



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

---

### Modèles de propagation pour les systèmes radio-mobiles

---

**Pajusco Patrice**

France Télécom

Division R&D / RESA / NET

6, avenue des Usines

BP 382

90 007 Belfort Cedex

patrice.pajusco@francetelecom.com

---

#### Résumé

*La connaissance du canal de propagation est déterminante tout au long de la vie d'un système de communication. En phase de conception, les caractéristiques du canal de propagation ainsi que les modèles statistiques orientent la définition de l'interface radio. En phase de déploiement, les modèles semi-déterministes prennent le relais pour l'optimisation des réseaux opérationnels.*

*Cet exposé, sans la prétention d'être exhaustif, a pour but d'introduire les principaux concepts utilisés en modélisation du canal de propagation bande étroite, large bande, Ultra Large Bande et MIMO. Indissociables du processus de modélisation, les bases de données géographiques et les techniques de caractérisation du canal de propagation sont également évoquées.*

*Mots clés : Propagation, modèle, caractérisation, large bande, MIMO*

---

#### Introduction

L'utilisation d'internet, grâce aux nombreux services disponibles, a envahi peu à peu notre vie quotidienne. Le réseau, notamment haut débit, est devenu une ressource indispensable au quotidien. Le défi aujourd'hui est d'offrir les mêmes services en situation nomade et mobile. Les techniques de transmission sans fil offrent des solutions adaptées qu'il convient de maîtriser pour offrir une qualité de service irréprochable.

Le canal de propagation est le support de transmission des systèmes de communication radio. Ses caractéristiques, qui dépendent fortement de la fréquence et de l'environnement, influent sur les performances. Dès la conception d'un nouveau système, les caractéristiques du canal doivent être connues pour dimensionner au mieux l'interface radio. Des modèles statistiques sont également requis pour comparer différentes solutions techniques. En phase de déploiement, des modèles plus précis de prévision du champ sont nécessaires pour optimiser les réseaux cellulaires. La connaissance du canal est donc vitale tout au long de la vie d'un système de communication.

L'objet de cet article est d'introduire sommairement les principaux concepts de modélisation du canal radio utilisés aujourd'hui. La première partie montre par quelques exemples l'influence significative du canal sur un système de communication. La seconde partie traite des différentes techniques de mesures du canal de propagation notamment en configuration multi-antennes. Les principaux modèles statistiques large bande utilisés en normalisation sont ensuite détaillés. Après un rappel sur les bases de données géographiques, les modèles de prévision de champ sont présentés. La dernière partie traite de la modélisation déterministe.

# 1. Influence du canal de propagation

## 1.1. Impact sur la qualité de la liaison

Avant d'aborder la caractérisation et la modélisation proprement dite, il convient de mettre en évidence l'influence réelle du canal de propagation sur les performances d'un système. Le taux d'erreur est un indicateur important de la qualité d'une transmission numérique. Si l'on considère un fonctionnement optimal du récepteur, c'est-à-dire une récupération totale de l'énergie dans la largeur bande du système, on peut calculer le taux d'erreur brut optimal. Cette valeur reste indicative car un système réel ne sera pas tout à fait optimal et le codage canal permettra d'améliorer le taux d'erreur brut. Le taux d'erreur optimal reste toutefois intéressant pour comparer simplement les tendances des performances en fonction du canal de propagation. La figure 1 présente les performances optimales d'un système fonctionnant sur une largeur de bande de 5 MHz pour différents canaux de propagation.

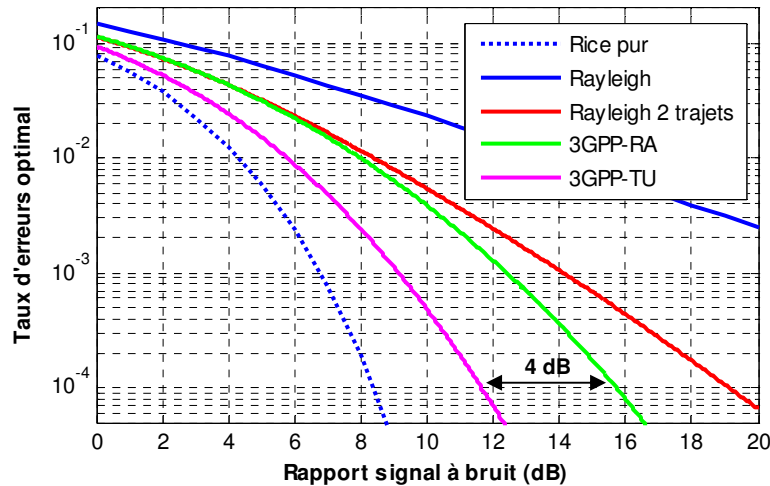


Figure 1: Influence du canal sur les performances optimales d'une transmission

Les canaux 3GPP-RA et 3GPP-TU représentent respectivement des comportements typiques de canaux de propagation en milieu rural et urbain. En considérant un taux d'erreur de  $10^{-4}$ , on peut observer en milieu urbain une réduction de 4 dB du rapport signal à bruit pour atteindre les mêmes performances qu'un milieu rural. Cette différence est liée au gain de diversité temporelle qui est plus important en milieu urbain. Cette valeur indicative montre un premier exemple de l'impact du canal sur la qualité du système.

## 1.2. Impact sur la capacité de la liaison

En contexte multi-antennes à l'émission et la réception (MIMO), la capacité théorique du canal peut être calculée à partir de la formule proposé dans [1]. Nous considérons une configuration MIMO simplifiée. L'antenne multi-capteurs est identique à l'émetteur et au récepteur. Elle est constituée d'un réseau linéaire de quatre capteurs omnidirectionnels espacés de  $0.5\lambda$ . Différentes répartitions angulaires de l'énergie sont étudiées. Elles sont représentées sur la figure 2 et correspondent à une croissance progressive de la dispersion angulaire :

- cas 1 : 1 trajet
- cas 2 : 2 trajets indépendants
- cas 3 : 3 trajets indépendants
- cas 4 : 10 rayons répartis uniformément dans toutes les directions

Chaque trajet est formé de 5 rayons définissant une dispersion angulaire de  $2^\circ$ . Chaque rayon est affecté d'évanouissements caractérisés par une distribution de Rayleigh. La géométrie des rayons est supposée identique à l'émetteur et au récepteur.

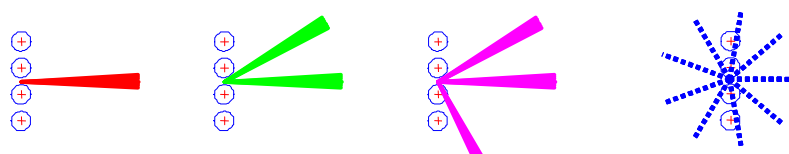


Figure 2: Description des différentes configurations spatiales (Cas 1 → 4)

Les courbes de capacité du canal MIMO sont obtenues en considérant l'algorithme Water filling, correspondant à chacun des cas, sont reportées sur la figure 3. A fort rapport signal à bruit, la capacité peut varier dans un rapport de deux en fonction des propriétés spatiales du canal. Comme précédemment, ce second exemple met en évidence l'influence significative du canal sur les performances d'un système de communication.

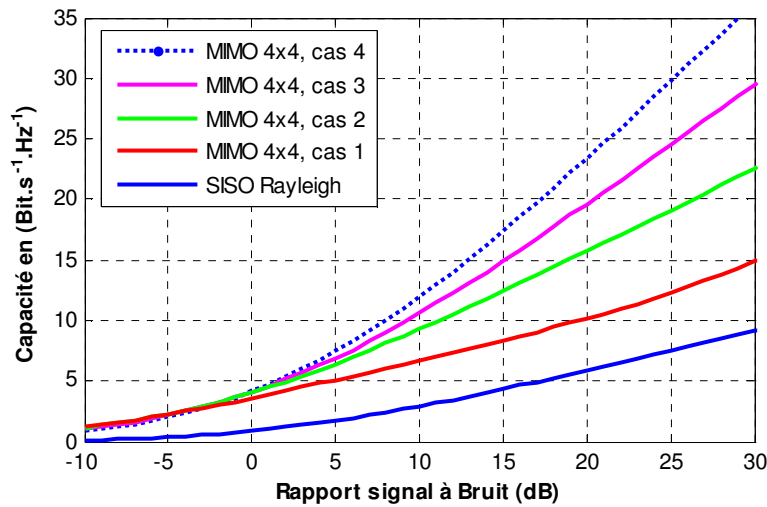


Figure 3: Capacité d'un canal MIMO dans différentes configurations

## 2. Techniques de sondage du canal large bande

### 2.1. Introduction

La simulation exacte de la propagation dans un environnement réel constitue un rêve encore inaccessible. D'une part, la connaissance du milieu n'est pas parfaite. Il est en effet difficile de connaître la structure interne des obstacles rencontrés par l'onde électromagnétique. D'autre part, les modèles requis nécessiteraient des espaces mémoires et des puissances de calcul bien supérieures aux capacités des ordinateurs actuels.

L'expérimentation reste la méthode la plus fiable pour évaluer la fiabilité d'un modèle par rapport à la réalité. Historiquement, les premières expérimentations consistaient à émettre une porteuse pure et à relever le niveau de puissance reçue. Ce type de mesure est appelé mesure à bande étroite ou mesure de champ. L'accroissement de la largeur de bande des systèmes de communication, notamment avec les premiers systèmes numériques, a nécessité de caractériser la réponse impulsionnelle du canal de propagation. Ces mesures, appelées mesures à large bande, consiste à caractériser le canal sur des largeurs de bande de plusieurs dizaines de MHz. Aujourd'hui, les largeurs de bande peuvent atteindre plusieurs GHz avec les systèmes Ultra Large Bande (ULB). L'apparition des techniques MIMO, a nécessité d'explorer les propriétés spatiales du canal de propagation.

### 2.2. Principe de mesures mono-capteur

Les techniques de caractérisation large bande consiste à connaître la fonction de transfert du canal de propagation. Classiquement, les largeurs de bandes sont de l'ordre de la dizaine de MHz mais peuvent atteindre plusieurs GHz en contexte ULB. Parmi les techniques de sondage les plus courantes, on peut dégager trois grandes familles :

- Méthode temporelle : très proche d'un système ULB impulsionnel, ce principe consiste à transmettre périodiquement une impulsion dont la largeur est inversement proportionnelle à la largeur de bande à sonder. L'impulsion étant voisine d'une impulsion de Dirac, le signal reçu est par définition la réponse impulsionnelle du canal de propagation. Cette dernière est échantillonnée au moyen d'un oscilloscope numérique, équipement dont les performances ont considérablement progressées au cours des dernières années (Bande passante supérieure à 15 GHz). Cette apparente simplicité ne doit toutefois pas cacher les principaux défauts de cette méthode. La synthèse de l'impulsion pose des problèmes pour des largeurs de bande de plusieurs GHz. Le principe impulsionnel pénalise lourdement le bilan de liaison et la dynamique de mesure. En effet, l'émission d'une forte puissance pendant un temps très court pose des problèmes technologiques. En pratique, cette contrainte limite les mesures à une pièce en situation de visibilité.

- Méthode fréquentielle : Elle consiste à mesurer successivement l'atténuation (amplitude et phase) du canal de propagation à différentes fréquences. Chaque mesure s'effectuant en bande étroite, cette méthode offre une dynamique exceptionnelle au détriment d'un temps de mesure important. La réalisation pratique consiste généralement à utiliser un analyseur de réseau vectoriel en remplaçant le quadripôle sous test par le canal de propagation. Le canal de propagation est estimé au travers du paramètre  $S_{12}$ . Cette technique impose une synchronisation via un câble entre l'émetteur et le récepteur. Elle s'avère très pratique pour caractériser des environnements statiques intérieurs sur des largeurs de bande très importantes.
- Méthode par compression d'impulsion : Elle consiste à transmettre une séquence périodique pseudo-aléatoire qui occupe l'ensemble de la bande à sonder. La séquence pseudo-aléatoire peut être obtenue par un registre à décalage bouclé (séquence maximale). Cette solution, simple à réaliser avec quelques circuits logiques, permet d'atteindre de très grandes largeurs de bande. La seconde solution consiste à utiliser un générateur de séquence arbitraire. Cette solution offre l'avantage de permettre l'optimisation de la séquence émise pour tendre vers un spectre plat avec un signal à enveloppe constante. Ceci permet d'utiliser au mieux les amplificateurs et donc de maximiser le bilan de liaison. Au niveau du récepteur, la réponse impulsionnelle peut-être estimée par corrélation, solution qui offre l'avantage de pouvoir être réalisée complètement en analogique sur de très grandes largeurs de bande. Pour des largeurs de bande traditionnelles, le traitement s'effectue numériquement à partir du signal numérisé. Cette approche est retenue dans la plupart des sondeurs de canaux radio-mobile actuels.

En raison des besoins toujours croissants en matière de débit, les besoins de sondage de canal concernent aujourd'hui essentiellement les canaux de propagation MIMO et les canaux de propagation ULB.

### 2.3. Principe de mesures multi-capteurs

L'apparition des techniques multi-antennes a nécessité très rapidement de caractériser simultanément plusieurs canaux de propagation. La méthode la plus volumineuse et la plus coûteuse, qui est également la plus proche d'un système réel, consiste à dupliquer les chaînes de mesures. L'utilisation de séquences d'émission orthogonales permet aux récepteurs de différencier chacune des sources. En pratique, la principale difficulté de cette solution réside dans le calibrage en phase et amplitude de chacune des voies. Les composants actifs, tels que les amplificateurs à faible bruit, présentent des caractéristiques variables en fonction de la température, de la fréquence ou simplement du lot de fabrication. Chaque chaîne contient plusieurs composants actifs indépendants. L'opération de calibrage d'un tel système est un véritable défi. La seconde possibilité consiste à profiter de la périodicité des signaux émis. Ainsi, le récepteur peut mesurer successivement chaque canal en commutant les antennes à chaque période. La figure 4 présente le principe de fonctionnement dans le cas d'un seul émetteur et de plusieurs récepteurs (SIMO).

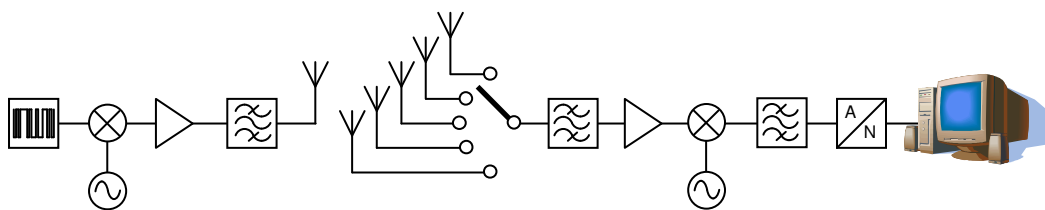


Figure 4: Principe de caractérisation SIMO par commutation

La longueur de la séquence périodique pseudo-aléatoire ( $T_{seq}$ ) est de l'ordre de la longueur de la réponse impulsionnelle. En milieu urbain, la durée peut atteindre quelques  $\mu s$ . En configuration SIMO, la mesure sur  $N$  voies dure  $2*N*T_{seq}$ , le temps d'une séquence étant utilisé pour chaque commutation d'antenne. Compte tenu des longueurs d'ondes étudiées actuellement (centimétrique) et de la vitesse des véhicules, on peut considérer l'acquisition multi-capteurs comme simultanée. La synchronisation est la principale difficulté de la solution commutée. Par contre, le calibrage est beaucoup plus simple car tous les composants actifs sont communs à l'ensemble des voies. Seul le commutateur doit être calibré.

Le principe de commutation peut-être étendu à l'émission pour mesurer un canal MIMO. Le principe est décrit sur la figure 5. Dans cette configuration, le temps complet de mesure peut devenir important ( $N_{tx}*M_{rx}*T_{seq}$ ) et la mesure ne peut plus être considérée comme simultanée. Dans ce cas, une resynchronisation des instants d'échantillonnage peut s'avérer nécessaire au moyen du post-traitement. La commutation à l'émission trouve également quelque limite en raison de la difficulté à commuter rapidement des puissances importantes.

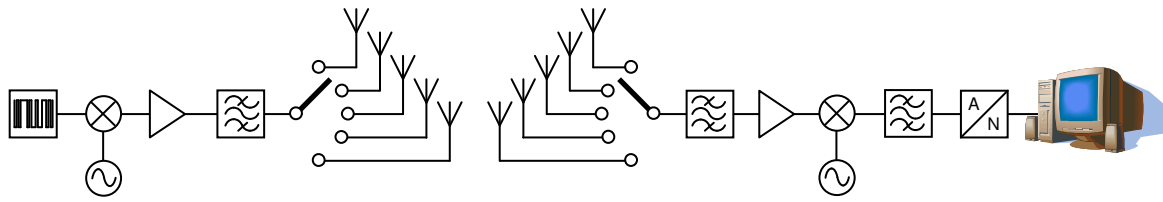


Figure 5: Principe de caractérisation MIMO par commutation

#### 2.4. Caractérisation spatio-temporelle

La modélisation d'un canal MIMO nécessite de connaître avec précision les propriétés spatiales et de polarisation du canal de propagation à l'émission et/ou à la réception. L'utilisation d'un sondeur de canal associé à un réseau d'antennes est requise pour de telles études. La communauté scientifique française est active dans ce domaine avec le développement et l'utilisation de plusieurs sondeurs de canaux large bande multi-capteurs [2-4]. A partir des données recueillies par ce type d'équipement, il est possible d'estimer la répartition angulaire de l'énergie au niveau du ou des réseaux d'antennes pour chaque temps de retard de la réponse impulsionnelle.

L'utilisation de réseau virtuel peut s'avérer très intéressante et économique. Par exemple avec un sondeur multi-capteurs SIMO, il est possible d'effectuer une caractérisation doublement directionnelle. Le principe consiste à utiliser le réseau d'antennes à la station de base pour caractériser les directions d'arrivée, et considérer le réseau virtuel linéaire formé par l'antenne d'émission en déplacement pour caractériser les directions de départ [5]. La Figure 6 présente un exemple d'analyse doublement directionnelle menée avec ce principe en milieu urbain [6]. Elle fait apparaître clairement la différence de comportement au niveau de la station de base et au niveau du mobile. Ce type d'analyse fournit de précieuses données pour paramétrer les modèles directionnels.

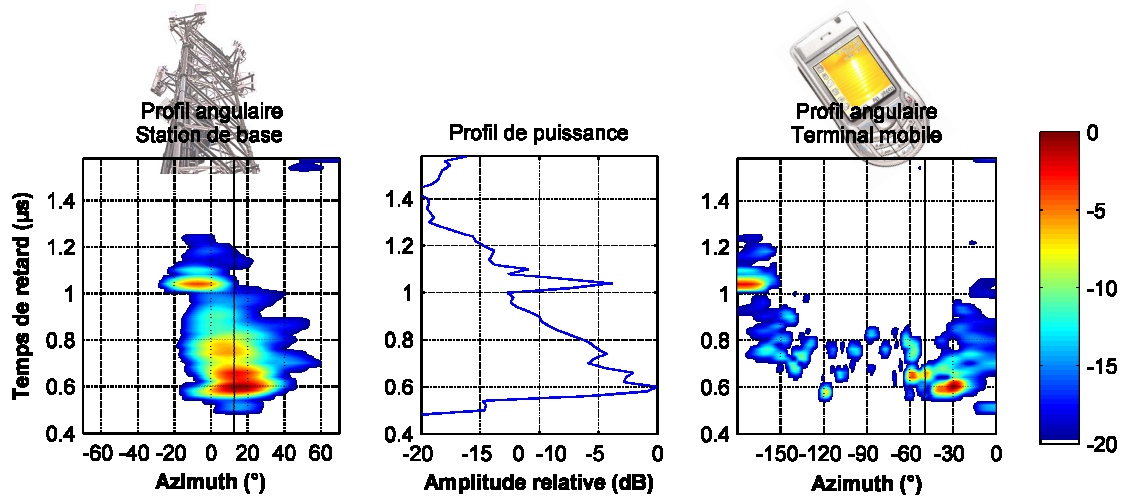


Figure 6: Exemple d'analyse directionnelle en environnement urbain

Au cours des dernières années, l'exploration des caractéristiques spatiales s'est considérablement accélérée. Les réseaux linéaires de capteurs ont laissé place à des réseaux surfaciques (planaires ou sphériques) en double polarisation. Pour une analyse doublement directionnelle, ces réseaux de capteurs sont placés à chaque extrémité du lien radio qui peut être mobile. Les pays du nord de l'Europe semblent les plus actifs sur cette thématique. Parmi les sondeurs large bande MIMO les plus utilisés, on peut citer le sondeur RUSK et le sondeur Propsound respectivement développés par la société Medav et la société Elektrobit. Chacun de ces sondeurs supportent plus de 1000 canaux mesurables pour caractériser par exemple une liaison MIMO 16x64. Ces équipements de pointe sont complétés par des réseaux multi-capteurs tous aussi performants. La Figure 7 présente quelques réalisations majeures dans ce domaine. La Figure 7a est un réseau fonctionnant à 5 GHz comportant 8x8 éléments, avec 3 lignes de capteurs passifs sur les bords. La Figure 7b est une antenne large bande comportant 25 patchs en double polarisation soit 50 accès. La Figure 7c est une antenne sphérique permettant un dépointage dans toutes les directions de l'espace. La Figure 7d est une antenne circulaire de 16 éléments.



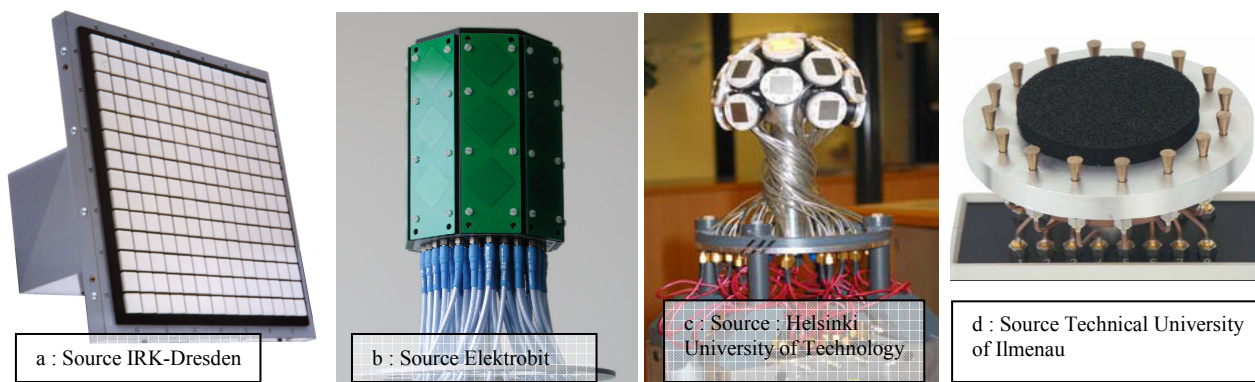


Figure 7: Exemple de réseaux d'antennes multi-capteurs.

## 2.5. Conclusion

Les systèmes de caractérisations large bande permettent aujourd'hui de connaître la totalité des caractéristiques du canal de propagation : temps de retard, amplitude complexe, polarisation, directions de départs 3D, directions d'arrivées 3D. De tels équipements conduisent à des expérimentations de plus en plus complexes, aussi bien dans la mise en œuvre que dans l'analyse des mesures. De nombreuses techniques d'analyse ont vu le jour et font l'objet de recherche pour extraire le plus fidèlement les caractéristiques spatiales du canal. Il s'agit principalement de techniques à haute résolution telles que JADE, MUSIC, ESPRIT, SAGE, RIMAX... Les données recueillies sont fondamentales pour l'élaboration de modèles MIMO destinés à la définition de systèmes de communication haut débit.

## 3. Les modèles large bande

### 3.1. Introduction

Les modèles large bande sont utilisés dans les chaînes de simulation pour l'évaluation du lien radio. Ces modèles peuvent également être utilisés de façon simplifiés dans des simulations globales d'une partie du réseau de communication. Ces modèles n'utilisent qu'une description très limitée de la configuration : type d'environnement (urbain, rural...), distance entre station de base et mobile, vitesse, orientation du mobile par rapport aux antennes. Il ne s'appuie sur aucune base de données géographiques. Ces modèles reproduisent des comportements stationnaires à l'ordre 2 du canal de propagation. Différents principes de modélisation existent. Le modèle proposé par Saleh et Valenzuela [7] est un des plus anciens. Il constitue un bon point de départ car ses concepts se réutilisent dans de nombreux modèles. D'une part, le canal est modélisé suivant une vision physique par un ensemble de rayons. D'autre part, les rayons sont rassemblés dans des clusters, notion couramment utilisée aujourd'hui mais dont la définition reste source de débats. Pour simplifier, un cluster peut-être assimilé à un ensemble de rayons ayant des caractéristiques voisines. Par exemple, la réflexion sur un groupe localisé d'objets créera un ensemble de rayons issu d'une même direction moyenne avec des temps de retards voisins. Cet ensemble de rayons peut être considéré comme un cluster. Le dernier concept intéressant du modèle de Saleh et Valenzuela est la notion de modèle statistique. Les premiers modèles utilisés à grande échelle en simulation ont été les modèles à trajets dont le profil moyen de puissance est figé. Plus récemment, des modèles stochastiques ont été introduits pour modéliser la dispersion des canaux rencontrés dans la réalité. Ces modèles sont destinés à des simulations plus globales.

### 3.2. Le modèle de Saleh et Valenzuela

La modélisation de la réponse impulsionnelle proposée dans [7] repose sur une description à base d'un ensemble de clusters. Les clusters sont caractérisés par une décroissance exponentielle de la puissance, soit une décroissance linéaire pour une représentation en dB. Les temps d'arrivées des clusters et des rayons de chaque cluster sont régies par un processus aléatoire de Poisson. Une représentation du principe du modèle de Saleh et Valenzuela est fournie sur la figure 8. La description mathématique correspondante au modèle est fournie par les expressions suivantes :

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

$$\beta_{k,l}^2 = \beta^2(0,0) e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma}$$

$$p(T_l - T_{l-1}) = \Lambda e^{-\Lambda(T_l - T_{l-1})}$$

$$p(\tau_l - \tau_{l-1}) = \lambda e^{-\lambda(\tau_l - \tau_{l-1})}$$

avec

$\overline{\beta^2(0,0)}$  la puissance du premier rayon du premier cluster

$L$  le nombre de clusters,

$K_l$  le nombre de rayons du cluster  $l$

$T_l$  le temps d'arrivée du  $l^{\text{ième}}$  cluster

$\tau_{kl}$  le temps d'arrivée du  $k^{\text{ième}}$  rayon dans le  $l^{\text{ième}}$  cluster

$\Lambda$  le taux d'arrivée des clusters,  $\Gamma$  la pente inter cluster

$\lambda$  le taux d'arrivée des rayons,  $\gamma$  la pente intra cluster

Cette modélisation fournit une représentation très fine du canal intérieur. Ce modèle est bien adapté aux largeurs de bande importantes.

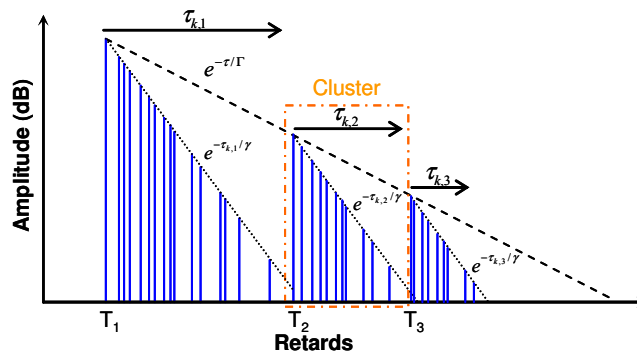


Figure 8: Principe du modèle de Saleh et Valenzuela

Les modèles retenus pour la normalisation de l'Ultra Large Bande, utilisent ce principe de modélisation. Les principales améliorations du modèle original sont l'ajustement de la forme des clusters, les lois statistiques des temps d'arrivées des clusters et des rayons, la prise en compte de la dépendance en fréquence et l'ajout d'atténuation statistique sur l'amplitude des rayons.

Un exemple de réalisation du modèle "Office-NLOS" du groupe IEEE 802.15.4a est présenté sur la figure 9. La figure de gauche présente le tirage initial où apparaît très clairement la notion de clusters. On peut remarquer que la loi de décroissance du premier cluster n'est pas parfaitement exponentielle contrairement à l'approche initiale de Saleh et Valenzuela. Pour ce tirage statistique, on dénombre 3 clusters comportant au total plus de 650 rayons. La figure centrale comporte les mêmes rayons avec l'ajout de l'atténuation statistique sur l'amplitude de chaque rayon. La figure de droite est la représentation continue de la réponse impulsionnelle incluant l'effet de la fréquence. La génération de la réponse impulsionnelle a été obtenue en utilisant le code open source disponible dans le rapport décrivant le modèle [8].

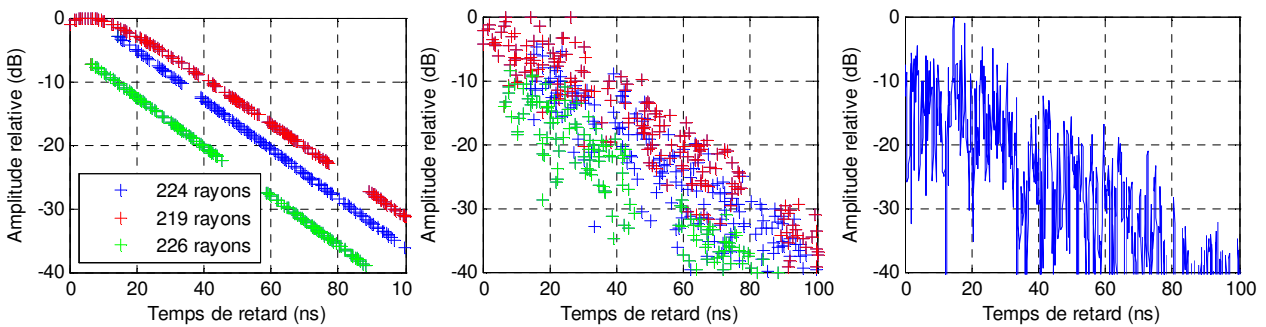


Figure 9: Exemple de simulations du modèle IEEE 802.15.4a (Office NLOS)

### 3.3. Les modèles à trajets

Le concept de modèle à trajets a été développé par la coopération COST 207 [9] pour le GSM. A partir d'un large éventail de campagnes de mesures large bande, un profil moyen de puissance a été identifié pour

chaque environnement. Une représentation équivalente du canal, sous la forme d'une somme d'impulsions retardées et atténuées, a été proposée. Le principe est rappelé par les formules suivantes :

$$h(\tau, t) = \sum_{i=1}^N a_i(t) \delta(\tau - \tau_i)$$
 avec

$N$  le nombre de trajets

$\tau_i$  le retard du  $i^{\text{ème}}$  trajet

$a_i(t)$  les fluctuations du  $i^{\text{ème}}$  trajet

Cette forme de modélisation répondait parfaitement aux besoins de simplicités de l'époque pour permettre une implémentation matérielle. Conformément aux premiers simulateurs matériels disponibles, les premiers modèles comportaient 6 ou 12 trajets avec différents types de spectre Doppler (Rayleigh, Rice, Gaussien asymétrique). Chaque modèle était dédié à un environnement particulier de déploiement de système cellulaire : Typical Urban (TUxx), Rural Area (RAxx), Hilly Terrain (HTxx)...

Cette forme de modélisation a rencontré un vif succès en raison de sa simplicité de description et d'implémentation. Cette approche a été déclinée à de nombreux systèmes au cours des quinze dernières années, notamment pour le GSM [10], l'IMT2000 [11], l'UMTS [12], le WIFI [13], le WIMAX [14]... Le nombre de trajets varie entre 3 et 20 trajets en fonction de la largeur de bande du système et la sélectivité du canal. Les principales formes de spectre Doppler rencontrées dans les systèmes mobiles sont le spectre plat, le spectre Doppler ou le spectre Rice. Pour les systèmes en point à point, des spectres arrondis et centré en 0 sont utilisés pour modéliser les fluctuations temporelles.

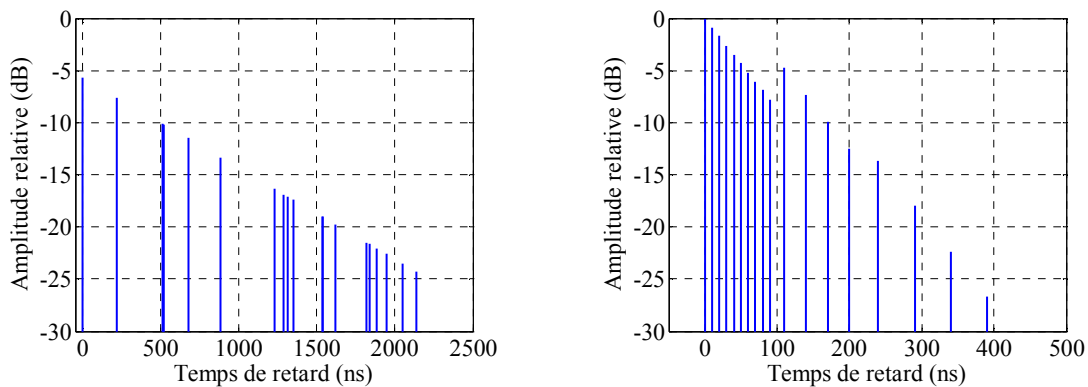


Figure 10: Modèle 3GPP-TU (gauche) et ETSI BRAN model A (droite)

A titre d'exemple, deux modèles utilisés en normalisation sont représentés sur la figure 10. Ces deux exemples mettent bien en évidence la notion de cluster évoquée au paragraphe précédent. Par contre, chaque exemple adopte une stratégie différente pour répartir les différents trajets dans chaque cluster. Dans le premier cas, les temps de retard sont arbitraires et conduiront à une décroissance non régulière après filtrage. Dans le second cas, l'espacement est régulier à l'intérieur de chaque cluster.

La principale limitation de cette approche à trajets est le nombre limité de trajets qui conditionne la bande simulée. L'aspect discret de la représentation induit une corrélation fréquentielle périodique, notamment si l'espacement entre les trajets est trop régulier.

### 3.4. Les modèles à trajets directionnelles

Pour traiter les systèmes à diversité, les premières solutions ont consisté à introduire une corrélation entre les différentes branches de diversité à simuler. La synthèse de différentes campagnes de mesures a permis de définir une valeur de corrélation en fonction de l'espacement des antennes. En considérant l'hypothèse d'un espacement suffisant, les simulations étaient généralement réalisées avec des canaux parfaitement décorrélés. Pour l'étude des systèmes MIMO, cette approche n'est plus suffisante. D'une part, le nombre de capteurs est plus important et la géométrie du réseau est plus complexe et arbitraire. D'autre part, les traitements sont plus avancés et peuvent exploiter des caractéristiques spatiales (formation de faisceaux, réjection de brouilleurs...). Il convient donc d'introduire dans le modèle, des informations liées à la dimension spatiale. La solution couramment utilisée dans les modèles à trajets, est d'attribuer à chaque trajet ou cluster, une direction moyenne  $\theta_0$  et un étalement angulaire  $\sigma$ . Une distribution angulaire Laplacienne de la puissance est généralement admise. Elle est rappelée ci-dessous :



$$p(\theta) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2}} e^{-\frac{|\theta-\theta_0|\sqrt{2}}{\sigma}}$$

Les modèles à trajets MIMO proposés en normalisation s'appuient généralement sur des modèles mono-capteur déjà existants. Ce schéma garantit une continuité et permet des comparaisons avec des simulations antérieures. A titre d'exemple, la Figure 11 présente les principales caractéristiques d'un des modèles MIMO du groupe 802.11n [15]. Il s'appuie sur les modèles mono-capteur utilisés pour le WIFI [13]. Dans ce cas précis, la démarche a consisté à identifier trois clusters dans le modèle initial, puis à attribuer des caractéristiques spatiales au niveau de l'émetteur et du récepteur. Pour chaque cluster, une direction moyenne et une dispersion angulaire ont été définies. Compte tenu du recouvrement des clusters, certains trajets présentent une distribution angulaire composée d'une somme de distribution laplacienne ( $\tau = 240 ns$  par exemple). Ce modèle permet de tester l'efficacité de différents schémas de codage ou de modulation d'une liaison point à point MIMO.

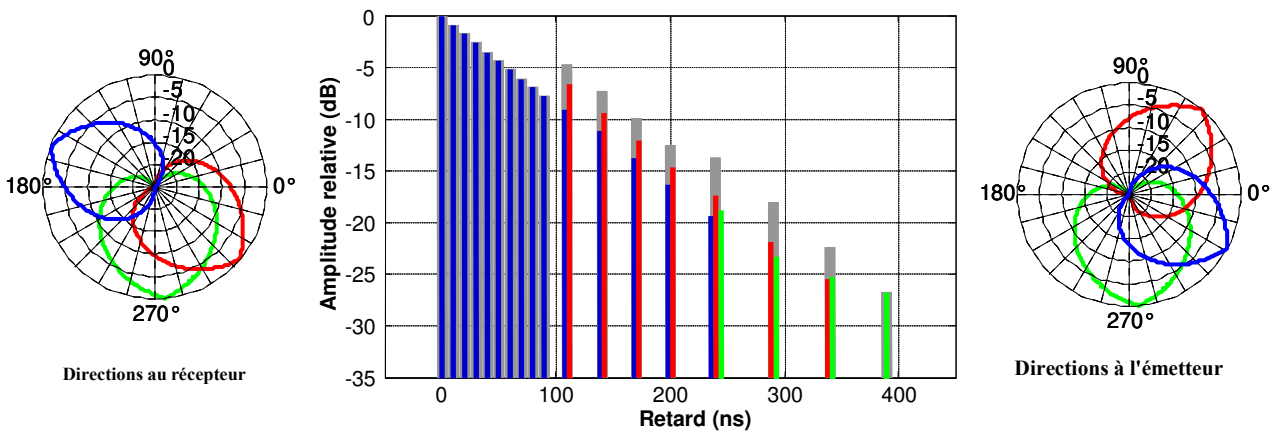


Figure 11: Modèle de propagation du groupe IEEE 802.11n (Model D)

Un deuxième exemple de modèle à trajets directionnels est la proposition de 2005 du projet WINNER [16] visant à simplifier le modèle stochastique du 3GPP (Les modèles stochastiques sont détaillées au paragraphe 3.6). A la base, le modèle stochastique du 3GPP utilise 6 trajets avec des caractéristiques obtenues par tirage aléatoire. Au delà de proposer des valeurs fixes pour les différents trajets, l'amélioration consiste à augmenter le nombre de trajets pour étendre le domaine, la largeur de bande dans le cas présent. Le principe retenu consiste à remplacer un trajet par un cluster constitué de trois ou quatre trajets appelé mid-path. Le trajet initial étant composé de 20 rayons répartis dans différentes directions, ces derniers se retrouvent distribués sur les différents mid-path. La figure 12 montre les caractéristiques du modèle destiné au scénario "Urban Macro". Les directions d'arrivées et de départs sont reportées sur la figure 13. Ce deuxième exemple met en évidence le comportement très asymétrique entre le mobile et la station de base en contexte extérieur.

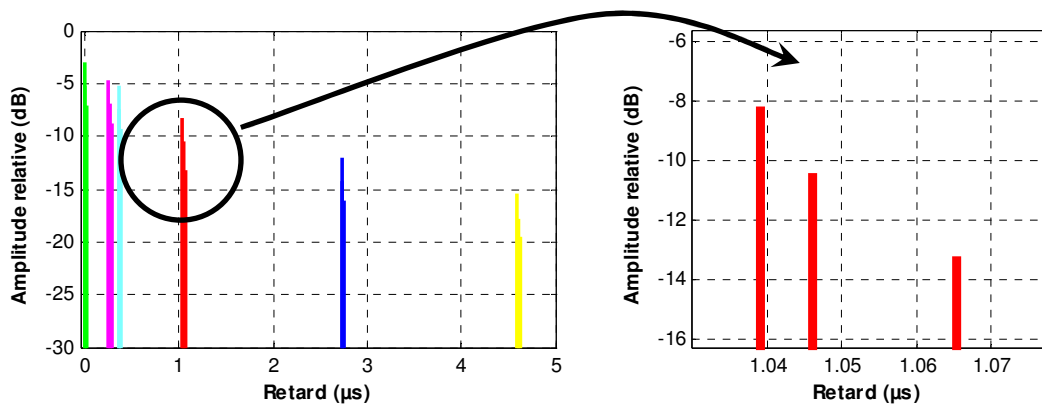


Figure 12: Profil temporel du modèle projet IST-WINNER, Urban Macro 1

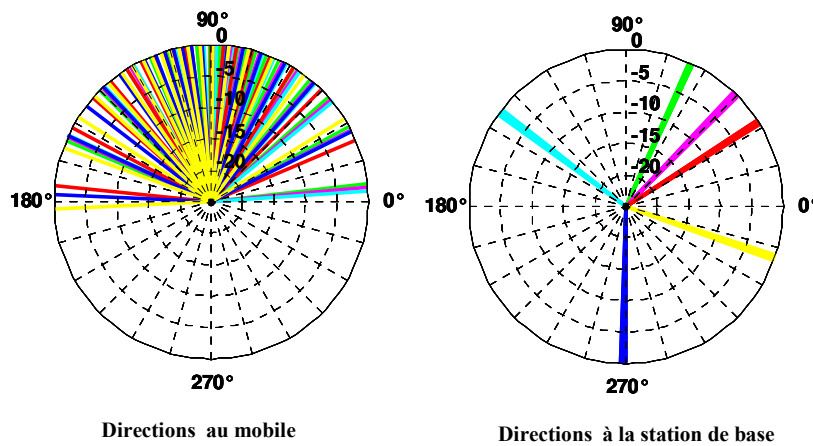


Figure 13: Profil angulaire du modèle projet IST-WINNER, Urban Macro 1

### 3.5. Modèle géométrique stochastique

Le modèle géométrique stochastique (GSCM) est un concept plus général que les modèles à trajets directionnels. Il a été introduit par l'action COST 259. Cette approche repose sur le positionnement statistique dans l'espace de clusters contenant un ensemble de diffuseurs. Les rayons utilisés pour la construction de la réponse impulsionnelle multi-capteurs sont obtenus en joignant la station de base et le mobile via chacun de ces diffuseurs. Cette construction s'apparente à un tracé de rayons très simplifié. L'avantage de cette approche est d'introduire naturellement des dépendances entre la dispersion angulaire, la dispersion temporelle, l'effet de la distance... La figure 14 présente un exemple avec 3 clusters et quelques réflecteurs isolés.

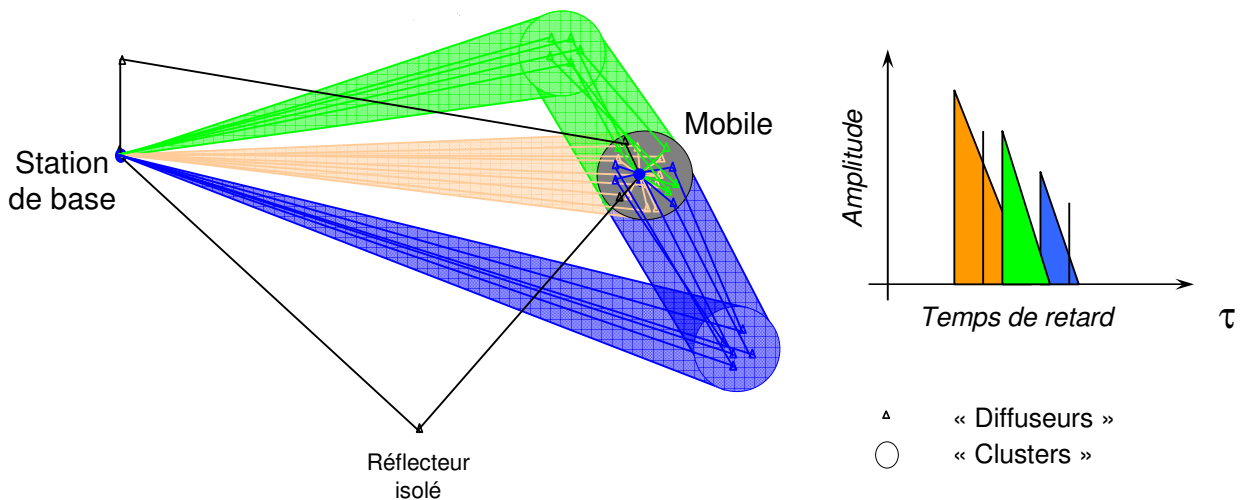


Figure 14: Principe du modèle géométrique stochastique

Ce modèle est très général et reste plutôt utilisé à des fins de recherche. Il permet d'étudier avec précision les dépendances angulaires et temporelles utilisé ou exploité dans les modèles normalisés.

### 3.6. Modèles stochastiques directionnel

Pour mener à bien les simulations systèmes, le groupe de normalisation 3GPP a adopté depuis 2003 l'approche stochastique pour la modélisation du canal [17]. Les caractéristiques des trajets définissant le profil de puissance ne sont plus tabulées mais caractérisées par des lois de probabilité. Il n'y a donc plus un unique profil de puissance mais un ensemble de solutions. Le groupe de normalisation IEEE 802.20 a également retenu ce concept en adaptant les paramètres du modèle 3GPP au contexte MBWA [18]. Tous ces travaux constituent une déclinaison directe du modèle géométrique stochastique.

Chaque tirage aléatoire permet de fournir les caractéristiques des 6 trajets du modèle : temps de retard, direction de départ et d'arrivée... Pour des raisons de simplicité, la dispersion angulaire est obtenue explicitement avec 20 rayons de même puissance appelés "subpath". La direction relative de chaque rayon est tabulée pour trois étalements angulaires prédéfinis : 2° et 5° pour la station de base (environnements

macro et micro cellulaire) et 35° au mobile. La Figure 15 présente la répartition relative des rayons pour les différentes dispersions.

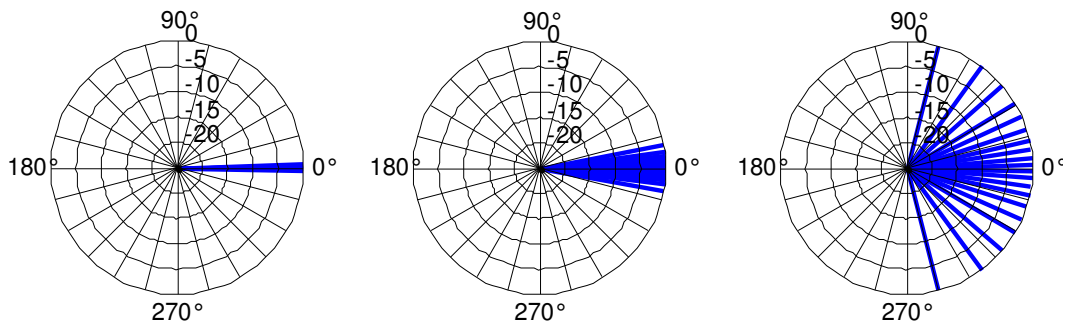


Figure 15: Caractéristiques des rayons des trois configurations d'étalement angulaire (2°, 5° et 35°)

[19] propose une implémentation libre du modèle stochastique du 3GPP. La figure 16 présente un exemple de trois réalisations du même modèle en contexte urbain. Par souci de simplification, seul le profil de puissance est représenté.

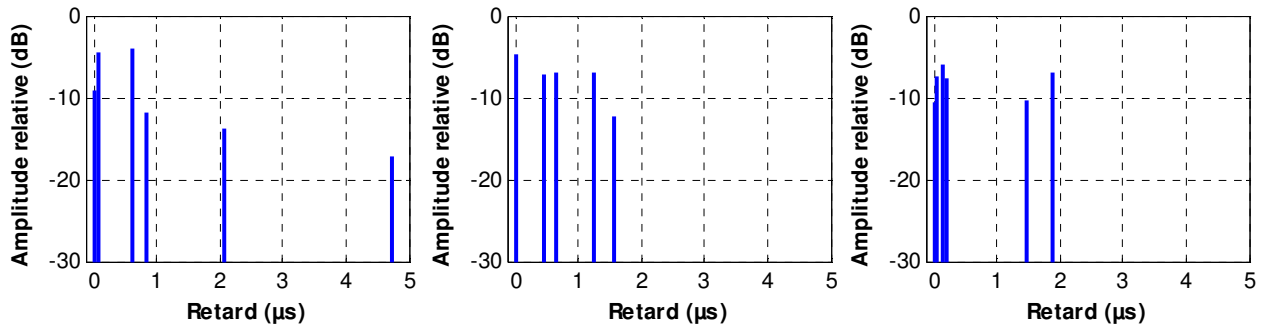


Figure 16: Exemple de trois réalisations du modèle SCM en contexte urbain

### 3.7. Conclusion

Ce tour d'horizon a permis de montrer les progrès réalisés entre les premiers modèles à trajets et les modèles stochastiques. Bien que le nombre de paramètres des modèles stochastiques soit raisonnable, la complexité d'implémentation est bien supérieure aux simples modèles à trajets. Par conséquent, la plupart des modèles proposés s'accompagne d'un code source. Cette démarche favorise grandement l'amélioration et la diffusion du modèle. Les recherches en cours portent l'approfondissement de la modélisation du canal MIMO et l'exploration en contexte UWB. La bonne prise en compte de l'effet des antennes est également un sujet important.

## 4. Les bases de données géographiques

### 4.1. Environnement extérieur

La prévision des caractéristiques du canal de propagation est indispensable lors de la phase de déploiement d'un système. Cette prévision, aussi précise que possible, s'appuie sur une connaissance de l'environnement. L'apparition des satellites d'observation a permis de cartographier de façon systématique l'ensemble du globe. Les satellites actuels tels que SPOT5 ou Helios offrent des résolutions respectivement de 2,5 et 0,6 mètres pour des photos prises à près de 800 km d'altitude. En complément, les prises de vue aériennes permettent d'atteindre des résolutions supérieures dans les zones fortement urbanisées. Ces différentes techniques permettent de connaître la nature du sursol, l'altitude du sol et du sursol. L'environnement extérieur est disponible avec des résolutions variables. La figure 17 montre un exemple de photo aérienne ainsi que les données vectorielles associées.



Figure 17: Photo aérienne (gauche) et la représentation vectorielle associée (droite)

La représentation vectorielle en trois dimensions est fidèle mais elle est partielle sur de nombreux points. La représentation des toits est plate, le mobilier urbain est absent (abris bus, kiosques, statues, voitures...), les façades sont planes....

#### 4.2. Environnement intérieur

En contexte intérieur, il n'existe pas de base de données globale sur étagère. En présence de bâtiments récents, il est possible d'obtenir les plans de l'architecte sous forme électronique mais cela reste assez rare. En pratique, les plans électroniques sont le plus souvent inexistant. Le meilleur compromis opérationnel consiste à recourir à une saisie manuelle en s'appuyant sur les plans de sol disponibles (plan de construction, plan incendie...). A chaque étage, la position des murs est facilement saisie en utilisant le fond de plan comme modèle. L'extrusion verticale automatique des murs à chaque étage conduit à une représentation en trois dimensions. La Figure 18 présente un exemple de base de données obtenue par cette méthode. Trois types de matériaux ont été identifiés : cloisons, dalles et murs porteurs. Cette représentation simplifiée possède déjà plus de 350 faces. Une modélisation plus fine des bâtiments est possible en intégrant des éléments supplémentaires (portes, fenêtres...) et en raffinant les type de matériaux (cloison placo-plâtre, cloison bois...). Toutefois, compte tenu du temps requis, de telles descriptions restent réservées à des activités de recherche.

De façon générale, les bases de données intérieures souffrent d'imprécisions similaires au contexte extérieur. Le mobilier est absent, les murs ou les dalles sont supposés plats et homogènes...

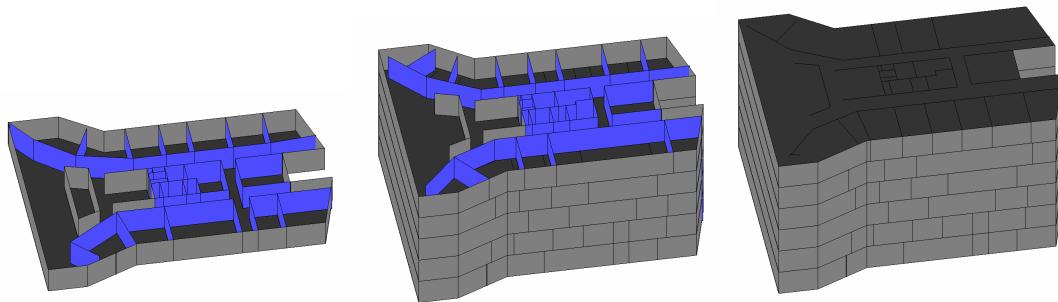


Figure 18: Exemple de construction 3D simplifiée par extrusion de plan

#### 4.3. Impact sur la modélisation

Les exemples précédents montrent que la représentation numérique de l'environnement est partielle. Si on considère la modélisation des phénomènes à petites échelles (statistique des évanouissements rapides, dispersion spatiale...), l'erreur introduite peut être significative. En effet, les évanouissements sont liés à l'interférence des trajets au voisinage du mobile. Ces trajets proviennent de la diffusion ou la diffraction sur les nombreux objets qui entourent le mobile. En présence de rues totalement désertes, avec des façades parfaitement planes, il est évident qu'une simulation déterministe identifiera un ensemble très limité de rayons. L'interférence sera donc réduite, voir inexistante, entraînant des caractéristiques d'évanouissements radicalement différentes. Ce phénomène s'intensifie avec l'augmentation de la bande passante. En environnement intérieur, ces imprécisions peuvent conduire à des erreurs importantes sur l'estimation de la couverture ou de la capacité MIMO du canal [20].

Une connaissance plus approfondie de l'environnement permettrait de diminuer ces incertitudes. Toutefois cet objectif ambitieux se heurte à plusieurs obstacles : connaissance de la structure interne des parois, identification des caractéristiques radioélectriques des constituants, faisabilité des modèles avec une base de données détaillées... De plus, certains éléments de l'environnement sont par nature mobiles : mobilier, portes, volets, personnes... Faute de connaître parfaitement l'environnement, il convient de mieux maîtriser les effets des imprécisions sur la prévision, notamment pour l'ingénierie. Ce domaine reste encore peu exploré.

## 5. Prévision du champ

### 5.1. Les modèles statistiques

La condition nécessaire pour recevoir une communication est de disposer d'un niveau de puissance suffisant. La prévision du champ est donc très importante notamment en phase de dimensionnement. Des modèles très simples sont requis pour effectuer des bilans de liaison simplifiés et définir la portée du système dans différents environnements. On peut citer deux modèles fréquemment utilisés pour estimer le bilan de liaison dans les documents de normalisation.

- Le modèle Okumura-Hata : le modèle Okumura a été obtenu à partir de nombreuses mesures effectuées à différentes fréquences au Japon [21]. La loi d'affaiblissement est fonction de la distance, de la fréquence et des hauteurs effectives de l'émetteur et du récepteur. L'affaiblissement est obtenu à partir de l'atténuation en espace libre auquel est ajouté différents termes correctifs. Certains d'entre eux sont obtenus à partir d'abaques qui dépendent de l'environnement. L'extension proposée par Hata [22] est une formulation empirique pour chaque environnement de déploiement. Le domaine d'application du modèle est le contexte macro-cellulaire avec des distances supérieures au km et une fréquence inférieure à 1500 MHz. Il n'est donc pas adapté au contexte cellulaire où les rayons de cellule sont de l'ordre du km.
- Le modèle COST-Walfisch-Ikegami : en considérant une représentation simplifiée de l'environnement (hauteur des immeubles et largeur de rues identiques), Walfisch et Bertoni [23] ont proposé une modélisation théorique de l'affaiblissement. En s'appuyant sur ce modèle théorique, [24] a proposé une modélisation de l'affaiblissement basée sur une somme de trois termes : l'atténuation en espace libre, l'affaiblissement lié aux immeubles successifs ( $L_{msd}$  : multi-screen diffraction loss) et l'atténuation entre la dernière diffraction et le mobile ( $L_{rts}$  : roof-top-to-street diffraction).
- Modèle à double pente : en contexte microcellulaire et en condition de visibilité, la réflexion sur le sol et le trajet direct interfèrent. Au-delà d'une certaine distance (break point), l'interférence est destructive et évolue très lentement. Il en résulte une décroissance en  $n \log(d)$  avec  $n$  supérieur à 20 malgré une situation en visibilité. A partir d'une modélisation à deux rayons, un modèle à double pentes a été proposé.

### 5.2. Les modèles semi-empiriques

Les modèles précédents ne sont pas applicables en phase de déploiement car la précision des prévisions n'est pas suffisante. Le recours à des modèles exploitant des bases de données géographiques est indispensable. Pour un usage opérationnel, ces modèles doivent répondre à deux conditions contradictoires : être précis et rapides. Face aux approches déterministes, plus consommatrices de ressources, les modèles semi-empiriques offrent un bon compromis entre le temps de calcul et la précision.

En environnement extérieur, plusieurs approches sont utilisées en fonction de la configuration de la liaison. Lorsque que l'antenne est située au dessus des toits, l'approche profil est la plus utilisée. Le principe consiste à estimer l'atténuation à partir de la connaissance de la coupe verticale du terrain entre l'émetteur et le récepteur. Par exemple, il est possible d'appliquer le modèle Walfisch-Ikegami ou le calcul de diffraction par la méthode de Deygout. Un exemple de profil utilisé pour la prévision est donné sur la figure 19. En contexte micro-cellulaire, la propagation est majoritairement guidée par les rues. La modélisation peut-être obtenu en considérant les pertes de propagation à chaque intersection [25].



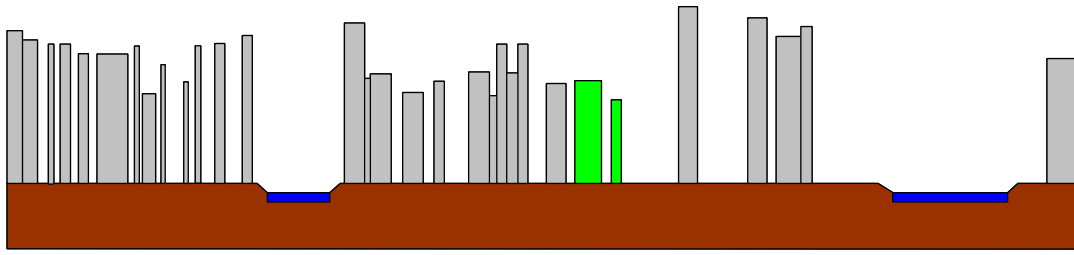


Figure 19: Exemple de profil géographique

En environnement intérieur, le modèle Motley-Keenan [26] est très utilisé pour la prévision de couverture. Il est basé sur une approche profil entre l'émetteur et le récepteur. Chaque type de cloisons ou dalles traversées apporte une atténuation particulière. Plus récemment, [27] a introduit une approche originale et multi-résolution basée sur l'échange de flux entre des cellules 2D représentant le milieu. Cette approche permet de prendre en compte tous les phénomènes de propagation tout en restant rapide. Elle reste limitée au plan. La prévision du champ a fait l'objet de recherches depuis de nombreuses années. En règle générale, il existe une modélisation bien adaptée à chaque situation ou environnement. Dans le cadre d'étude de déploiement [28], des critères de sélection automatique de modèle de propagation ont été définis. La complexité aujourd'hui n'est donc plus vraiment la modélisation. Le véritable défi est de disposer de modèle adaptatif, exploitant et hybridant à chaque instant les meilleures modélisations, tout en garantissant la continuité des prévisions et une optimisation efficace à partir de mesures.

## 6. Modélisation déterministe

### 6.1. Méthodes à rayons

Les techniques à rayons sont utilisées pour prédire les caractéristiques des trajets multiples du canal de propagation. Ces techniques s'appuient sur l'Optique Géométrique et sur la Théorie Uniforme de la Diffraction. La propagation des ondes est modélisée par des rayons affectés par les mécanismes élémentaires tels que la réflexion, la transmission ou la diffraction. Cette approche est très attrayante, notamment pour les études MIMO, car les propriétés spatio-temporelles sont naturellement obtenues au cours de la construction des rayons. On trouve deux grandes familles de méthodes à rayons

- Lancer de rayons : Cette technique consiste à lancer un ensemble des rayons depuis l'émetteur dans toutes les directions de l'espace. A chaque impact sur un objet de l'environnement, la trajectoire sera modifiée (réflexion) ou bien de nouveaux rayons seront générés : 1 pour une transmission, un nouveau lancer en cas de diffraction ou diffusion. Les phénomènes de diffraction ou de diffusion sont très coûteux pour cette méthode. La construction d'un rayon s'achève quand le nombre maximal de phénomènes est atteint, s'il franchit les frontières de l'environnement ou si l'énergie devient trop faible. Les principales difficultés sont la collecte des bons rayons au voisinage du récepteur et l'identification des arêtes diffractantes. La figure 20 illustre le principe de cette méthode.

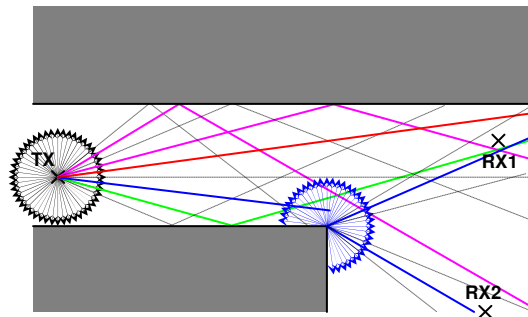


Figure 20: Principe d'un lancer de rayons

Sur l'ensemble de la simulation, le lancer proprement dit des rayons est le plus coûteux en temps de calcul. Il est cependant réalisé une seule fois, quelque soit le nombre de récepteurs. Cette technique est relativement bien adaptée à l'estimation de couverture. Cette technique est toutefois coûteuse en temps de calcul notamment si on tient compte des transmissions et surtout à chaque diffraction.

- Tracé de rayons : Cette technique s'appuie sur la connaissance de la position de l'émetteur et du récepteur. En utilisant la méthode des images, il est possible de construire les différents rayons avec précision. La figure 21 illustre le principe de cette méthode en reprenant la même configuration que précédemment. Lorsque le nombre de faces croît, une construction ces rayons dite naïve (sans optimisation) conduit très vite à des temps de calcul excessifs. La figure 22 montre un exemple de tracé de rayons avec deux réflexions dans un environnement plus réaliste.

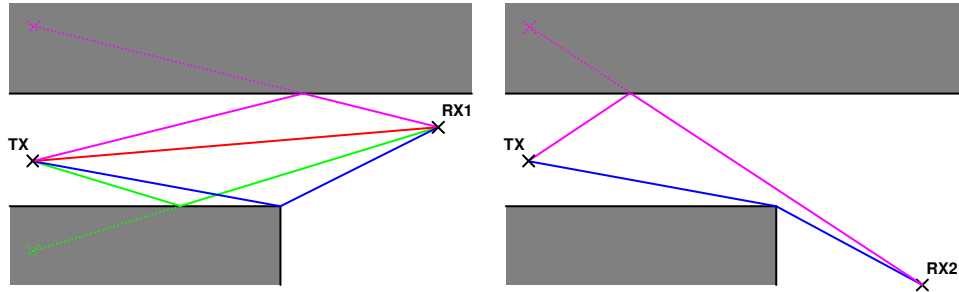


Figure 21: Principe du tracé de rayons

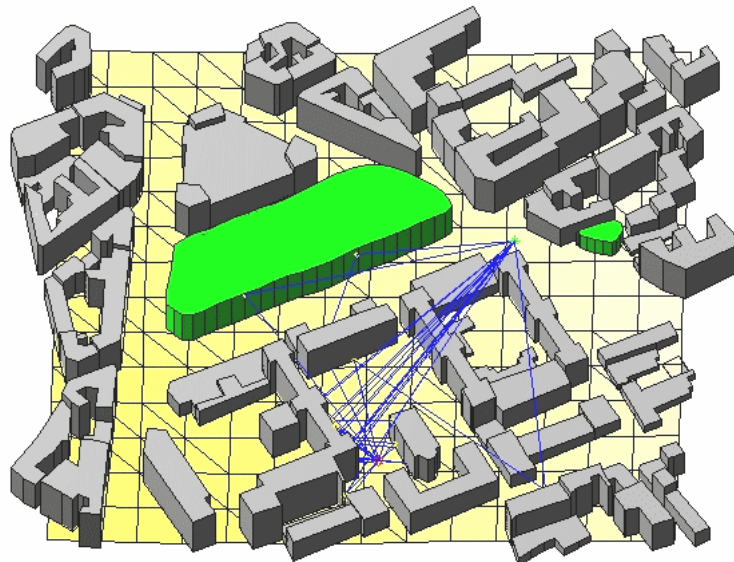


Figure 22: Exemple de construction 3D de rayons

Les méthodes à rayons souffrent d'un temps de calcul prohibitif dès lors que les scènes à simuler sont réalistes. Les techniques d'accélération font l'objet de nombreuses recherches. Parmi les techniques les plus utilisées on peut citer :

- Traitement en 2D : La construction en deux dimensions permet d'accélérer considérablement la construction des rayons. Cette approximation est applicable dans certains contextes tels que l'environnement microcellulaire où la propagation est majoritairement guidée par les rues [29]
- Traitement en 2.5D : En contexte extérieur et avec certaines restrictions sur la base de données, un simple lancer 2D incluant les transmissions peut permettre de déduire exactement les rayons en 3D [30]. Les transmissions permettent par exemple d'obtenir les points de diffraction sur les arêtes horizontales. Cette méthode offre la précision d'un lancer 3D avec la vitesse d'un lancer 2D.
- Grappe de visibilité : L'utilisation d'un graphe de visibilité est indispensable avec les techniques à tracé de rayons. Il permet de construire les rayons en ne considérant que les faces ou arêtes en visibilité. La construction du graphe s'effectue généralement en considérant la visibilité entre un nombre limité de points de chacune des faces. Plus récemment, [31] a montré qu'il était possible de construire un graphe exact à partir d'une approche analytique.

L'utilisation des techniques à rayons est applicable quand la taille des objets est supérieure à la longueur d'onde. Afin de prendre en compte des objets de petites tailles, des travaux d'hybridation entre des techniques à rayons et des techniques FDTD sont possibles [32].

## 6.2. Méthodes à différences finies

La méthode FDTD (Finite Difference Time Domain) est une méthode exacte, introduite dès 1966 par Yee [33]. Elle consiste à résoudre numériquement les équations de Maxwell sous leur forme différentielle en discrétisant l'espace et le temps :

$$\begin{cases} \nabla \times \vec{E} = -\mu_0 \mu_r \cdot \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \\ \nabla \times \vec{H} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma_e \cdot \vec{E} \end{cases}$$

La résolution des dérivées partielles s'effectue par un développement limité à l'ordre un suivant le schéma de discrétisation spatial introduit par Yee. Le champ est situé au centre des faces et le champ E sur les arêtes de la cellule élémentaire. L'obtention de  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  s'effectue de façon alternative à chaque demi-pas temporel comme illustré sur la Figure 23.

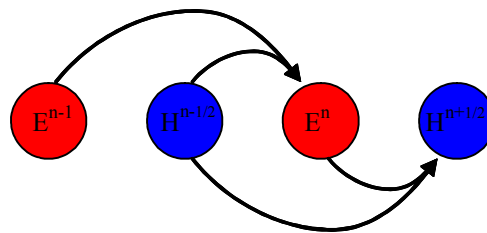


Figure 23: Principe du calcul itératif

La simplicité de la méthode FDTD est attrayante. Elle permet de calculer la réponse transitoire du canal de propagation directement à partir des équations de Maxwell. La largeur de bande simulée dépend directement du signal d'excitation. Le degré de détail peut être important, contrairement aux techniques asymptotiques telles que le lancer/tracé de rayons. Au premier abord, l'implémentation semble très simple. Toutefois, pour être véritablement exploitable, la méthode doit être enrichie de quelques améliorations :

- Suppression des effets de bord : Contrairement au milieu réel, l'espace de simulation est limité. Dans le cas de la simulation d'une cavité métallique, la configuration est naturellement bornée par les parois. Par contre pour réaliser une simulation en espace ouvert, il est indispensable d'assurer une continuité en bordure de la zone de maillage. Les ondes atteignant les frontières de la scène doivent être parfaitement absorbées. J.P Berenger a proposé une technique pour créer des couches parfaitement adaptées capables d'absorber les ondes incidentes [34].
- Espace mémoire : L'estimation des dérivées partielles nécessite un maillage très fin de l'ordre de  $\lambda/20$  pour garantir une bonne précision. Il en résulte un volume mémoire très important qui constitue une des limites d'application de la FDTD pour les grands espaces. La méthode PSTD (Pseudospectral Time Domain) offre une solution efficace [35] pour réduire indirectement l'espace mémoire. L'utilisation d'une transformée de Fourier dans le domaine spatiale permet de calculer avec une très grande précision les dérivées partielles sans recourir à une faible pas d'échantillonnage. La limite inférieure est un pas de maille voisin de  $\lambda/2$ . Le passage de  $\lambda/20$  à  $\lambda/2$  se traduit par une réduction significative de la complexité. En 3D, le gain en volume mémoire est voisin de 1000.
- milieu dispersif : Lors de simulation sur de fortes largeurs de bande, la prise en compte des variations des caractéristiques matériaux peut s'avérer nécessaire.
- maillage non uniforme : Pour mieux s'adapter à l'environnement sans pour autant réduire le pas de maille, un maillage non uniforme peut être utilisé [36].

Compte tenu des contraintes de calcul, l'utilisation de la FDTD en propagation reste aujourd'hui limitée à des simulations de couverture en 2D [20], l'étude de la sélectivité de matériaux avec structures périodiques telle qu'une dalle [37]... Compte tenu des progrès informatiques et des accélérations apportées par la PSTD, cette technique devient de plus en plus attrayante pour traiter des problèmes particuliers où les techniques à rayons ne sont pas applicables en raison de la taille des objets.

## Conclusion

Ce document a permis de réaliser un très rapide tour d'horizon des techniques de modélisation du canal de propagation. Il apparaît clairement un accroissement de la complexité des modèles proposées en normalisation. La modélisation est de plus en plus précise car les systèmes exploitent toutes les dimensions du canal de propagation (spatiale, temporelle, fréquentielle, polarisation). Les modèles à trajets, aux caractéristiques figées dans une table, cohabitent avec les modèles purement statistiques où chaque réalisation donne lieu à une réponse impulsionnelle. Ces modèles s'avèrent indispensables pour les évaluations globales d'un système de communication mais reste difficile à utiliser pour les simulations du lien radio.

Pour les modèles de prévision du champ ou de la réponse impulsionnelle, la tendance est à l'hybridation d'approches. Cette solution permet d'obtenir une extension du domaine de validité du modèle tout en conservant un bon compromis entre précision et temps de calcul.

Les caractérisations spatio-temporelles menées aujourd'hui sont très complexes, aussi bien lors de l'expérimentation que lors de l'exploitation des données. La modélisation déterministe constitue une approche complémentaire notamment pour l'analyse physique des mesures ou la généralisation des résultats. Elle devra toutefois encore progresser pour mieux prendre en compte certaines incertitudes inhérentes aux bases de données telle que la non homogénéité des parois, la présence de mobilier ou de personnes.

## Glossaire

3GPP	: 3rd Generation Partnership Project
ESPRIT	: Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques
FDTD	: Finite Difference Time Domain
IEEE	: Institute of Electrical and Electronics Engineers
JADE	: Joint Angle and Delay Estimation
MIMO	: Multiple Input Multiple Output
MBWA	: Mobile Broadband Wireless Acces
MUSIC	: MUltiple SIgnal Classification
PSTD	: Pseudo-Spectral Time Domain
SAGE	: Space-alternating generalized expectation-maximization
SCM	: Geometry-based Stochastic Channel Model
SIMO	: Single Input Multiple Ouput
ULB	: Ultra Large Bande
WIFI	: Wireless Fidelity
WINNER	: Wireless World Initiative New Radio

## Références bibliographiques

- [1] E. Telatar, "Capacity of multiantenna Gaussian channels", AT&T Bell Laboratories, Tech Memo, 1995.
- [2] R. Cosquer, "Conception d'un sondeur de canal MIMO - Caractérisation du canal de propagation d'un point de vue directionnel et doublement directionnel." INSA Rennes, 2004.
- [3] J. M. Conrat, J. Y. Thiriet, and P. Pajusco, "AMERICCC, l'outil de mesure du canal bande radioélectrique développé par France Télécom R&D", Propagation électromagnétique dans l'atmosphère du décimétrique à l'Angstrom, Rennes, 2002.
- [4] V. Y. VU, "Conception et réalisation d'un sondeur de canal multicapteurs utilisant les corrélateurs cinq-ports pour la mesure de propagation à l'intérieur des batiments.", Thèse ENST, 2005.
- [5] P. Pajusco, "Double characterisations of power angular spectrum in macro-cell environment", Electronics Letters, vol. 39, pp. 1565, 2003.
- [6] J. M. Conrat and P. Pajusco, "Clusterization of the MIMO propagation channel in urban macrocells at 2 GHz", ECWT, Paris, 2005.
- [7] A. Saleh and R. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation", Selected Areas in Communications, , vol. 5, pp. 128, 1987.
- [8] A. F. Molisch, K. Balakrishnan, C. Chong, S. Emami, A. Fort, J. Keredal, J. Kunisch, H. Schantz, U. Schuster, and K. Siwiak, "IEEE 802.15.4a channel model - final report", IEEE P802.15 Working Group for WPANs, Technical Report IEEE P802.15-04/0662r1-SG4a, 2004.
- [9] COST207, "Digital Land Mobile Radio Communications, Final report.", Luxembourg, 1989.
- [10] ETSI/TC SMG, "Recommendation GSM 05:05: Radio Transmission and Reception", October 1993.
- [11] Recommendation ITU-R M.122, "Guidelines for evaluation of Radio transmission technologies for IMT-2000", 1997.
- [12] 3GPP, "UMTS deployment aspects," TR 25.943, 2000.

- [13] J. Medbo and P. Schramm, "Channel Models for HIPERLAN/2 in different Indoor Scenarios", ETSI BRAN 3ERI085B, 1998.
- [14] V. Erceg, K. V. S. Hari, M. S. Smith, D. S. Baum, K. P. Sheikh, C. Tappenden, J. M. Costa, C. Bushue, A. Sarajedini, R. Schwartz, D. Branlund, T. Kaitz, and D. Trinkwon, "Channel Models for Fixed Wireless Applications", IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group 2001-07-16 2001.
- [15] V. Erceg, L. Schumacher, P. Kyritsi, A. Molish, D. S. Baum, and al., "TGn channel models", IEEE 802.11-03/940r9, 2004.
- [16] D. S. Baum, J. Salo, G. Del Galdo, M. Milojevic, P. Kyösti, and J. Hansen, "An interim channel model for beyond-3G systems", Vehicular Technology Conference, Stockholm, Sweden, may 2005.
- [17] 3GPP, "Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output", TR 25.996 V6.1.0, 2003.
- [18] I. 802.20-PD-08, "IEEE 802.20 channel model (V 1.0)," 2005.
- [19] J. Salo, G. Del Galdo, J. Salmi, P. Kyösti, M. Milojevic, D. Laselva, and C. Schneider, "MATLAB implementation of the 3GPP Spatial Channel Model (3GPP TR 25.996)", <http://www.tkk.fi/Units/Radio/scm/>, jan 2005.
- [20] Z. Yun, M. F. Iskander, and Z. Zhang, "Complex-wall effect on propagation characteristics and MIMO capacities for an indoor wireless communication environment", Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 52, pp. 914, 2004.
- [21] T. Okumura, E. Ohmor, and K. Fukada, "Field Strength and its variability in VHF and UHF Land mobile Service", Review Electrical Communication Laboratory, pp. 825-873, 1968.
- [22] M. Hata, "Empirical Formula for propagation Loss in Land Mobile Radio Service", IEEE Transactions on Vehicular Technology, pp. 317-325, 1980.
- [23] J. Walfisch and H. Bertoni, "A theoretical model of UHF propagation in urban environment", IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. 36, pp. 1788-1796, December 1988.
- [24] COST231, "Digital mobile radio towards future generation systems, final report." 1999.
- [25] J. Wiart, "Microcell modelling when base station is below roof tops", IEEE Vehicular Technology Conference, pp. 384-388, 1994.
- [26] J. M. Keenan and A. J. Motley, "Radio coverage in building", British Telecom Technology Journal, vol. 8, pp. 19-24, 1990.
- [27] J. M. Gorce, E. Jullo, and K. Runser, "An adaptive multi-resolution algorithm for 2D simulations of indoor propagation", 2003.
- [28] A. Eisenblätter, H.-F. Geerdes, D. Junglas, T. Koch, T. Kürner, and M. A., "Final Report on Automatic Planning and Optimisation", IST-2000-28088 MOMENTUM, 2003.
- [29] K. Rizk, J. F. Wagen, and F. Gardiol, "Two-dimensional ray-tracing modeling for propagation prediction in microcellular environments", Vehicular Technology, IEEE Transactions on, vol. 46, pp. 508, 1997.
- [30] J. P. Rossi, J. C. Bic, A. J. Levy, G. Y., and M. Rosen, "A ray launching method for radio-mobile propagation in urban area", IEEE Antenna and propagation symposium, London (ONT) Canada, 1991.
- [31] D. Haumont, O. Mäkinen, and S. Nirenstein, "A Low Dimensional Framework for Exact Polygon-to-Polygon Occlusion Queries", Eurographics Symposium on Rendering, 2005.
- [32] S. Reynaud, Y. Cocheril, R. Vauzelle, L. Aveneau, and A. Reineix, "Influence of an accurate environment description for the indoor propagation channel modelling", European Conference on Wireless Technology, Paris, October 2005.
- [33] K. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 14, pp. 302-307, 1966.
- [34] J. P. Berenger, "A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves", Computational Physics, vol. 114, pp. 185-200, 1994.
- [35] Q. H. Liu, "The Pseudospectral Time-Domain (PSTD) Method: A new Algorithm for Solution of Maxwell's Equation", Antennas and Propagation Society International Symposium, Montreal, Canada, 1997.
- [36] X. Liu and Y. Chen, "TSNU-PSTD modeling of a simplified indoor wave propagation for wireless network communications", 2002.
- [37] R. A. Dalke, C. L. Holloway, P. McKenna, M. Johansson, and A. S. Ali, "Effects of reinforced concrete structures on RF communications", Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on, vol. 42, pp. 486, 2000.