

# Influence d'une modélisation déterministe du canal radiomobile sur les performances d'un système microcellulaire CDMA.

COMBEAU Pierre, DELAHAYE Rudy, VAUZELLE Rodolphe, POUSSET Yannis et  
POUSSARD Anne-Marie

*Université de Poitiers - SIC - FRE n°2731  
Bât.SP2MI, Bd 3 Téléport 2, BP 179 - 86960 Futuroscope Cedex*

**Mail : combeau@sic.univ-poitiers.fr**

**Résumé** - Le but de cet article est de décrire les résultats d'une transmission numérique en termes de qualité, sous la forme originale de cartes de taux d'erreur binaire (TEB). La scène étudiée représente une partie du campus de l'Université de Poitiers en France. Nous présentons tout d'abord la simulation de transmission et décrivons ses modules. Notre modèle déterministe du canal radioélectrique est alors proposé; il est basé sur l'Optique Géométrique (GO) et la Théorie Uniforme de la Diffraction (TUD). Ensuite une étude de l'évolution du TEB en fonction du facteur d'étalement et du débit est conduite en configuration microcellulaire, pour une liaison mono utilisateur.

**Mots clés** - Modèle de propagation, Transmission numérique, CDMA, Taux d'erreur binaire, Débit.

## 1. INTRODUCTION

Pour la simulation d'une transmission numérique, des modèles normalisés sont souvent utilisés pour simuler le canal de propagation. Bien qu'ils soient très simples à implémenter, ils restent très approximatifs et ne permettent pas d'introduire les variations du canal sur la qualité de la transmission.

Parallèlement, l'accroissement fulgurant des systèmes radiomobiles ces dernières années a conduit au développement de modèles de propagation déterministes très performants. En effet, ces nouveaux systèmes radiomobiles requièrent une connaissance précise du comportement du canal pour des applications multimédia. Les modèles de propagation déterministes basés sur la TUD [?] ont émergés comme les techniques dominantes pour résoudre ce problème. En associant ces modèles aux simulations systèmes existantes, il devient donc possible d'étudier le comportement d'une simulation d'une transmission numérique en conditions réelles.

Dans cet article, nous proposons une étude originale visant à montrer l'évolution de la qualité d'une liaison radio de type CDMA en utilisant un modèle de propagation déterministe.

La présentation de ce travail est organisée comme

suit : dans la section 2, les auteurs décrivent le principe d'une transmission CDMA. La présentation de notre modèle déterministique est le propos de la section 3. Finalement, la section 4 illustre son impact sur la simulation de la transmission. Des résultats originaux sont présentés sous la forme de cartes de TEB dans la zone géographique étudiée.

## 2. SIMULATION D'UNE TRANSMISSION CDMA

La chaîne de transmission réalisée est basée sur le protocole CDMA. Sa structure générale est décrite sur la figure 1.

### 2.1. Principe

A l'émission, le signal binaire de l'utilisateur présent sur la liaison est généré par un simple générateur aléatoire de bit. Lorsque ce signal est calculé, on réalise un étalement spectral à l'aide d'une séquence binaire particulière. Ces séquences peuvent être de trois types : les séquences PN, celles de Gold et celles de Walsh. Elles sont toutes les trois caractérisées par leurs fonctions d'intercorrélacion et d'autocorrélacion. En particulier, les séquences de Walsh ont l'atout

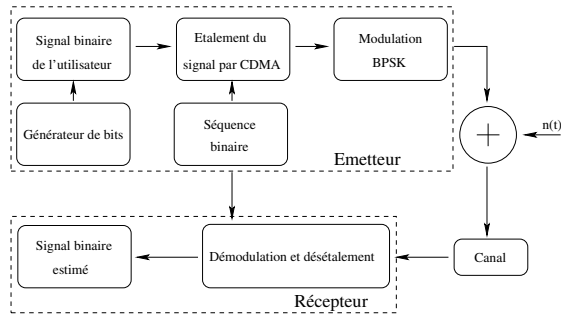


Fig. 1. Synoptique de la transmission implémentée dans une configuration mono utilisateur

d'être parfaitement orthogonales. L'étalement spectral lié au CDMA présente deux avantages. D'une part, il rend la transmission plus robuste vis à vis du phénomène de multitrajets (figure 2) et, d'autre part, vis à vis des interférences entre utilisateurs (figure 3).

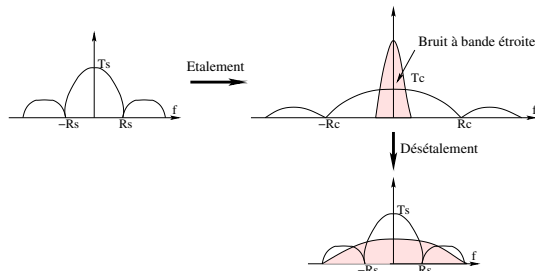


Fig. 2. Robustesse du CDMA vis à vis du phénomène de multitrajets

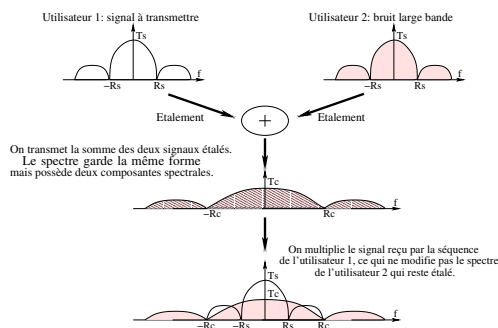


Fig. 3. Robustesse du CDMA vis à vis des interférences entre utilisateurs

Le signal étalé est ensuite modulé en BPSK et transmis en bande de base sur le canal considéré. Le bruit de liaison est caractérisé par un bruit blanc gaussien additif (AWGN) qui est toujours présent dans la chaîne.

Le canal multitrajet est traité par un filtre Tapped Delay Line (TDL). Ce filtre est échantillonné au temps *chip* et permet donc de prendre en compte les différents trajets par pas multiples de  $T_c$ .

Le désétalement est réalisé en multipliant le signal reçu à la sortie du canal par la séquence utilisée. Ceci permet de retrouver uniquement la composante spec-

trale correspondant au signal étalé par la même séquence et d'étalement tous les bruits large bande présents sur la liaison (les signaux des autres utilisateurs).

En fin de chaîne, un récepteur Rake a été développé.

## 2.2. La modélisation du canal

Si on considère un canal stationnaire, sa réponse impulsionnelle en un point donné s'écrit :

$$\tilde{c}(t) = \sum_{k=1}^{k=N} \tilde{a}_k \delta(t - \tau_k) \quad (1)$$

où  $\tilde{a}_k$  représente le coefficient complexe du trajet  $k$ . Si  $\tilde{s}(t)$  est le signal transmis et  $\tilde{r}(t)$  le reçu, on obtient :

$$\tilde{r}(t) = \sum_{k=1}^{k=N} \tilde{a}_k \tilde{s}(t - \tau_k) \quad (2)$$

Dans ce cas, le canal est modélisé par un filtre TDL à retards variables (figure 4).

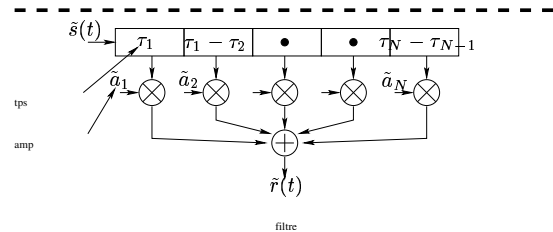


Fig. 4. Filtre TDL à retards variables

Dans le but d'obtenir de meilleures performances pour nos simulations, on considère que le signal d'entrée occupe une bande spectrale limitée  $B$  (égale à la bande passante du canal). Ainsi, on peut représenter le signal d'entrée en bande de base par la somme de ses échantillons à une fréquence maximum de  $B$  échantillons par seconde :

$$\tilde{s}(t - \tau_k) = \sum_{n=-m}^{n=+m} \tilde{s}(t - nT) \text{sinc}(B(\tau_k - nT)) \quad (3)$$

le signal reçu est :

$$\tilde{r}(t) = \sum_{k=1}^{k=N} \tilde{a}_k \sum_{n=-m}^{n=+m} \tilde{s}(t - nT) \text{sinc}(B(\tau_k - nT)) \quad (4)$$

soit

$$\tilde{r}(t) = \sum_{k=1}^{k=N} \tilde{s}(t - nT) \sum_{n=-m}^{n=+m} \tilde{a}_k \text{sinc}(B(\tau_k - nT)) \quad (5)$$

Si on note :

$$\begin{aligned} \tilde{g}_n &= \sum_{k=1}^{k=N} \tilde{a}_k \text{sinc}(B(\tau_k - nT)) \\ &= \sum_{k=1}^{k=N} \tilde{a}_k \alpha(k, n) \quad -m \leq n \leq +m \end{aligned} \quad (6)$$

avec

$$\alpha(k, n) = \text{sinc}\left(\frac{\tau_k}{T} - n\right) \quad (7)$$

Le signal reçu peut aussi s'écrire :

$$\tilde{r}(t) = \sum_{n=-m}^{n=+m} \tilde{s}(t - nT) \tilde{g}_n \quad (8)$$

Les  $\alpha(k, n)$  décroissent rapidement. Donc le nombre de coefficients nécessaires pour réaliser le filtre modélisant le canal limité en bande spectrale est "relativement" faible. Un moyen de le déterminer est de connaître le retard maximum  $\tau_m$  pour lequel le trajet correspondant est encore significatif. Dans ce cas, le modèle du canal est donné sur la figure 5.

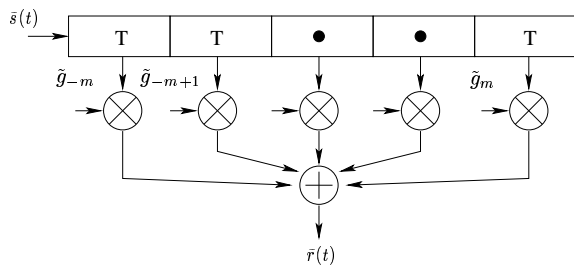


Fig. 5. Filtre TDL pour un canal multitrajets

### 2.3. L'étage de réception

Dans le but de prendre en compte le phénomène de multitrajets, nous avons utilisé un récepteur Rake [?]. Il consiste à utiliser un filtre adapté pour chaque trajet ; le récepteur contient alors autant de doigts que de trajets à traiter. On retrouve le signal transmis en combinant les signaux de sortie de chacun de ses doigts. Le récepteur Rake est présenté à la figure 6 dans le cas où le trajet 1 est le moins retardé et le trajet N l'est le plus.

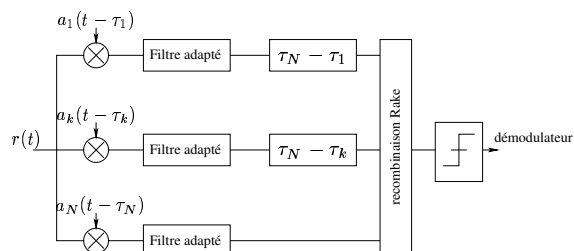


Fig. 6. Le récepteur Rake mono utilisateur

### 3. MODELE DE PROPAGATION DETERMINISTE

Ce modèle est une extension d'un travail précédent [?] qui a été développé pour une étude large bande du canal en configuration microcellulaire. Il est basé sur un partitionnement spatial de l'environnement de propagation.

Comme il est montré dans la littérature, en configuration microcellulaire une étude de la propagation en 2D est suffisante [?]. Donc, la méthode proposée est développée dans un plan horizontal. Elle se décompose en deux étapes :

- Construction d'un arbre de zones
- Calcul des trajets

#### 3.1. Construction d'un arbre de zones

En 2D, on peut considérer qu'une face d'un bâtiment devient une arête, et qu'une arête devient un point. La première étape consiste à partitionner l'environnement de propagation [?] en trois types de zones géométriques : zones de visibilité, de réflexion et de diffraction, respectivement illustrées aux figures 7 (a), (b) and (c).

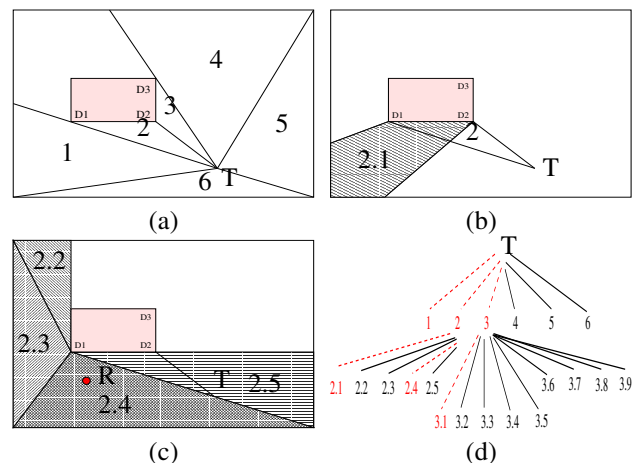


Fig. 7. Construction : des zones de visibilité (a), de la zone de réflexion sur la face D1D2 (b), des zones de diffraction sur D1 (c), de l'arbre de zones (d)

Chaque zone est soit un triangle, soit un quadrangle, lesquels finissent sur une arête d'un bâtiment ou sur un côté de la scène. Le principe est illustré sur la figure 7 (a) pour les zones de visibilité notées de 1 à 6. Toutes ces zones représentent le premier niveau de l'arbre. Chacune d'elles peut avoir des filles, i.e. des zones associées soit au phénomène de réflexion sur des arêtes, soit de diffraction sur des coins de bâtiments. Par exemple, la zone notée 2 sur la figure 7 (a) produit trois nouvelles zones :

- une réfléchie sur D1D2 (figure 7 (b))
- une diffractée sur D1 (figure 7 (c)).
- une diffractée sur D2 (non représentée sur la figure).

Notons que, comme pour la zone de visibilité, les zones filles sont découpées en différents triangles ou

quadrangles. Sur la figure 7, la zone 2 conduit aux zones notées de 2.1 à 2.5. Si l'on considère la zone 3, ses zones filles sont soit réfléchies sur D2D3 (zone 3.1), soit diffractées sur D2 et D3 (zones 3.2 à 3.9) après triangulation (ces zones ne sont pas représentées sur la figure).

Il est important de souligner la difficulté du choix du point de diffraction qui peut intervenir à un même niveau de l'arbre. Par exemple, au second niveau, il est possible de diffracter sur D2 depuis la zone 2 et la zone 3. Evidemment, la diffraction sur D2 ne doit être calculée qu'une seule fois. Afin de résoudre ce problème, nous avons mis au point un algorithme créant une marque sur chaque point potentiellement diffractant. Dans notre exemple, après avoir diffracté une fois sur D2 depuis la zone 3, D2 est marqué comme traité, et ensuite aucune autre diffraction n'est calculée à partir de la zone 2. Donc chaque trajet diffracté à chaque niveau de l'arbre n'est calculé qu'une seule fois.

Comme pour une méthode basée sur un tracé de rayon, le principal paramètre pour calculer l'arbre est le nombre  $N$  d'interactions électromagnétiques (réflexions et diffractions) ;  $N$  donne la profondeur de l'arbre. Par exemple, pour une diffraction et une réflexion ( $N = 2$ ), l'arbre résultant est représenté à la figure 7 (d).

Finalement, notons que le calcul de l'arbre n'est effectué qu'une seule fois, quelque soit la position du récepteur dans la scène étudiée. Ceci permet d'optimiser très significativement le temps de calcul.

### 3.2. Calcul des trajets

Quand l'arbre a été calculé, nous pouvons construire les trajets entre l'émetteur et le récepteur ; ceci est une étape simple reposant sur un algorithme de géométrie discrète de même type que dans [?]. La première phase consiste à déterminer toutes les zones qui incluent la position du récepteur. La solution la plus simple est de réaliser un "test d'inclusion" pour toutes les zones ; cependant, puisque qu'elles sont très nombreuses, ces tests seraient trop longs.

Notre méthode réduit le nombre de ces tests en plongeant au préalable toutes les zones dans une grille discrète. On connaît alors directement les zones situées dans un élément particulier de la grille. Ainsi pour chaque position du récepteur, on calcule l'élément correspondant de la grille ; ensuite, on réalise le test d'inclusion seulement pour les zones qui sont dans le même élément de la grille. Cela constitue une optimisation importante en terme de temps de calcul.

On peut désormais calculer les trajets correspondant aux zones incluant la position du récepteur. Nous avons seulement à remonter l'arbre de zones depuis le récepteur jusqu'au sommet de l'arbre, qui correspond à l'émetteur. Notons que chaque branche de l'arbre depuis le récepteur jusqu'à l'émetteur correspond à un trajet. En effet, contrairement aux méthodes à tracé de rayons, aucun test de visibilité n'est nécessaire pour valider le trajet. Ceci permet de réduire encore le temps

de calcul. Par exemple, la figure 7 (d) montre le calcul des différents trajets en remontant l'arbre pour un récepteur  $R$  et un émetteur  $T$  (lignes pointillées).

Finalement, le calcul de l'atténuation est effectué par une méthode classique basée sur l'OG et la TUD [?].

## 4. RESULTATS ET DISCUSSION

Dans cette section, nous allons étudier l'influence des variations du canal sur la qualité de la transmission. Tous les résultats fournis concernent un même environnement qui est une partie du campus de l'Université de Poitiers (France). Cette scène est représentée sur la figure 8 et illustre une configuration microcellulaire.

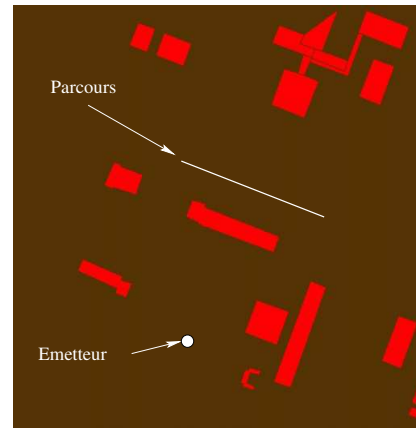


Fig. 8. La scène étudiée

Le point blanc indique la position de l'émetteur et les bâtiments sont représentés en rouge.

Comme ceci a été expliqué précédemment, nous présentons des résultats sous la forme originale de différentes cartes représentant le TEB et la dispersion des retards ( $\tau_{RMS}$ ), paramètre lié au risque d'interférences intersymboles. Ainsi nous devons en premier lieu calculer les réponses impulsionnelles du canal sur une grille régulière de récepteurs. Nous avons choisi un pas de cinq mètres entre chacun d'eux, ce qui est une valeur commune pour le calcul d'une zone de couverture. Ensuite le modèle de propagation des ondes doit être paramétré en termes d'interactions électromagnétiques. Soulignons qu'en configuration outdoor (à l'extérieur des bâtiments) nous négligeons volontairement le phénomène de réfraction qui est alors très atténuant [?]. Une étude préalable [?] a montré que quatre réflexions et une diffraction sont suffisantes pour couvrir entièrement cette scène. Par ailleurs, l'Union Internationale des Télécommunications (UIT) préconise d'utiliser une dynamique minimum de 18 dB pour le calcul des réponses impulsionnelles. Cependant dans un but de précision, nous avons effectué une étude statistique visant à déterminer la dynamique optimale. La figure 9 illustre cette étude.

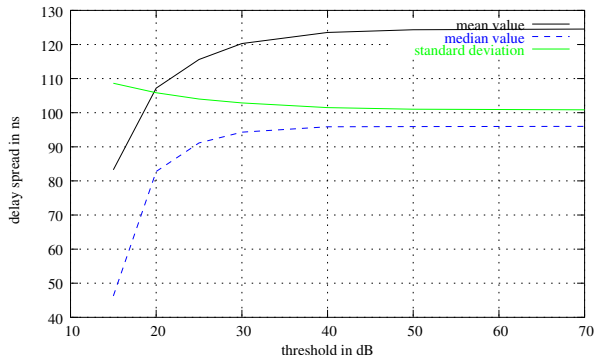


Fig. 9. Evolution de la dispersion des retards en fonction de la dynamique

Elle représente l'évolution de la valeur moyenne, médiane et de l'écart type de la dispersion des retards en fonction de la dynamique. Ces valeurs proviennent d'une étude statistique sur environ 150 000 réponses impulsionnelles correspondant à chaque récepteur. On peut considérer que l'asymptote est atteinte à partir de 30 dB puisque entre 30 et 40 dB, la valeur moyenne n'évolue que de 4%. Nous proposons donc de fixer la dynamique à 30 dB et de récupérer tous les trajets significatifs et seulement ceux-ci, tout en optimisant le temps de calcul. La figure 10 présente un exemple de l'évolution de la réponse impulsionnelle du canal le long d'un parcours (figure 8). Sur l'axe des abscisses, on peut lire les différents retards en nanoseconde et sur l'axe des ordonnées l'abscisse curviligne en mètre repérée sur le parcours. La puissance de chaque trajet est représentée par une couleur dont la valeur correspondante est indiquée en dBm.

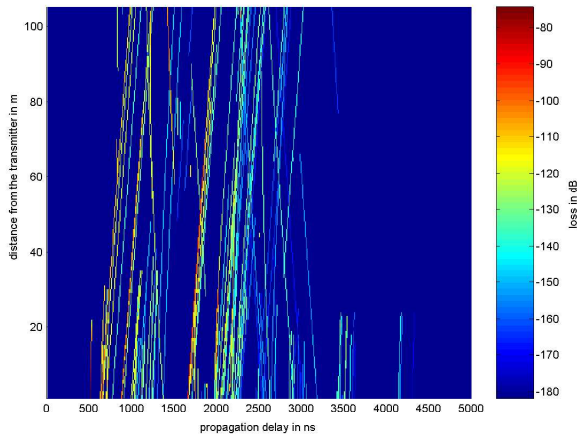


Fig. 10. Evolution de la réponse impulsionnelle le long du parcours de la figure 8

Connaissant la réponse impulsionnelle exacte pour chaque récepteur, on peut calculer la zone de couverture et réaliser une caractérisation large bande du canal. La figure 11 montre la zone de couverture et la figure 12 présente l'évolution de la dispersion des

retards dans l'environnement étudié.

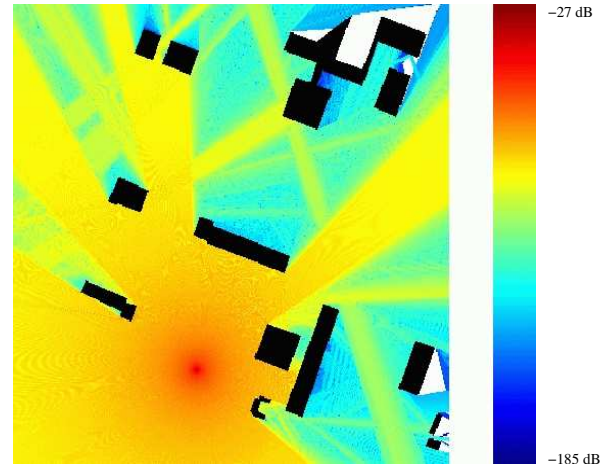


Fig. 11. Zone de couverture

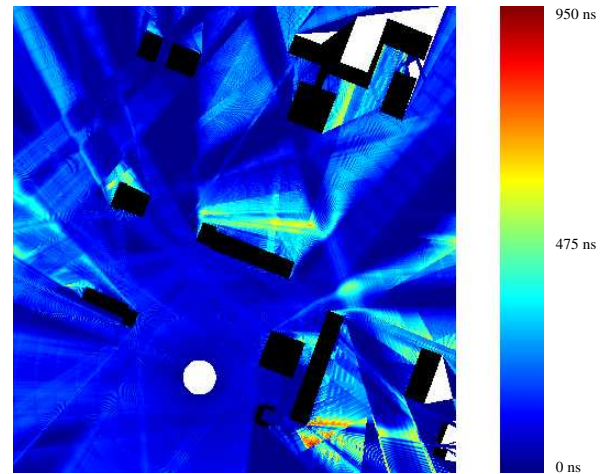


Fig. 12. Carte de la dispersion des retards dans l'environnement étudié

Notons que les bâtiments sont représentés en noir et les récepteur ne recevant aucun trajet pour la combinaison d'interactions considérée sont en blanc. Le niveau de couleur affecté aux autres récepteurs représente une valeur particulière indiquée par la barre de couleurs sur la droite des figures. On peut noter qu'en accord avec la théorie, la dispersion des retards va de valeurs faibles en zones de visibilité à quelques centaines de nanosecondes en zones d'ombre des bâtiments.

Pour nos simulations de transmission, nous considérons un utilisateur transmettant un message de 50 000 bits générés aléatoirement. Comme il n'y a qu'un utilisateur, il n'y a pas d'interférences entre utilisateurs et le choix de la séquence d'étalement n'a pas d'importance. Nous utilisons donc une séquence quelconque. Le rapport signal sur bruit (SNR) a été fixé arbitrairement à 6 dB.

Nous proposons maintenant une étude du comportement de cette transmission numérique particulière en

fonction du débit et du facteur d'étalement.

Dans un premier temps, à titre de référence, nous proposons d'observer le résultat de la transmission en terme de qualité pour un étage de réception conventionnel, un facteur d'étalement de 1 et un débit de 2 Mbit/s. Une réception conventionnelle consiste à démoduler et décoder directement le signal composite reçu, sans correction du phénomène de multitrajets. La figure 13 illustre le résultat obtenu.

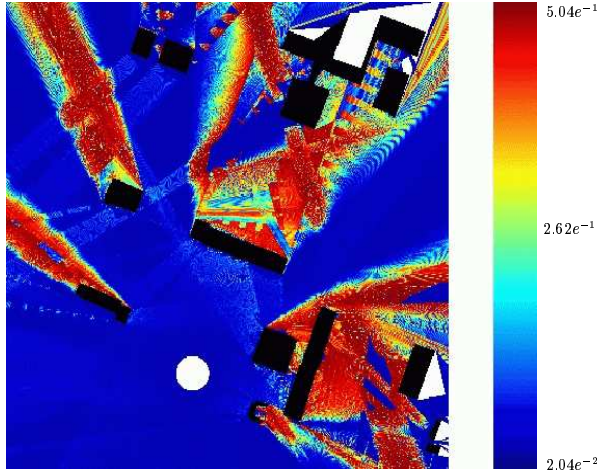


Fig. 13. Carte du TEB pour  $D = 2$  Mbit/s et  $F = 1$  avec un récepteur conventionnel

Evidemment, comme nous ne corrigeons pas le phénomène de multitrajets, le TEB est globalement très important (de l'ordre de  $10^{-1}$ ).

Afin de résoudre ce problème, observons à présent à la figure 14 la même carte mais en utilisant un récepteur Rake.

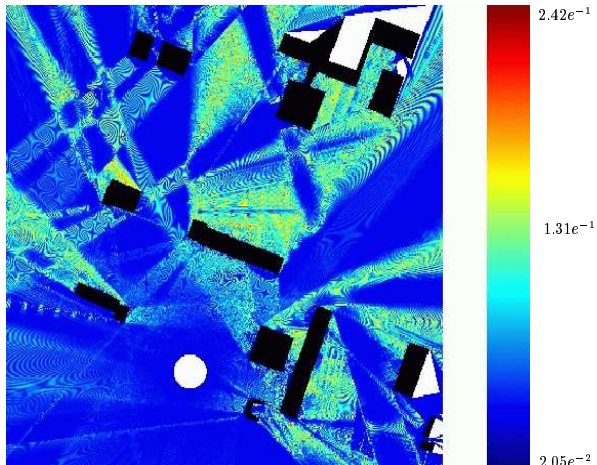


Fig. 14. Carte du TEB pour  $D = 2$  Mbit/s et  $F = 1$  avec un récepteur Rake

On peut immédiatement observer que ce type de récepteur corrige largement les erreurs. Afin d'obtenir une meilleure vue de la répartition des valeurs du TEB, sa fonction de répartition est présentée sur la figure 15.

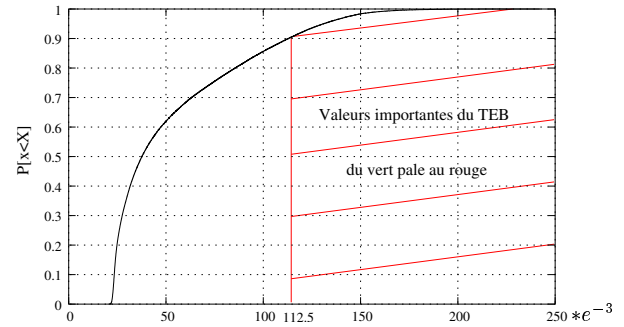


Fig. 15. Fonction de répartition du TEB pour  $D = 2$  Mbit/s et  $F = 1$  avec un récepteur Rake

La figure 14 montre deux types de zones, celles très homogènes et présentant un faible TEB correspondant au bleu foncé, et celles plus hétérogènes et correspondant à des récepteurs avec des valeurs plus importantes de TEB. Néanmoins, ces récepteurs dont le TEB est élevé (de vert pâle à rouge) ne représentent que 10% des récepteurs (figure 15) : 90 % des récepteurs ont un TEB inférieur  $1.12e^{-1}$ .

Nous avons vu dans la section 2.1 que l'on pouvait réduire le TEB en étalant le signal d'entrée. Donc à présent, nous présentons la même carte avec un facteur d'étalement de 3 (figure 16).

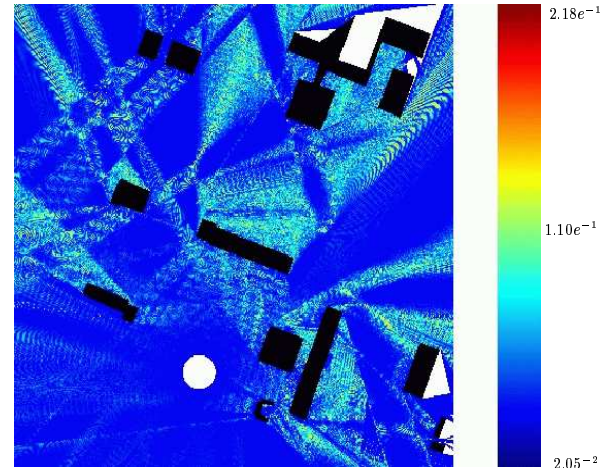


Fig. 16. Carte du TEB pour  $D = 2$  Mbit/s et  $F = 3$  avec un récepteur Rake

On peut observer que le TEB a globalement diminué, particulièrement dans les zones d'ombres des bâtiments, où le phénomène multitrajets est important. Ce point est confirmé par la fonction de répartition (figure 17). En effet, 90 % des récepteurs ont un TEB inférieur à  $8e^{-2}$ .

Enfin, le dernier paramètre à étudier est le débit. En effet, un aspect important d'une transmission peut être de déterminer le débit maximal tout en conservant un TEB acceptable. Sur la figure 18, nous avons donc représenté la carte du TEB pour un débit de 8 Mbit/s et un facteur d'étalement de 3.

On peut immédiatement noter qu'il y a très peu de

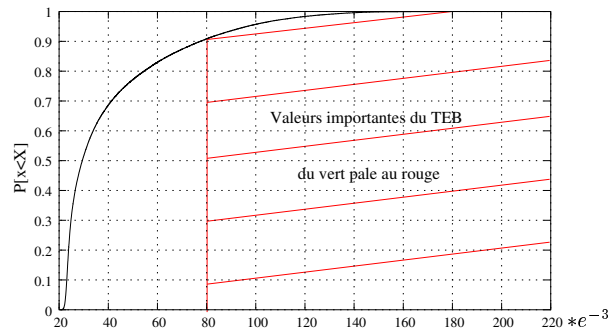


Fig. 17. Fonction de répartition du TEB pour  $D = 2$  Mbit/s et  $F = 3$  avec un récepteur Rake

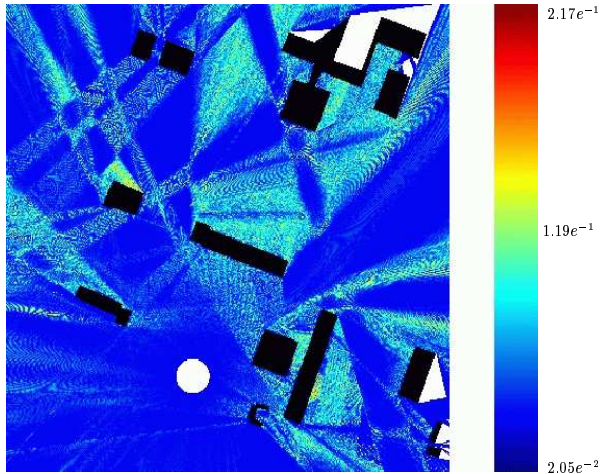


Fig. 18. Carte du TEB pour  $D = 8$  Mbit/s et  $F = 3$  avec un récepteur Rake

changements entre un débit de 2 et de 8 Mbit/s : seuls quelques récepteurs présentent un TEB ayant augmenté significativement. Mais globalement, l'évolution est faible puisque 90 % des récepteurs ont un TEB inférieur à  $8.25e^{-2}$  contre  $8.0e^{-2}$  pour un débit de 2 Mbit/s. Plusieurs tests avec des débits supérieurs montrent que la carte de TEB reste quasi inchangée. Donc dans le cas d'une transmission en mono utilisateur avec une réception de type Rake, on peut espérer utiliser un débit très élevé sans apparition d'interférences intersymboles significatives. Cela s'explique par le fait que, puisque notre principe de simulation revient à considérer une estimation exacte du canal, le récepteur Rake corrige parfaitement les effets de celui-ci.

De plus, il est intéressant de noter la forte corrélation entre la carte de l'étalement des retards et celle du TEB. En effet, les deux types de zones indiqués précédemment sont aussi présent sur la carte de l'étalement des retards. Ce lien est bien connu en théorie des communications numériques. Il est ainsi indiqué que lorsque la dispersion des retards est supérieure au temps symbole  $T_s$ , il y a un fort risque d'apparition d'interférences intersymboles. Maintenant si l'on redessine la carte de la figure 12 en imposant

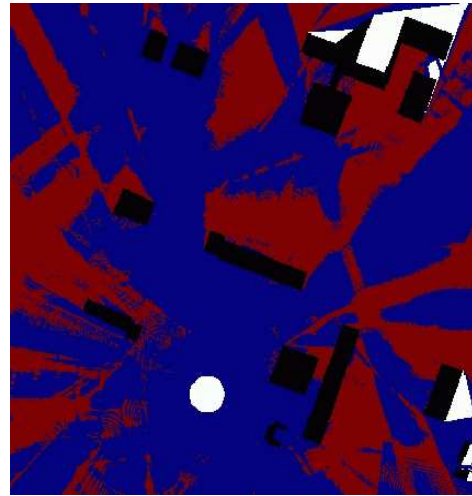


Fig. 19. Carte du RMS seuillée à  $T_s$

un seuil correspondant au temps symbole  $T_s$  (pour un débit de 8 Mbit/s), on obtient la figure 19 : tous les récepteurs en rouge correspondent à une valeur de dispersion supérieure à  $T_s$ . La grande corrélation entre ces récepteurs et ceux correspondant aux valeurs élevées de TEB sur la figure 18 est flagrante. La théorie est donc bien validée.

## 5. CONCLUSION

Dans cet article, après avoir rappelé le principe d'une chaîne de transmission numérique basée sur le protocole CDMA, nous avons décrit notre modèle de propagation déterministe, permettant d'obtenir l'évolution des réponses impulsionnelles du canal radiomobile. Ce modèle est optimisé de sorte que seuls les trajets existants réellement sont calculés. Il l'est aussi car il permet de ne prendre en compte dans la réponse impulsionnelle que les trajets significatifs, en paramétrant la dynamique. Enfin, en utilisant ce modèle dans une simulation système, il a été montré que l'on pouvait produire des cartes précises de taux d'erreur en fonction des variations du canal dans la zone étudiée, en accord avec la théorie (figure 19). Pour finir nous nous attacherons dans nos futurs travaux à l'évaluation de la robustesse de simulations systèmes plus réalistes et dans des environnements réels plus complexes (multi utilisateur et autre type de modulation).

## References