



Comité National Français de Radioélectricité Scientifique

Section française de l'

Union Radio Scientifique Internationale

Siège social : Académie des Sciences, Quai de Conti – Paris

JOURNÉES SCIENTIFIQUES DU CNFRS

**" VERS DES RADIOCOMMUNICATIONS
RECONFIGURABLES ET COGNITIVES "**

PARIS, LES 28 ET 29 MARS 2006

**Modélisation statistique du canal de propagation Ultra Large Bande
par l'analyse de mesures expérimentales**

*Pascal Pagani** , *Patrice Pajusco***

* *France Telecom Division Recherche et Développement, 4 rue du Clos Courtel, 35512 Cesson- Sévigné*
pascal.pagani@francetelecom.com

** *France Telecom Division Recherche et Développement, 6 avenue des Usines, 90000 Belfort*
patrice.pajusco@francetelecom.com

Résumé

Afin de développer les futurs systèmes de communication Ultra Large Bande (ULB), une modélisation réaliste du canal de propagation est nécessaire. Cet article présente une étude expérimentale du canal radio ULB, basée sur une campagne de sondage complète réalisée en environnement intérieur de bureau. Nous présentons les caractéristiques principales du canal ULB en termes de pertes par propagation, puis de paramètres large bande, comme la dispersion des retards et la pente du profil puissance-retard. À partir de ces analyses, nous proposons un modèle de canal statistique qui permet de reproduire les effets du canal ULB sur la bande de fréquences 3,1 GHz - 10,6 GHz.

Mots clés : Ultra Large Bande, propagation radioélectrique, sondage de canal, caractérisation, modélisation.

Introduction

L'Ultra Large Bande (ULB) est une technique de communication radio qui consiste à utiliser des signaux sur une très large bande de fréquences, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz. Cette particularité permet d'envisager des systèmes de communication à des débits de l'ordre 500 Mbits/s pour les applications en intérieur à courte portée [1]. En 2002, l'autorité de régulation américaine FCC a autorisé l'émission de signaux ULB dans la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz [2]. Depuis, une intense activité de recherche académique et industrielle s'est organisée pour le développement de systèmes de communication ULB. Pour permettre la simulation et l'optimisation de tels systèmes dans des conditions réalistes, une bonne connaissance des propriétés du canal de transmission radio est primordiale. Un travail de recherche conséquent a déjà été réalisé dans ce domaine et un certain nombre de campagnes de mesures expérimentales ont été menées pour caractériser le canal de propagation ULB [3]. Par exemple, les groupes de travail IEEE 802.15.3a et IEEE 802.15.4a ont développé des modèles de canal ULB pour la simulation des systèmes proposés en normalisation [4, 5].

On peut cependant remarquer que la plupart des analyses du canal de propagation ULB se basent sur des campagnes de mesures qui couvrent une partie seulement de la bande de fréquences allouée par la FCC aux émissions de signaux ULB. Ainsi, seules quelques expérimentations ont été dimensionnées pour sonder la

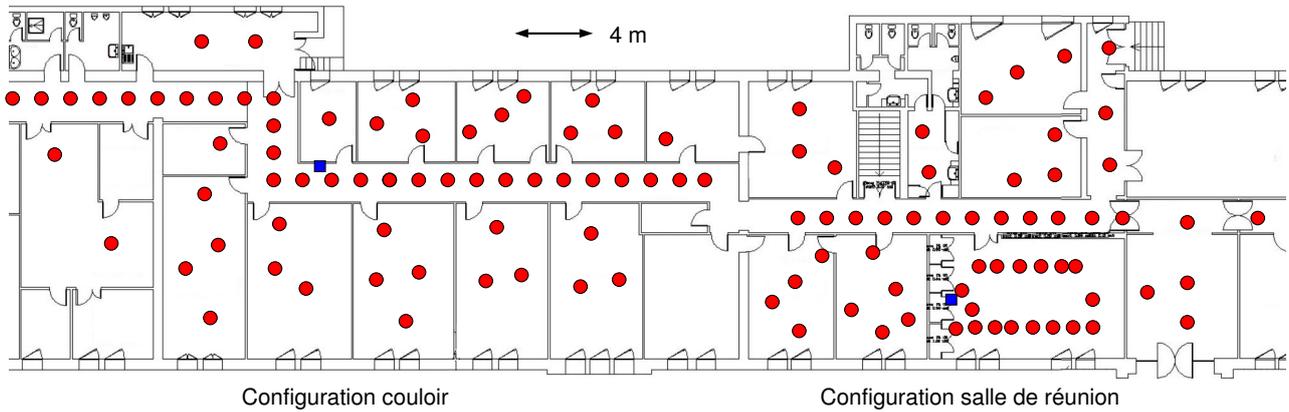


FIG. 1 – Positionnement des mesures lors de la campagne de sondage ULB. Les carrés bleus représentent les positions du récepteur, et les cercles rouges correspondent aux positions de l'émetteur.

bande 3,1 GHz - 10,6 GHz dans sa globalité [6–11]. Cet article présente un travail de caractérisation et de modélisation du canal de propagation ULB basé sur une campagne de sondage complète réalisée en environnement intérieur de bureau. Une technique de sondage du domaine fréquentiel a été mise en œuvre, permettant la mesure sur la bande 3,1 GHz - 11,1 GHz. L'analyse statistique des données mesurées a permis d'étudier les principales caractéristiques du canal radio ULB. À partir de ces résultats expérimentaux, nous proposons un modèle statistique permettant de reproduire la Réponse Impulsionnelle (RI) du canal ULB sur toute bande partielle incluse dans la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz.

Nous présentons d'abord la campagne de mesure réalisée, ainsi que les problématiques liées aux antennes et à la calibration (section 1.). Les différentes analyses qui ont permis de caractériser les principaux paramètres radio ULB sont développées dans la section 2. En particulier, les pertes par propagation et la structure du profil puissance retard sont étudiées. Enfin, la section 3. décrit un modèle statistique de canal, qui pourra être mis en œuvre pour la simulation réaliste de systèmes ULB.

1. Campagne de sondage du canal ULB

1.1. Mise en œuvre expérimentale

Afin de caractériser le canal de propagation radio ULB, une campagne de mesure a été réalisée en environnement intérieur de bureau typique, comme le présente la figure 1 [12]. Un analyseur de réseau vectoriel HP8510 a été utilisé pour sonder le canal radio sur la bande 3,1 GHz - 11,1 GHz, en utilisant une procédure classique de mesure du paramètre S_{21} . Un total de 4005 fréquences porteuses ont été sondées, ce qui correspond à un retard maximal d'environ 500 ns sur les RIs mesurées. À l'émission (Tx) et à la réception (Rx), des antennes mono-coniques CMA 118 ont été utilisées. L'antenne Rx a été placée à une hauteur d'environ 2,3 m à deux positions : dans une salle de réunion et dans un couloir. L'antenne Tx a été fixée à une hauteur de 1,40 m sur un bras tournant, permettant ainsi de réaliser 90 mesures locales de la RI du canal autour d'un cercle de 40 cm de diamètre. Le bras tournant a été placé à plus de 120 positions, couvrant des situations de visibilité (en anglais *Line-of-Sight*, LOS) et de non-visibilité (en anglais *Non Line-of-Sight*, NLOS). Plus de 10 000 RIs ont ainsi été mesurées et ont servi de base à l'analyse statistique du canal radio ULB. Suivant la distance Tx-Rx, jusqu'à trois amplificateurs ont été insérés dans la chaîne de mesure.

1.2. Effet de l'antenne et calibration

Toutes les mesures ont été calibrées en utilisant une mesure de référence, pour laquelle les ports d'entrée et de sortie de l'analyseur ont été directement connectés à l'aide des câbles de mesure. Lors de mesures du canal ULB, une attention particulière doit être observée concernant les antennes. Les antennes utilisées présentaient un diagramme de rayonnement omni-directionnel en azimut, mais nous avons pu constater des variations significatives du gain d'antenne en élévation. D'autre part, la forme globale du diagramme de rayonnement évolue considérablement lorsque la fréquence de travail varie de 3,1 GHz à 11,1 GHz. Il est donc nécessaire de caractériser précisément les antennes de mesure et les données expérimentales doivent être corrigées afin de supprimer

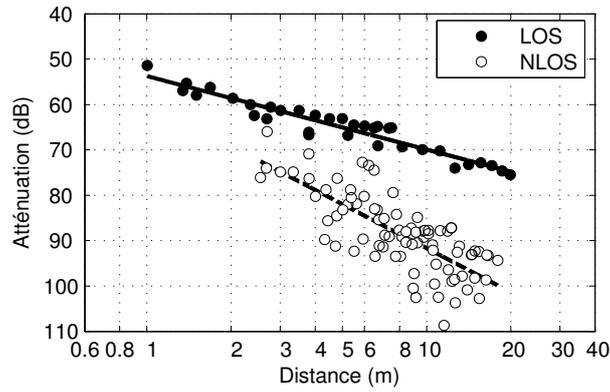


FIG. 2 – Pertes par propagation en fonction de la distance. Chaque point représente l'atténuation médiane dans la bande FCC.

Campagne de mesure	N		σ_S (dB)	
	LOS	NLOS	LOS	NLOS
France Telecom	1,62	3,22	1,7	5,7
Kunisch <i>et al.</i> [6]	1,58	1,96		
Alvarez <i>et al.</i> [8]	1,4	3,2 à 4,1		
Buehrer <i>et al.</i> [7]	1,3	2,3 à 2,4	2,8 à 3,6	2,8 à 5,4
Cassoli <i>et al.</i> [9]	1,92	3,66	1,42	2,18
ITU [13]	1,7	3,5 à 7	1,5	2,7 à 4

TAB. 1 – Comparaison de paramètres de pertes par propagation pour différentes analyses ULB.

au mieux les effets de l'antenne. Pour notre analyse, le diagramme d'antenne a été mesuré en 3D tous les GHz entre 3 GHz et 10 GHz. Le spectre mesuré à l'analyseur a ensuite été ajusté en fonction du gain des deux antennes dans la direction principale Tx-Rx. Plus de détails sur cette procédure sont disponibles dans [12].

2. Caractérisation expérimentale

2.1. Pertes par propagation

Une première analyse concerne les pertes par propagation. L'atténuation en puissance du canal, observée sur la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz est représentée en fonction de la distance Tx-Rx d pour l'ensemble des points de mesure dans la figure 2. Les pertes par propagation en dB PL ont ensuite été comparées à la formule théorique de la forme suivante par régression linéaire :

$$PL(d) = PL(d_0) + 10N \log \left(\frac{d}{d_0} \right) + S(d) \quad (1)$$

où N représente le coefficient de pertes par propagation et d_0 est une distance arbitraire de 1 m. Le paramètre S tient compte des variations lentes du canal et est caractérisé par une moyenne nulle et par son écart-type σ_S . En situation LOS, le coefficient N a été évalué à 1,62 avec un écart-type σ_S de 1,7 dB. Dans la situation NLOS, les mesures sont quelques peu plus dispersées, avec un coefficient $N = 3,22$ et un écart-type $\sigma_S = 5,5$ dB. Les valeurs relevées pour $PL(d_0)$ sont respectivement 53,7 dB et 59,4 dB. Le tableau 1 compare nos résultats avec d'autres analyses réalisées sur des mesures couvrant la globalité de la bande de fréquences FCC. À titre de comparaison, les valeurs recommandées par l'insitut de normalisation IUT ont également été reportées [13].

Enfin, en étudiant l'atténuation du canal sur différentes bandes partielles, nous avons pu conclure que le changement de la fréquence centrale se traduit par une atténuation supplémentaire en $20 \log \left(\frac{f}{f_0} \right)$ dans l'équation (1), où f est la fréquence de travail et f_0 est une fréquence de référence. Plus de détails sur ces résultats sont disponibles dans [12].

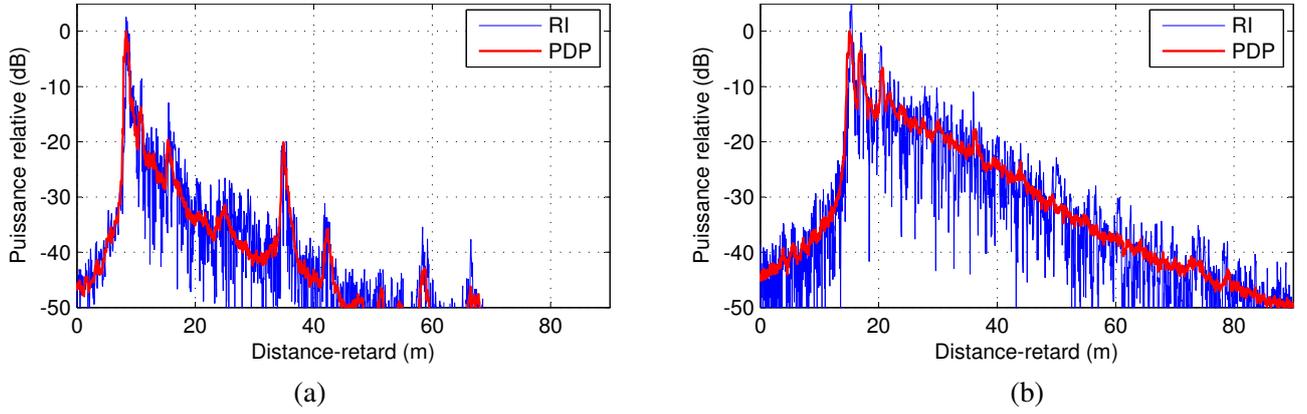


FIG. 3 – PDP et réponse impulsionnelle typiques. Configurations LOS (a) et NLOS (b).

2.2. Dispersion des retards

À partir de chaque ensemble de $M = 90$ RIs $h_m(\tau)$ mesurées localement à l'aide du bras tournant, un profil puissance-retard (en anglais *Power Delay Profile*, PDP) $P(\tau)$ a été calculé comme suit :

$$P(\tau) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |h_m(\tau)|^2 \quad (2)$$

La figure 3 présente des PDPs typiques mesurés en configurations LOS et NLOS, ainsi que l'une des 90 RIs. Le retard de l'axe des abscisses a été converti en longueur de trajet en mètres, pour faciliter l'interprétation des trajets principaux. Dans les deux situations LOS et NLOS, on peut observer un ou plusieurs groupes de trajets de propagation, ou *clusters* en anglais, correspondant à un trajet principal suivi d'une décroissance exponentielle de puissance diffuse.

La dispersion des retards τ_{RMS} a été calculée pour chaque PDP mesuré sur la globalité de la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz comme suit :

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau^2 P(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} P(\tau) d\tau} - \left(\frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau P(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} P(\tau) d\tau} \right)^2} \quad (3)$$

Afin de réduire l'effet du bruit, un seuil situé à -20 dB par rapport au maximum du PDP a été utilisé.

Sur l'ensemble des mesures en configuration LOS, la valeur moyenne de la dispersion des retards est $\tau_{RMS} = 4,1$ ns, avec un écart-type $\sigma_\tau = 2,7$ ns. Dans la configuration NLOS, la dispersion des retards moyenne est $\tau_{RMS} = 9,9$ ns, avec un écart-type $\sigma_\tau = 5,0$ ns. Ces résultats sont en accord avec d'autres analyses du canal radio ULB [7, 14].

2.3. Décroissance du PDP

Les PDPs typiques présentés dans la figure 3 montrent que la puissance reçue se groupe en différents *clusters*, correspondant aux trajets de propagation principaux. Ceci a été décrit initialement par Saleh et Valenzuela, qui ont proposé la représentation discrète suivante pour la RI du canal à l'intérieur des bâtiments [15] :

$$h(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^{K_l} \beta_{k,l} e^{j\theta_{k,l}} \delta(\tau - T_l - \tau_{k,l}) \quad (4)$$

où l'on note L le nombre de *clusters*, K_l le nombre de rayons dans le l^e *cluster*, et T_l l'instant d'arrivée du l^e *cluster*. Les paramètres $\beta_{k,l}$, $\theta_{k,l}$ et $\tau_{k,l}$ représentent l'amplitude, la phase et l'instant d'arrivée associés au k^e rayon à l'intérieur du l^e *cluster*. Les analyses reportées dans [15] reposent sur l'hypothèse que la puissance reçue décroît selon une fonction exponentielle, à l'échelle des *clusters* et à l'échelle des rayons. Ainsi, les coefficients de décroissance exponentielle inter- et intra-*cluster*, notés respectivement Γ et γ , ont été définis de façon à ce que l'amplitude des rayons suive la loi suivante :

$$\beta_{k,l}^2 = \beta_{1,1}^2 e^{-\frac{T_l - T_1}{\Gamma}} e^{-\frac{\tau_{k,l}}{\gamma}} \quad (5)$$

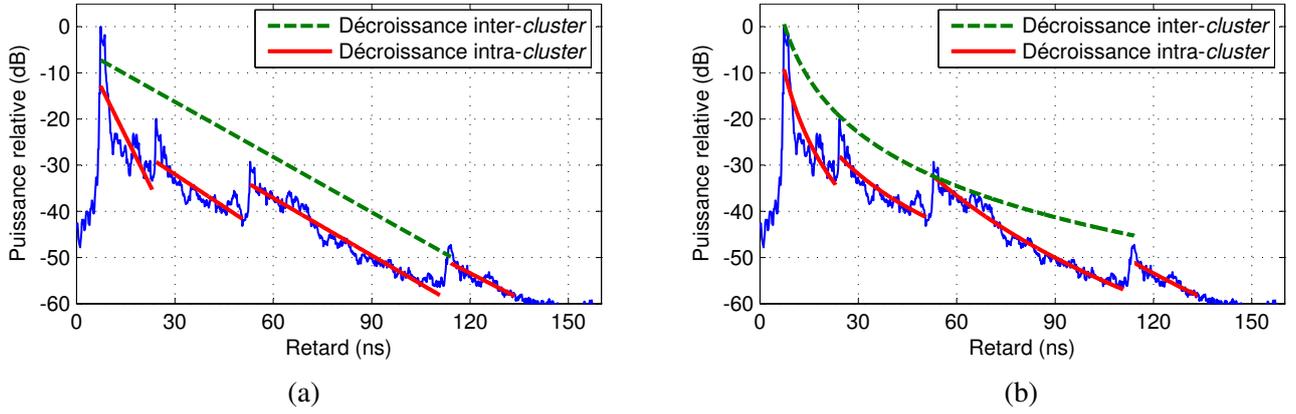


FIG. 4 – Extraction des coefficients de décroissance inter- et intra-cluster. Approximation selon une fonction exponentielle (a) et selon une fonction puissance (b).

2.3.1. Approximation selon un fonction exponentielle

Afin d'évaluer ces paramètres, nous avons d'abord identifié les différents *clusters* visuellement, comme cela est décrit dans [16]. Les coefficients Γ et γ ont ensuite été extraits en utilisant une méthode de régression afin d'approcher la formule théorique donnée par l'équation (5). La figure 4 (a) illustre cette procédure. Sur l'ensemble des PDP mesurés en situation LOS, nous avons identifié entre 3 et 8 *clusters* (moyenne de 5,6). Les coefficients de décroissance moyens ont été évalués à $\Gamma = 15,7$ ns and $\gamma = 7,5$ ns. En configuration NLOS, les PDPs présentent entre 1 et 4 *clusters* (moyenne de 2,4). Les coefficients de décroissance moyens ont été estimés à $\Gamma = 16,5$ ns et $\gamma = 12,0$ ns.

2.3.2. Approximation selon un fonction puissance

En analysant nos résultats de mesure, nous avons observé que la fonction exponentielle n'était pas entièrement satisfaisante pour modéliser la décroissance du PDP. En effet, en suivant cette hypothèse, le PDP exprimé en échelle logarithmique ainsi que chaque *cluster* devraient présenter une forme triangulaire. Cette forme générale n'est pas représentative de nos observations, comme on le voit par exemple dans la figure 4 (a).

En considérant les échos successifs du trajet direct, on peut identifier deux sources d'atténuation. D'une part la propagation du front d'onde sur un trajet plus long induit une atténuation plus importante. D'autre part, les échos retardés subissent un plus grand nombre de phénomènes de propagation, comme la réflexion ou la diffraction. Cette approche physique suggère d'adapter le modèle de Saleh et Valenzuela, en modélisant l'atténuation des trajets multiples selon une fonction de type puissance. Ceci est déjà le cas dans l'approximation classique des pertes par propagation, cf. équation (1). Nous proposons donc de remplacer le modèle de l'équation (5) par le suivant :

$$\beta_{kl}^2 = \beta_{11}^2 \left(\frac{T_l}{T_1} \right)^{-\Omega} \left(\frac{\tau_{k,l} + T_l}{T_l} \right)^{-\omega} \quad (6)$$

où nous définissons deux nouveaux paramètres, Ω et ω , respectivement appelés coefficients de décroissance en puissance inter-*clusters* et intra-*cluster*.

Nous avons estimé les valeurs des paramètres Ω et ω par régression sur les *clusters* du PDP. La figure 4 (b) illustre cette procédure. Pour chacune des approximations exponentielle (Γ , γ) et puissance (Ω , ω), nous avons calculé l'écart-type σ_ε de l'erreur en dB entre le modèle et la mesure, afin de valider l'approche proposée.

Pour la décroissance inter-*clusters*, le passage d'une décroissance exponentielle à une décroissance en puissance fait chuter l'écart-type σ_ε moyen de 4,8 dB à 2,9 dB dans le cas LOS, et de 2,4 dB à 1,7 dB dans le cas NLOS. Pour la décroissance intra-*cluster*, l'erreur moyenne de modélisation σ_ε passe de 1,9 dB à 1,8 dB dans le cas LOS, et de 1,7 dB à 1,6 dB dans le cas NLOS. Ceci valide le modèle proposé, qui est plus proche de nos mesures expérimentales. Enfin, en configuration de visibilité (LOS), nous avons pu observer une différence importante G entre la puissance du trajet principal de chaque *cluster* et celle des rayons suivants, comme on peut le voir dans l'exemple de la figure 4 (b). Ce phénomène avait déjà été observée pour le canal ULB dans [17] et [18].

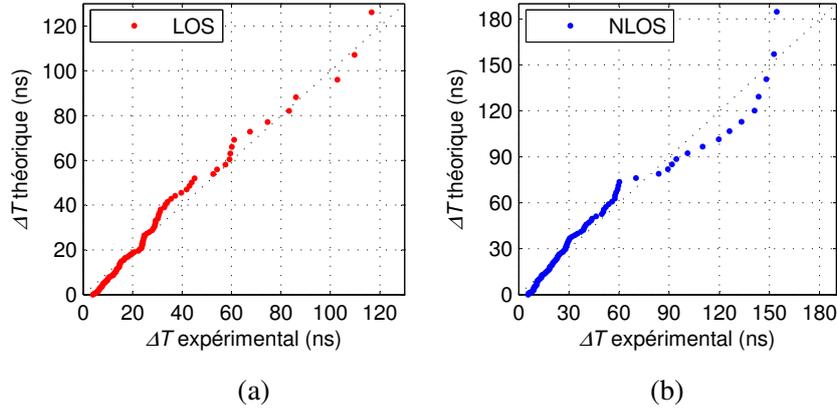


FIG. 5 – Diagrammes quantile-quantile de la durée inter-cluster. *Quantiles expérimentaux et quantiles théoriques correspondant à une distribution exponentielle de paramètre $\Lambda = 36,5$ MHz dans le cas LOS (a), et $\Lambda = 24,9$ MHz dans le cas NLOS (b).*

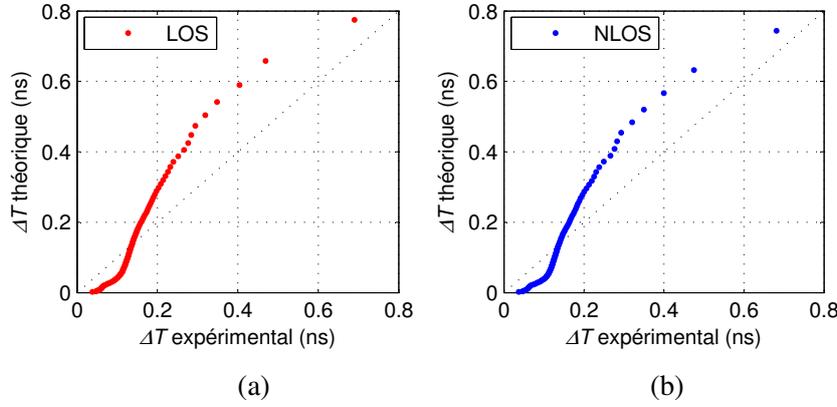


FIG. 6 – Diagrammes quantile-quantile de la durée inter-rayons. *Quantiles expérimentaux et quantiles théoriques correspondant à une distribution exponentielle de paramètre $\lambda = 5,95$ GHz dans le cas LOS (a) et $\lambda = 6,19$ GHz dans le cas NLOS (b).*

Sur l'ensemble des mesures réalisées, nous avons observé les paramètres moyens $\Omega = 4,4$ et $\omega = 11,1$ dans le cas LOS, et $\Omega = 3,9$ et $\omega = 10,2$ dans le cas NLOS. En configuration LOS, l'atténuation moyenne G a été mesurée à 12 dB.

2.4. Arrivée des clusters et des rayons

2.4.1. Taux d'arrivée des clusters

L'instant d'arrivée du l^{e} cluster, noté T_l , a été relevé sur l'ensemble des PDP mesurés présentant plus d'un cluster. Nous nous intéressons alors à la distribution des durées inter-clusters $\Delta T = T_{l+1} - T_l$. La durée inter-cluster moyenne a été observée à $\Delta T = 27,4$ ns en situation LOS, et $\Delta T = 40,1$ ns en situation NLOS, ce qui correspond aux taux d'arrivée de clusters Λ respectifs de 36,5 MHz et 24,9 MHz. Les graphiques de la figure 5 sont des diagrammes quantile-quantile, représentant en abscisse les quantiles de la distribution expérimentale de ΔT , et en ordonnée les quantiles théoriques d'une distribution exponentielle de paramètre Λ . Dans les deux cas LOS et NLOS, l'alignement de la courbe sur la diagonale du diagramme montre que la distribution exponentielle est une approximation raisonnable pour modéliser la durée inter-cluster.

2.4.2. Taux d'arrivée des rayons

Pour l'étude du taux d'arrivée des rayons, un algorithme à haute résolution est nécessaire afin d'extraire le retard $\tau_{k,l}$ associé à chaque rayon. Par exemple, différentes analyses du canal ULB ont mis en œuvre les algorithmes CLEAN [19, 20] ou SAGE [11]. Nous avons utilisé la méthode *Frequency Domain Maximum*

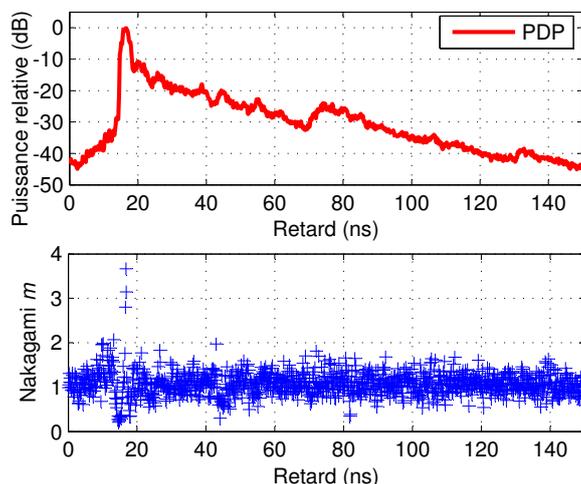


FIG. 7 – Exemple d’analyse du paramètre m . PDP mesuré en situation NLOS et valeur du paramètre m associé à chaque retard.

Likelihood (FDML) présentée dans [21]. Cet algorithme itératif optimise l’ensemble des rayons détectés en minimisant l’erreur entre la mesure et le modèle dans le domaine fréquentiel. Plus de détails sur cette technique et son adaptation à notre problématique sont présentés dans [12]. Pour notre étude du taux d’arrivée des rayons, l’algorithme FDML modifié a été appliqué à l’une des 90 RIs de chaque point de mesure, afin d’obtenir l’instant d’arrivée du k^e rayon τ_k . Nous nous intéressons ensuite à la distribution des durées inter-rayons $\Delta\tau = \tau_{k+1} - \tau_k$. Sur l’ensemble des points de mesure relevés en configurations LOS et NLOS, la durée inter-rayon moyenne a été respectivement évaluée à $\Delta\tau = 0,168$ ns et $\Delta\tau = 0,161$ ns, ce qui correspond aux taux d’arrivée des rayons respectifs $\lambda = 5,95$ GHz et $\lambda = 6,19$ GHz. Comme dans le cas des *clusters*, les distributions expérimentales de la durée inter-rayons ont été confrontées à une distribution exponentielle en utilisant un diagramme quantile-quantile. La figure 6 présente les résultats obtenus. Dans ce cas, certaines différences peuvent être observées entre les données théoriques et expérimentales, mais la distribution exponentielle reste une approximation raisonnable pour nos résultats de mesure.

2.5. Variations du canal à petite échelle

Finalement, nous avons étudié les variations du canal ULB à petite échelle en comparant les 90 RIs mesurées localement à l’aide du bras tournant. Pour évaluer les fluctuations de l’amplitude de la RI, nous avons calculé le paramètre m de Nakagami pour chaque retard de la RI, en utilisant l’estimateur donné dans [22, éq. (5)]. Un exemple de valeurs obtenues pour une position de mesure est représenté dans la figure 7. Comme on peut l’observer, la valeur du paramètre m est proche de 1 pour l’ensemble des retards du PDP, mis à part le trajet principal. Cette observation générale reste valide pour l’ensemble des PDPs mesurés. Ainsi, la distribution de Rayleigh est adaptée pour décrire les variations d’amplitude de la RI du canal ULB pour un déplacement de l’antenne, au moins à l’intérieur des *clusters* de trajets multiples. Ceci a également été observé dans [6, 23].

3. Modèle statistique du canal ULB

Dans cette partie, nous proposons un modèle statistique du canal ULB permettant de générer des réalisations aléatoires de la RI en respectant les caractéristiques principales observées en mesure.

3.1. Modèle de pertes par propagation

La première étape de la construction du modèle de canal ULB concerne l’atténuation due à la propagation du signal. Nous utilisons l’approximation donnée par l’équation (1), en intégrant l’atténuation fréquentielle de 20 dB par décade [12]. Notre modèle de pertes par propagation s’exprimera donc de la façon suivante en dB :

$$PL(f, d) = PL(f_0, d_0) + 20 \log \left(\frac{f}{f_0} \right) + 10N \log \left(\frac{d}{d_0} \right) + S(d) \quad (7)$$

	LOS	NLOS
N	1,62	3,22
σ_S (dB)	1,7	5,7
$PL(f_0, d_0)$ (dB)	53,7	59,4

TAB. 2 – Paramètres du modèle de pertes par propagation. Les valeurs $PL(f_0, d_0)$ sont données pour $f_0 = 6,85$ GHz et $d_0 = 1$ m.

où $d_0 = 1$ m représente une distance de référence, $f_0 = 6,85$ GHz représente la fréquence centrale de la bande FCC analysée et S est une variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle. Les paramètres de ce modèle sont donnés dans le tableau 2.

3.2. Modèle de RI sur une bande infinie

Le principe du modèle de réponse impulsionnelle ULB consiste à générer l'ensemble des rayons qui la composent en respectant les caractéristiques observées lors de nos mesures expérimentales. Parmi ces caractéristiques, nous chercherons principalement à reproduire le regroupement de rayons en *clusters*, la fréquence d'apparition des *clusters* et des rayons, et la décroissance de la puissance avec le retard. Pour une représentation en bande de base, un rayon est décrit par son retard τ , son amplitude β et sa phase θ . La génération de ces paramètres permet de décrire la réponse impulsionnelle sur une bande de fréquences infinie. Nous traitons ensuite ces paramètres dans le domaine fréquentiel afin d'inclure l'effet de la bande limitée d'observation.

Notre description de la RI $h(\tau)$ simulée sur une bande de fréquences infinie suit le formalisme de Saleh et Valenzuela décrit dans l'équation (4). Comme nous avons observé expérimentalement dans la section 2.4.1., la durée inter-*clusters* suit une distribution exponentielle. Ainsi, l'arrivée d'un nouveau *cluster* peut être modélisée par un processus de Poisson et le nombre de *clusters* de la RI peut donc être généré en tirant une variable aléatoire L suivant la loi suivante [5] :

$$p_L(L) = \frac{(\bar{L})^L \exp(-\bar{L})}{L!} \quad (8)$$

où \bar{L} représente le nombre moyen de *clusters*.

Après avoir choisi une distance Tx-Rx d de simulation, l'instant d'arrivée du premier *cluster* est donné par $T_1 = \frac{d}{c}$, où c est la célérité de la lumière. Nous calculons ensuite l'instant d'arrivée T_l des $L - 1$ *clusters* restants en générant des durées inter-*clusters* suivant une loi exponentielle [15] :

$$p(T_l|T_{l-1}) = \Lambda \exp(-\Lambda(T_l - T_{l-1})) \quad (9)$$

Nous avons vu que la décroissance inter-*clusters* du PDP était correctement modélisée par une fonction puissance (cf. section 2.3.). Cette approche diffère de celle suivie par Saleh et Valenzuela [15], mais permet de représenter plus fidèlement nos résultats expérimentaux. L'amplitude du premier rayon de chaque *cluster* est donc donnée par :

$$\beta_{1,l}^2 = \beta_{1,1}^2 \left(\frac{T_l}{T_1} \right)^{-\Omega} \quad (10)$$

où Ω représente le coefficient de décroissance en puissance inter-*clusters*.

Dans un second temps, les rayons sont générés itérativement pour chaque *cluster*. L'instant d'arrivée de chaque rayon est calculé en utilisant des durées inter-rayons suivant une loi exponentielle [15] :

$$p(\tau_{k,l}|\tau_{k,l-1}) = \lambda \exp(-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{k,l-1})) \quad (11)$$

Comme nous l'avons décrit dans la section 2.3., une fonction de type puissance est utilisée pour calculer l'amplitude des rayons :

$$\beta_{k,l}^2 = 10^{-\frac{\sigma}{10}} \beta_{1,l}^2 \left(\frac{\tau_{k,l} + T_l}{T_l} \right)^{-\omega} \quad (12)$$

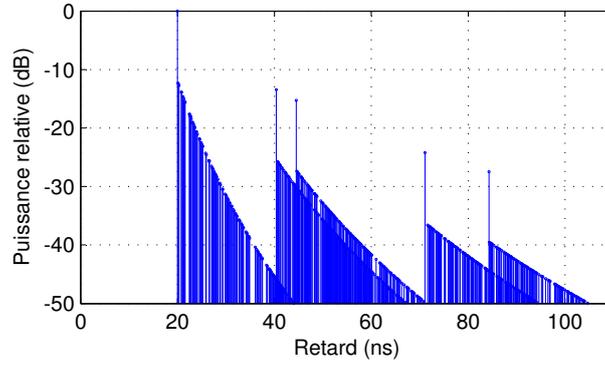


FIG. 8 – Réponse impulsionnelle simulée sur une bande infinie. *Situation LOS, avec les paramètres $d = 6$ m, $\Lambda = 36,5$ MHz, $\lambda = 5,95$ GHz, $\Omega = 4,4$, $\omega = 11,1$ et $G = 12$ dB.*

	LOS	NLOS
\bar{L}	5,6	2,4
Λ (MHz)	36,5	24,9
λ (GHz)	5,95	6,19
Ω	4,4	3,9
ω	11,1	10,2
G (dB)	12	0

TAB. 3 – Paramètres du modèle de canal ULB

où ω représente le coefficient de décroissance en puissance intra-*cluster* et G rend compte de l'atténuation observée entre le premier trajet de chaque *cluster* et les rayons suivants. Pour chaque *cluster*, la génération de rayons s'arrête lorsque l'amplitude du rayon atteint un seuil D situé à -50 dB dans nos simulations.

Finalement, la phase $\theta_{k,l}$ de chaque rayon est générée en utilisant une loi uniforme sur l'intervalle $[0, 2\pi[$. La figure 8 présente l'ensemble des rayons obtenus dans une situation LOS pour une distance émetteur-récepteur de 6 m, où l'on peut observer 5 *clusters*. Notons que cette représentation correspond à une bande d'observation infinie, chaque rayon étant représenté par une fonction de Dirac.

Le tableau 3 reprend l'ensemble des paramètres expérimentaux de notre modèle statistique de canal ULB.

3.3. Modèle de RI sur une bande limitée

Dans la pratique, la réponse impulsionnelle est observée sur une bande limitée, située à l'intérieur de la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz. Nous notons f_{\min} et f_{\max} les fréquences minimale et maximale d'observation, et $f_c = \frac{1}{2}(f_{\min} + f_{\max})$ la fréquence centrale. La fonction de transfert du canal limitée à la bande d'observation s'écrit alors pour les fréquences positives :

$$T_{\text{lim}}(f) = \begin{cases} \frac{f_c}{f} \frac{PL(f_c, d)}{\sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^{K_l} \beta_{k,l}^2} \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^{K_l} \beta_{k,l} e^{j(\theta_{k,l} - 2\pi f(T_l + \tau_{k,l}))} & \text{si } f_{\min} \leq f \leq f_{\max} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (13)$$

où le coefficient $\frac{PL(f_c, d)}{\sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^{K_l} \beta_{k,l}^2}$ permet de normaliser la puissance reçue à la fréquence f_c selon le modèle de pertes par propagation. D'autre part, le terme $\frac{f_c}{f}$ est utilisé pour rendre compte de la décroissance de la puissance reçue en $-20 \log(f)$ décrite précédemment. Cette correction de la fonction de transfert a également été proposée dans [4] et [8].

La RI observée sur bande limitée $h_{\text{lim}}(\tau)$ est simplement obtenue à partir de la fonction de transfert $T_{\text{lim}}(f)$ par transformation de Fourier inverse. Pour diminuer la hauteur des lobes secondaires, on pourra par exemple utiliser une fenêtre de Hanning lors de cette transformation [24]. La figure 9 (a) représente notre exemple de

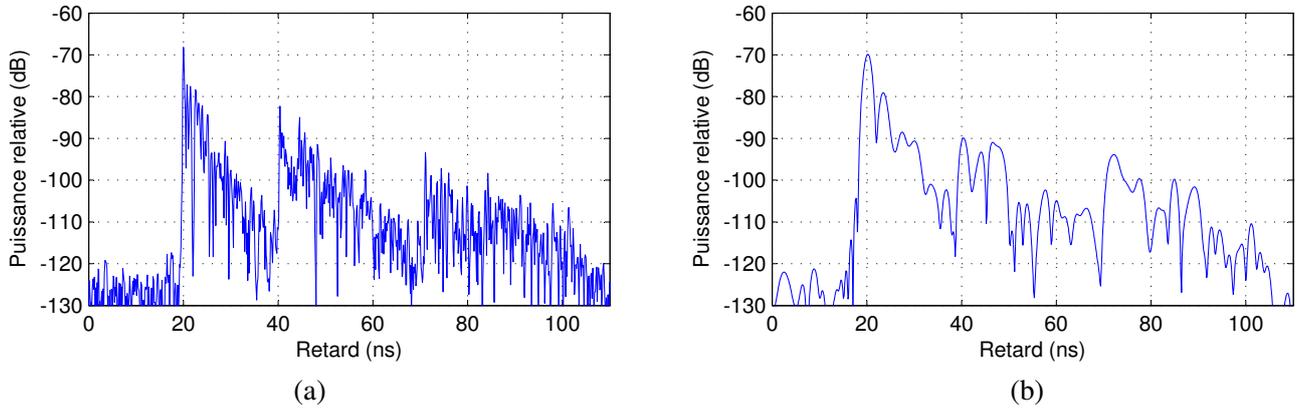


FIG. 9 – Réponses impulsionnelles simulées sur une bande limitée. *Ensembles de rayons identiques, observés sur les bandes 3,1 GHz - 10,6 GHz (a) et 3,1 GHz - 4,1 GHz (b).*

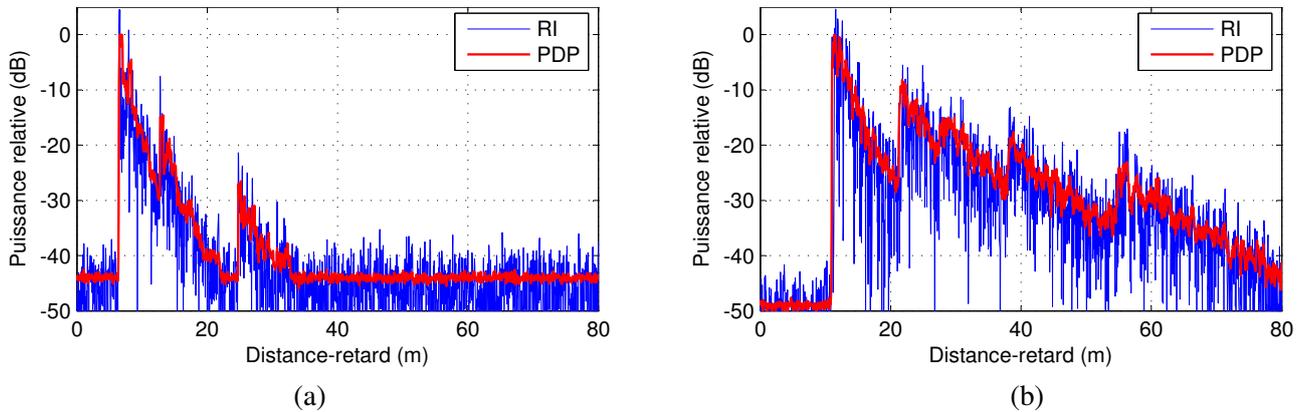


FIG. 10 – PDPs et RIs obtenus en simulation. *Configurations LOS (a) et NLOS (b).*

RI observé sur la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz. On peut remarquer que le faible délai existant entre deux rayons consécutifs (cf. figure 8) produit naturellement des interférences constructives ou destructives. La figure 9 (b) présente la même RI observée sur la bande 3,1 GHz - 4,1 GHz : on constate que la résolution des trajets multiples est moins fine lorsque la bande d'observation est moins large.

3.4. Résultats de simulation

Une série de simulations a été réalisée en utilisant le modèle de canal radio ULB présenté dans la section 3. Un ensemble de 119 PDP a été généré en respectant les distances Tx-Rx de notre campagne de mesure, pour les situations LOS et NLOS. Chaque PDP a été construit à partir d'un ensemble de 90 RIs, simulant le déplacement de l'antenne autour d'un cercle de 20 cm de rayon. La génération des fluctuations rapides des 90 RIs locales simulées a été réalisée à l'aide d'un algorithme tenant compte de la direction d'arrivée des rayons, entièrement décrit dans [12].

La figure 10 présente deux PDP typiques obtenus en simulation. L'une des 90 réponses impulsionnelles qui le composent est également représentée. Notons qu'en abscisse, les retards ont été convertis en distance. De manière générale, les simulations sont similaires aux PDP mesurés (cf. figure 3).

Deux paramètres représentatifs de la dispersion introduite par le canal de propagation ont été calculés sur l'ensemble des PDPs générés : la dispersion des retards τ_{RMS} et la fenêtre des retards à 75% $W_{75\%}$. Les valeurs moyennes obtenues pour ces paramètres en mesure et en simulation sont comparées pour les situations LOS et NLOS dans le tableau 4. On peut constater que le modèle proposé reproduit correctement les paramètres de dispersion mesurés sur le canal radio ULB. La dispersion des retards des PDPs simulés est particulièrement proche de la mesure, en situations LOS et NLOS. Les valeurs obtenues pour la fenêtre des retards s'éloignent plus de nos observations expérimentales, mais restent de l'ordre de grandeur des caractéristiques mesurées. Le

Paramètre	LOS		NLOS	
	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation
τ_{RMS} (ns)	4,1	4,0	9,9	9,7
$W_{75\%}$ (ns)	7,6	9,7	23,7	21,2

TAB. 4 – Comparaison des paramètres de dispersion entre mesure et simulation.

modèle proposé permet ainsi de reproduire à la fois la structure de la réponse impulsionnelle et la dispersion introduite par le canal.

Conclusion

Dans cet article, une étude complète du canal de propagation ULB est réalisée en environnement intérieur de bureau. L'acquisition de plus de 10 000 réponses impulsionnelles en situations LOS et NLOS a permis de dégager les caractéristiques principales du canal ULB. Dans un premier temps, nous avons extrait les paramètres de pertes par propagation N , σ_S et $PL(f_0, d_0)$. Nous avons ensuite analysé les caractéristiques large bande principales pour le canal ULB, comme la dispersion des retards τ_{RMS} et le taux d'arrivée des *clusters* Λ et des rayons λ . En particulier, nous avons proposé une modification à l'approximation traditionnelle de Saleh et Valenzuela pour la décroissance de l'amplitude du PDP. Deux paramètres originaux, Ω et ω , ont été introduits pour modéliser la décroissance inter- et intra-*cluster* selon des fonctions de type puissance.

À partir de ces caractéristiques expérimentales, nous avons proposé un modèle complet de canal ULB. Dans un premier temps, nous avons décrit un modèle de pertes par propagation qui permettra de réaliser des études de dimensionnement et d'évaluer le brouillage généré par un équipement ULB. Un modèle statistique a ensuite été détaillé pour la RI du canal ULB. Il permet de générer un ensemble de rayons en reproduisant la structure caractéristique de la réponse impulsionnelle, comme le regroupement de rayons en *clusters*. Par filtrage de l'ensemble des rayons obtenus, il est possible d'observer la réponse impulsionnelle sur toute bande de fréquences incluse dans la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz. Les simulations réalisées à partir de ce modèle montrent qu'il permet de reproduire fidèlement la dispersion introduite par le canal. Ce modèle pourra donc être utilisé pour la simulation réaliste des systèmes de communication basés sur la technologie ULB. Nos futurs travaux de recherche s'orienteront vers les problématiques de mise en œuvre pratique, comme l'intégration du modèle dans des chaînes de simulation avec une complexité minimale.

Références bibliographiques

- [1] L. Yang and G. B. Giannakis, "Ultra-wideband communications : an idea whose time has come," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 21, no. 6, pp. 26–54, Nov. 2004.
- [2] FCC, "First report and order, revision of Part 15 of the Commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems," FCC, Tech. Rep. ET Docket 98-153, April 2002.
- [3] A. F. Molisch, "Ultrawideband Propagation Channels - Theory, Measurement, and Modeling," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 5, pp. 1528–1545, Sept. 2005.
- [4] J. Foerster, "Channel Modeling Sub-comitee Report Final," IEEE P802.15 Working Group for WPANs, Tech. Rep. IEEE P802.15-02/490r1-SG3a, Feb. 2003.
- [5] A. F. Molisch, K. Balakrishnan, C. C. Chong *et al.*, "IEEE 802.15.4a channel model - final report," IEEE 802.15 Working Group for WPANs, Tech. Rep. IEEE P802.15-04/0662, Nov. 2004.
- [6] J. Kunisch and J. Pamp, "Measurement results and modelling aspects for the UWB radio channel," in *IEEE Conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies*, Baltimore, MD, USA, May 2002, pp. 19–23.
- [7] R. M. Buehrer, W. A. Davis, A. Safaai-Jazi *et al.*, "Characterization of the ultra-wideband channel," in *IEEE Conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies*, Reston, VA, USA, Nov. 2003, pp. 26–31.
- [8] A. Alvarez, G. Valera, M. Lobeira *et al.*, "New channel impulse response model for UWB indoor system simulations," in *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Spring*, vol. 1, Seoul, Korea, April 2003, pp. 1–5.
- [9] D. Cassioli and A. Durantini, "Statistical characterization of UWB indoor propagation channels based on extensive measurement campaigns," in *International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, vol. 1, Abano Terme, Italy, Sept. 2004, pp. 236–240.
- [10] J. Karedal, S. Wyne, P. Almers *et al.*, "UWB channel measurements in an industrial environment," in *IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 6, Dallas, TX, USA, Nov. 2004, pp. 3511–3516.

- [11] K. Haneda, J. Takada, and T. Kobayashi, "On the Cluster Properties in UWB Spatio-Temporal Residential Measurement," in *COST 273 Workshop*, Bologna, Italy, Jan. 2005.
- [12] P. Pagani, "Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte Ultra Large Bande," Ph.D. dissertation (in French), Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, France, Nov. 2005.
- [13] ITU, "Propagation prediction methods for the planning of ultra-wideband applications in the frequency range 1 GHz to 10 GHz (draft recommendation)," International Telecommunications Union, Tech. Rep. 3K/TEMP/18-E, Oct. 2004.
- [14] S. S. Ghassemzadeh, L. J. Greenstein, A. Kavcic *et al.*, "UWB indoor delay profile model for residential and commercial environments," in *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Fall*, vol. 5, Orlando, FL, USA, Oct. 2003, pp. 3120–3125.
- [15] A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, no. 2, pp. 128–137, Feb. 1987.
- [16] J. Karedal, S. Wyne, P. Almers *et al.*, "Statistical Analysis of the UWB Channel in an Industrial Environment," in *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Fall*, vol. 1, Los Angeles, CA, USA, Sept. 2004, pp. 81–85.
- [17] D. Cassioli, M. Z. Win, and A. F. Molisch, "The ultra-wide bandwidth indoor channel : from statistical model to simulations," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 6, pp. 1247–1257, Aug. 2002.
- [18] J. Kunisch and J. Pamp, "An ultra-wideband space-variant multipath indoor radio channel model," in *IEEE Conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies*, Reston VA, USA, Nov. 2003, pp. 290–294.
- [19] S. M. Yano, "Investigating the Ultra-Wideband Indoor Wireless Channel," in *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Spring*, vol. 3, Birmingham, AL, USA, May 2002, pp. 1200–1204.
- [20] R. J. M. Cramer, R. A. Scholtz, and M. Z. Win, "Evaluation of an ultra-wide-band propagation channel," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 5, pp. 561–570, May 2002.
- [21] B. Denis and J. Keignart, "Post-processing framework for enhanced UWB channel modeling from band-limited measurements," in *IEEE Conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies*, Reston, VA, USA, Nov. 2003, pp. 260–264.
- [22] A. Abdi and M. Kaveh, "Performance comparison of three different estimators for the Nakagami m parameter using Monte Carlo simulation," *IEEE Communications Letters*, vol. 4, no. 4, pp. 119–121, April 2000.
- [23] U. Schuster, "Indoor UWB Channel Measurements from 2 GHz to 8 GHz," IEEE 802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), Tech. Rep. IEEE 802.15-04/447, Sept. 2004.
- [24] F. J. Harris, "On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform," *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, no. 1, pp. 51–83, Jan. 1978.