1 b_2}(f) & \bar{H}_{a_2 b_2}(f) & \dots & \bar{H}_{a_M b_2}(f) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{H}_{a_1 b_N}(f) & \bar{H}_{a_2 b_N}(f) & \dots & \bar{H}_{a_M b_N}(f) \end{bmatrix} \quad (34)$$

avec

$$\bar{H}_{a_m b_n}(f) = \frac{-jc}{4\pi f} \sum_{k=1}^K \alpha_{a_m b_n k}(f) e^{-2j\pi f \tau_{a_m b_n k}} \quad (35)$$

et

$$\alpha_{a_m b_n k}(f) = \mathbf{F}_{b_{mn}k}^T \tilde{\mathbf{C}}_{a_m b_n k}^\ell \mathbf{F}_{a_{mn}k} \quad (36)$$

où  $\mathbf{F}_{a_{mn}k}$  (resp.  $\mathbf{F}_{b_{mn}k}$ ) caractérise l'antenne  $a_m$  (resp.  $b_n$ ) dans la direction du  $k^{\text{ième}}$  rayon liant les antennes  $a_m$  et  $b_n$ .

Alors que dans le cas SISO, il n'y a qu'une fonction de transfert par rayon, il y a dans le cas MIMO  $MN$  différentes fonctions de transfert qui requièrent chacune une matrice de transformation de polarisation et des matrices d'antennes spécifiques. Mais dans beaucoup de cas pratiques, on fait l'hypothèse que la direction des rayons est parallèle sur toutes les antennes d'un même réseau, aussi bien au niveau de l'émetteur que du récepteur :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{s}}_{a_{mn}k} &= \hat{\mathbf{s}}_{ak} \\ \hat{\mathbf{s}}_{b_{mn}k} &= \hat{\mathbf{s}}_{bk} \end{aligned}$$

Pour chaque rayon et pour chacun des deux réseaux d'antennes, un vecteur colonne détermine le décalage de phase entre le centre du réseau  $\mathbf{r}_a$  et tout élément du réseau  $\mathbf{r}_{a_m}$ ,  $\forall m \in \{1, \dots, M\}$  ou entre  $\mathbf{r}_b$  et  $\mathbf{r}_{b_n}$ ,  $\forall n \in \{1, \dots, N\}$  :

$$\Psi_{ak}(f) = \left[ e^{-\frac{2j\pi f}{c} \hat{\mathbf{s}}_{ak} \cdot (\mathbf{r}_{a_1} - \mathbf{r}_a)} \dots e^{-\frac{2j\pi f}{c} \hat{\mathbf{s}}_{ak} \cdot (\mathbf{r}_{a_M} - \mathbf{r}_a)} \right]^T \quad (37)$$

$$\Psi_{bk}(f) = \left[ e^{-\frac{2j\pi f}{c} \hat{\mathbf{s}}_{bk} \cdot (\mathbf{r}_{b_1} - \mathbf{r}_b)} \dots e^{-\frac{2j\pi f}{c} \hat{\mathbf{s}}_{bk} \cdot (\mathbf{r}_{b_N} - \mathbf{r}_b)} \right]^T \quad (38)$$

Finalement, la matrice du canal MIMO approchée est calculée à partir de l'unique fonction de transfert du canal entre les centres des réseaux  $a$  et  $b$ . Cette matrice est notée  $\bar{\mathbf{H}}_{\mathbf{a}\mathbf{b}}(f)$  où les indices  $\mathbf{a}$  et  $\mathbf{b}$  sont en gras afin de mettre en évidence le fait qu'elle est construite à partir des vecteurs  $\Psi_{ak}(f)$  et  $\Psi_{bk}(f)$  :

$$\bar{\mathbf{H}}_{\mathbf{a}\mathbf{b}}(f) = \frac{-jc}{4\pi f} \sum_{k=1}^K \alpha_{abk}(f) \Psi_{bk}^T(f) \Psi_{ak}(f) e^{-2j\pi f \tau_{abk}} \quad (39)$$

Cette approche implique que chaque antenne du réseau, à l'émission ou à la réception, présente un même diagramme de rayonnement. Cette approche ne permet donc

pas de prendre en compte la diversité des diagrammes d'antennes induite par le couplage.

## V. ILLUSTRATIONS

Les illustrations suivantes sont obtenues avec le simulateur de canal UWB décrit dans [2] et [3]. Ce simulateur génère des réponses de canal *indoor* par tracés de rayons 3D (figure 2). Une première comparaison entre les réponses issues de la simulation et celles issues de la mesure a été menée dans [13] et démontre la pertinence du simulateur pour l'étude du canal.

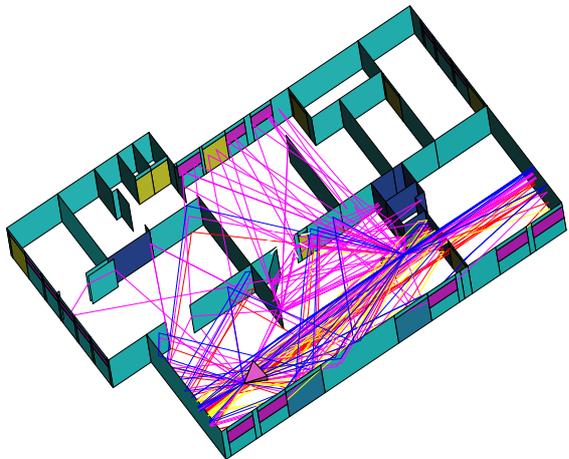


Fig. 2. Environnement *indoor* typique avec un tracé de rayons 3D.

Sans antennes, le simulateur donne accès aux matrices  $\tilde{\mathbf{C}}_{abk}(f)$  de l'équation (11) et aux retards  $\tau_{abk}$  des rayons correspondants. Les matrices  $\mathbf{C}_{abk}(\tau)$  sont les représentations temporelles des matrices  $\tilde{\mathbf{C}}_{abk}(f)$  dans lesquelles les retards sont réinjectés. Afin de visualiser l'évolution des quatre termes de la matrice  $\mathbf{C}_{abk}(\tau)$  en fonction des rayons, chaque couple de polarisation est projeté sur le même axe temporel.

La figure 3 donne un exemple de cette représentation dans un cas SISO en visibilité.

Pour la prise en compte des antennes, chaque rayon est associé à une direction de départ et d'arrivée. Les informations de rayonnement des antennes d'émission et de réception peuvent ainsi être appliquées aux matrices  $\tilde{\mathbf{C}}_{abk}$  selon les équations (23-24). Dans la suite, deux types d'antennes UWB sont considérés : des antennes monocônes omnidirectionnelles (figure 4(a)) et des antennes cornet (figure 4(b)). Dans les deux cas, les antennes sont introduites de façon rigoureuse à partir des diagrammes complexes (17-18) obtenus par la mesure en base champ proche SATIMO (figure 5).

La figure 6 représente le résultat obtenu avec des antennes UWB monocônes omnidirectionnelles à l'émission comme à la réception. Dans cet exemple, le canal de fonction de transfert  $H_{ab}(f)$  (25) est excité par une impulsion gaussienne centrée sur 4 GHz et de bande égale à 2 GHz à  $-10$  dB.

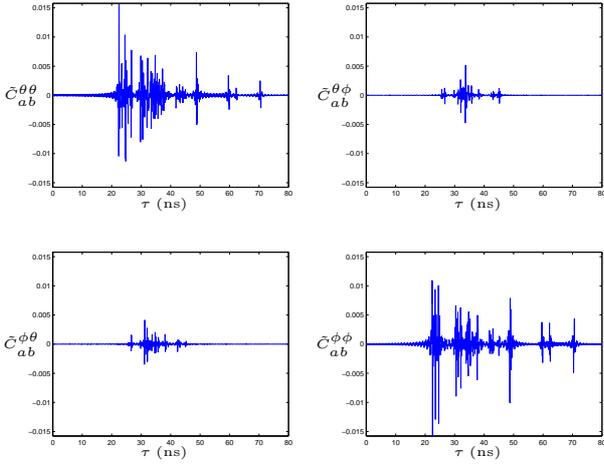


Fig. 3. Matrice de canal  $C_{ab}(\tau)$ .

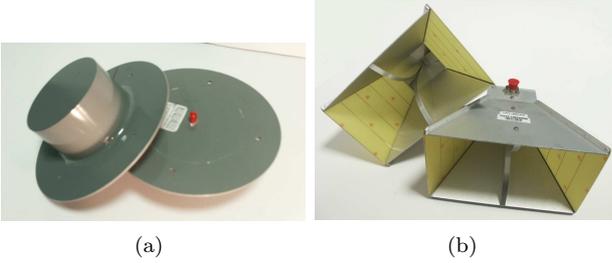


Fig. 4. Antennes mesurées en base champ proche : (a) monocônes omnidirectionnels, (b) cornets.

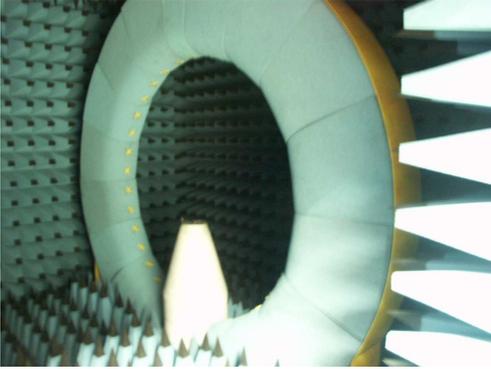


Fig. 5. Base champ proche SATIMO.

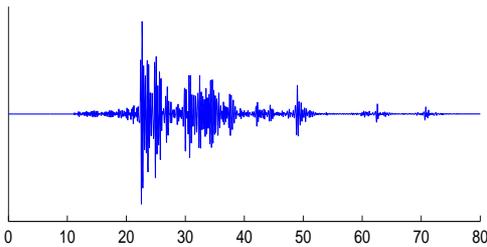


Fig. 6. Réponse temporelle du canal incluant des antennes omnidirectionnelles.

Pour pouvoir représenter de manière simple une configuration multi-antennes, on s'intéresse à un système MIMO ( $2 \times 2$ ) dans lequel les deux antennes d'émission et les deux antennes de réception sont espacées de 15 cm (figure 7). Il est à noter que, contrairement à la mesure, la taille et la topologie des réseaux ne constituent pas ici une limitation.

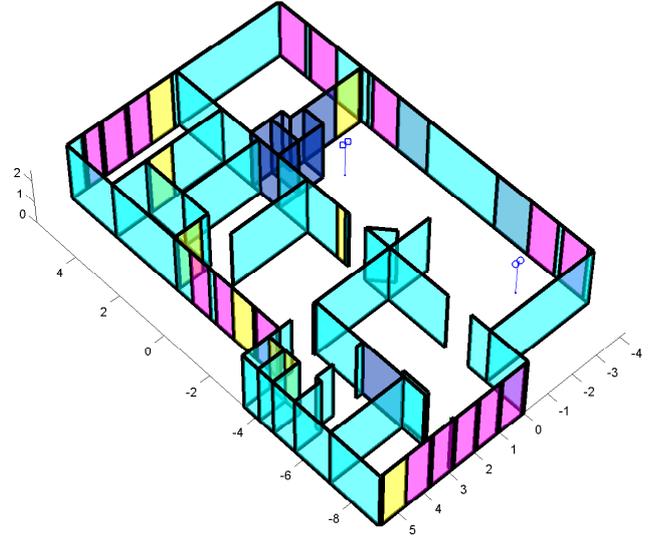


Fig. 7. Configuration d'une liaison MIMO ( $2 \times 2$ ).

Les deux méthodes, rigoureuse et approchée, décrites au paragraphe IV sont mises en pratique dans le simulateur.

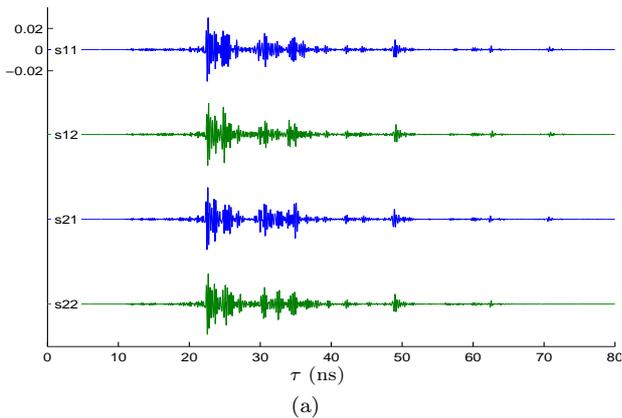
D'un côté, la matrice de canal de l'équation (33) est obtenue numériquement par la réalisation d'un tracé de rayons par couple d'antennes. La figure 8 représente les réponses temporelles correspondant au cas d'antennes monocônes omnidirectionnelles (figure 4(a)) et au cas d'antennes cornet en vis-à-vis (figure 4(b)). Les effets de couplage entre antennes d'un même réseau ne sont pas pris en compte dans les simulations présentées.

De l'autre côté, le calcul de la matrice de canal approchée de l'équation (39) ne nécessite plus que la réalisation d'un seul tracé de rayons entre les centres des deux réseaux à l'émission et à la réception. Les quatre termes de la matrice ( $2 \times 2$ ) sont dérivés des vecteurs de direction des équations (37) et (38). La figure 9 représente les réponses temporelles correspondant au cas d'antennes monocônes omnidirectionnelles et dans le cas d'antennes cornet en vis-à-vis.

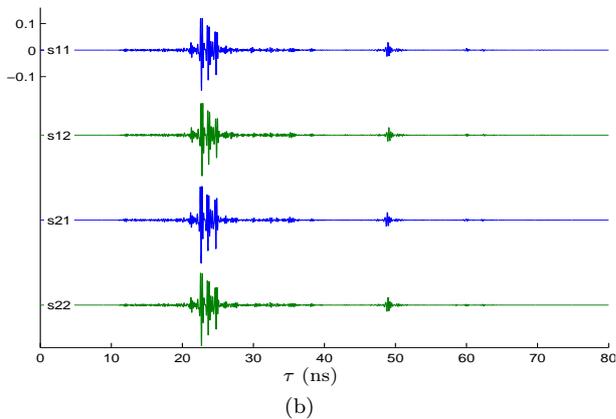
Trois constats émergent de l'observation des figures 8 et 9.

Premièrement, la caractère directif ou omnidirectionnel de l'antenne a bien sûr une influence très grande sur la réponse du canal. Il est possible avec cet outil de dimensionner cet effet et ses conséquences sur les propriétés statistiques du canal (profil de puissance, étalement des retards, répartition angulaire de la puissance, ...).

Deuxièmement, on observe sur les figures 8 et 9 que les réponses temporelles sur les quatre canaux sont fortement corrélées. Les écarts entre les réponses sont négligeables



(a)



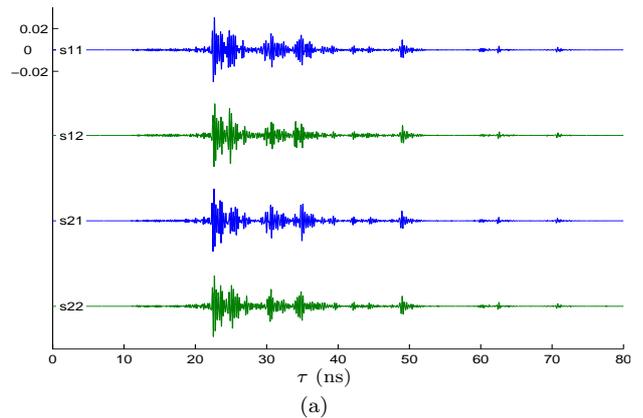
(b)

Fig. 8. Matrice de canal MIMO-UWB ( $2 \times 2$ ) dans le domaine temporel obtenue par la méthode rigoureuse : (a) antennes omnidirectionnelles, (b) antennes cornet.

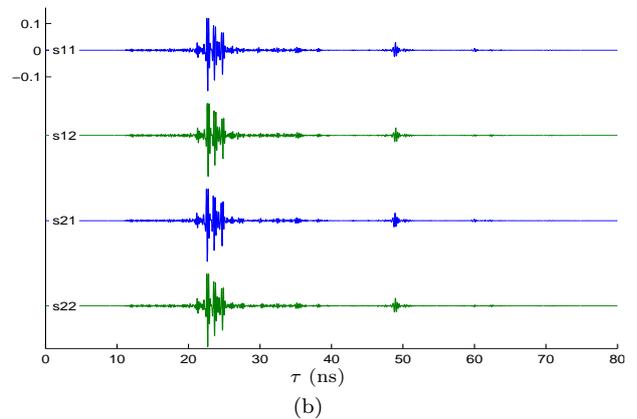
lorsque les antennes sont directionnelles. En effet, les trajets introduisant des déphasages importants entre les éléments du réseau sont filtrés par les antennes.

Enfin, l'examen détaillé des réponses obtenues par les deux approches, rigoureuse et approchée, montre une diversité légèrement supérieure entre les réponses obtenues par la méthode rigoureuse. Cependant, la méthode approchée est justifiée. Elle consiste à n'effectuer qu'une seule réalisation du canal par couple de réseaux et est donc  $MN$  fois plus simple. Ceci laisse entrevoir des perspectives intéressantes pour la construction de modèles dynamiques de canal où il est nécessaire d'échantillonner des trajectoires. Il convient dans ce cas de définir la distance de corrélation qui nécessite d'abandonner le modèle dérivé des vecteurs de direction pour produire un nouveau canal à l'aide d'un nouveau tracé de rayons.

L'observation des signaux temporels est complétée par l'observation des directions d'arrivée représentées sur la figure 10. La similitude de la répartition des angles d'arrivée d'un terme de la matrice MIMO à l'autre confirme le bien-fondé de la méthode approchée qui repose sur l'hypothèse de directions parallèles. La comparaison des figures 10(a) et 10(b) montre que la répartition des angles d'arrivée est très différente dans les deux plans, horizontal et vertical. Dans le plan vertical, on distingue nettement une structure liée au rôle prégnant des réflexions sur le sol et le plafond. Il



(a)



(b)

Fig. 9. Matrice de canal MIMO-UWB ( $2 \times 2$ ) dans le domaine temporel obtenue par la méthode approchée : (a) antennes omnidirectionnelles, (b) antennes cornet.

est important de noter que cette observation nécessite une grande résolution angulaire qui est difficilement accessible par la mesure. Dans le plan horizontal, aucune structure franche n'est observable. On peut cependant noter la surreprésentation des angles voisins de  $0$  et  $360^\circ$  correspondant au rayonnement arrière. Le modèle de répartition uniforme n'est, dans ce cas, pas le plus adapté. Une étude statistique sur un grand nombre de réalisations est donc nécessaire.

## VI. CONCLUSION

La simulation déterministe du canal permet une analyse du canal MIMO-UWB qui est complémentaire par rapport à celle que permet la mesure. Ce papier expose dans un premier temps le cadre théorique sur lequel repose la modélisation déterministe du canal MIMO-UWB par la méthode du tracé de rayons. Le formalisme introduit permet de vérifier le principe de réciprocité du canal qui est le fondement des communications par retournement temporel [14] et [15]. Dans un second temps, les illustrations obtenues par le simulateur font l'objet d'une courte analyse. En conclusion de cette première analyse, il apparaît nécessaire d'évaluer l'apport de la diversité spatiale lorsqu'on a déjà exploité la diversité fréquentielle. En effet, la corrélation spatiale des signaux UWB est grande en raison de la réduction de *fading* déjà introduite par l'exploitation de l'UWB. On peut donc s'attendre à devoir

introduire des espacements entre capteurs plus importants qu'en bande étroite pour commencer à bénéficier de la diversité spatiale.

### BIBLIOGRAPHIE

- [1] A. Sibille, "Time-Domain Diversity in Ultra-Wideband MIMO Communications", *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, vol. 2005, No 3, pp 316–327, March 2005.
- [2] B. Uguen, E. Plouhinec, Y. Lostanlen, and G. Chassay, "Deterministic Ultra Wideband Channel Modelling", *IEEE UWBST'02*, 2002.
- [3] F. Tchoffo Talom, B. Uguen, E. Plouhinec, and G. Chassay, "A Site-Specific Tool for UWB Channel Modelling", *Joint IWUWBS and UWBST 2004 Conf.*, 2004.
- [4] R. Yao, G. Gao, Z. Chen, and W. Zhu, "UWB Multipath Channel Model Based on Time-Domain UTD Technique", *IEEE-Globel Telecommunications Conference GLOBECOM '03*, 2003.
- [5] A. M. Attiya and A. Safaai-Jazi, "Simulation of Ultra-Wideband indoor propagation", *Microwave and optical technology letters*, vol. 42, 2004.
- [6] H. Sugahara, Y. Watanabe, T. Ono, K. Okanou, and S. Yamazaki, "Development and Experimental Evaluations of RS-2000 A Propagation Simulator for UWB Systems", *IWUWBS*, 2004.
- [7] C.-N. Chuah, D. N.C Tse, Joseph M.Kahn and Reinaldo A.Valenzuela, "Capacity Scaling in MIMO Wireless Under Correlated Fading", *IEEE Transactions on Information theory*, vol 48, No 3, pp 637–650.
- [8] A. Shlivinski, E. Heyman and R. Kastner, "Antenna Characterization in the Time Domain", *IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, vol. 45, pp. 1140–1149, July 1997.
- [9] C. Roblin, S. Bories, and A. Sibille, "Characterization Tools of Antennas in the Time Domain", *IWUWBS*, 2003.
- [10] W. Soergel, C. Waldschmidt, and W. Wiesbeck, "Antenna Characterization for Ultra Wideband Communications", *IWUWBS*, 2003.
- [11] Y. Lo and S. Lee, *Antenna Handbook : Theorems and formulas*, ch. 2. Van Nostrand Reinhold, 1988.
- [12] M.L Morris and M.A Jensen, "Network Model for MIMO Systems with coupled Antennas and Noisy Amplifiers", *IEEE Transactions on antenna and propagation*, vol 53, No 1, pp545–552, January 2005.
- [13] F. Tchoffo Talom, "Modélisation déterministe du canal de propagation indoor dans un contexte Ultra Wide Band", *Ph.D. thesis IETR/INSA*, 2005.
- [14] A. Derode, A. Tourin, J. de Rosny, M. Tanter, S. Yon and M. Fink, "Taking advantage of multiple scattering to communicate with time reversal antennas", *Phys Rev Lett* 90 pp 465-497.
- [15] R. C. Qiu, C. Zhou, N. Guo and J. Q. Zhang, "Time Reversal with MISO for Ultra-Wideband Communications : Experimental Results", *IEEE Radio and Wireless Symposium*, San Diego, 2006.

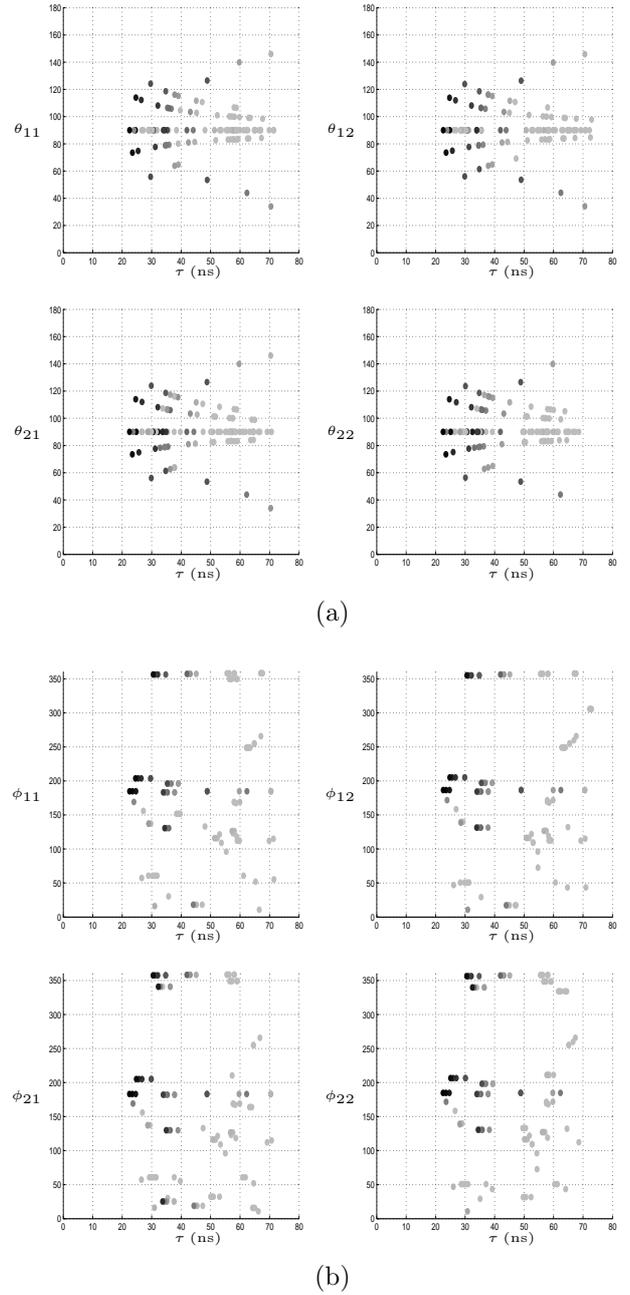


Fig. 10. Répartition des angles d'arrivée des rayons : (a) en élévation  $\theta$ , (b) en azimut  $\phi$ .