

MICHEL THÉRIAULT

**ÉTUDE DES PERFORMANCES D'UN SYSTÈME
DS-CDMA AVEC RÉCEPTEUR RAKE DANS LE
CONTEXTE UWB**

Mémoire présenté
à la Faculté des études supérieures de l'Université Laval
dans le cadre du programme de maîtrise en génie électrique
pour l'obtention du grade de Maître ès Sciences (M.Sc)

FACULTÉ DES SCIENCES ET DE GÉNIE
UNIVERSITÉ LAVAL
QUÉBEC

OCTOBRE 2005

Résumé

La technologie ultra large bande laisse entrevoir des taux de transmission élevés à faible puissance et à faible coût. Dans ce contexte, nous analysons les performances d'un système DS-CDMA avec deux types de récepteurs : un récepteur RAKE classique à combinaison à ratio maximal et un récepteur RAKE à combinaison linéaire minimisant l'erreur quadratique moyenne. À l'aide de simulations, nous évaluons l'impact de l'interférence à bande étroite et de l'interférence intersymbole sur ce système. En nous basant sur les conclusions de ces analyses, nous développons une méthode semi-analytique de simulation permettant de faciliter l'analyse du système et d'observer de manière indépendante les différents éléments qui affectent les performances du système.

Avant-propos

Je tiens tout d'abord à remercier le Dr Leslie Ann Rusch et le Dr Paul Fortier, mes directeurs de recherche, pour toute l'aide et le soutien qu'ils m'ont apporté tout au long de mes travaux. Je remercie aussi tous mes collègues et professeurs, et plus particulièrement le Dr Sébastien Roy pour son aide dans la dernière phase de mes travaux. Finalement, je remercie ma famille et mes amis pour leur présence et leur support moral.

Table des matières

Résumé	ii
Avant-propos	iii
Table des matières	iv
Liste des tableaux	vii
Table des figures	viii
1 Introduction	1
2 Concepts de base	3
2.1 Les systèmes ultra large bande et la radio par impulsions	3
2.1.1 Définition des systèmes ultra large bande	3
2.1.2 Radio par impulsions	5
2.1.3 MB-OFDM	8
2.1.4 Intérêt des systèmes UWB	9
2.2 Le DS-CDMA	12
2.2.1 Techniques d'accès multiples	12
2.2.2 Principes d'étalement du spectre en séquence directe	15
2.2.3 Le CDMA dans le contexte UWB	22
3 Description du système en transmission	24
3.1 Signal transmis	24
3.2 Canaux	25
3.2.1 Canaux mesurés	26

3.2.2	Canaux stochastiques	27
3.3	Interférence intersymbole	31
3.4	Interférence à bande étroite	32
3.4.1	Signal de type IEEE 802.11a (OFDM)	32
3.4.2	Processus gaussien aléatoire limité en fréquence	34
3.5	Signal reçu	34
4	Récepteurs	36
4.1	Diversité	36
4.1.1	Types de diversité	37
4.1.2	Combinaison	38
4.2	Récepteur RAKE	39
4.2.1	Signal à la sortie du récepteur	40
4.2.2	Choix des délais	40
4.2.3	Combinaison à ratio maximal (RAKE-MRC)	43
4.2.4	Combinaison minimisant l'erreur quadratique moyenne (RAKE-MMSE)	44
5	Méthode semi-analytique d'analyse des performances	46
5.1	Signal à la sortie d'une branche	47
5.1.1	Composante provenant des parcours multiples	47
5.1.2	Composante provenant de l'interférence à bande étroite	50
5.1.3	Composante provenant du bruit blanc gaussien additif	52
5.1.4	Matrice de corrélation interférence plus bruit	53
5.2	Rapport signal à bruit à la sortie du récepteur	53
5.2.1	RAKE-MRC	54
5.2.2	RAKE-MMSE	54
5.3	Taux d'erreur binaire	55
6	Résultats	56
6.1	Méthode de Monte-Carlo avec canaux mesurés et interférence OFDM	59
6.1.1	Caractéristiques du simulateur	59
6.1.2	Résultats sans interférence intersymbole	61

6.1.3	Résultats avec interférence intersymbole	63
6.1.4	RAKE-MRC	65
6.1.5	RAKE-MMSE	66
6.2	Méthode de Monte-Carlo avec canaux stochastiques et interférence gaussienne limitée en fréquence	67
6.2.1	Caractéristiques du simulateur	67
6.2.2	Résultats sans interférence intersymbole	68
6.2.3	Résultats avec interférence intersymbole	70
6.2.4	RAKE-MRC	70
6.2.5	RAKE-MMSE	71
6.3	Méthode semi-analytique avec canaux stochastiques et interférence gaussienne limitée en fréquence	74
6.3.1	Caractéristiques du simulateur	74
6.3.2	Résultats sans interférence intersymbole	77
6.3.3	Résultats avec interférence intersymbole	77
6.3.4	RAKE-MRC	79
6.3.5	RAKE-MMSE	81
7	Conclusion	83
	Références bibliographiques	86
A	Programmes informatiques des simulateurs	89

Liste des tableaux

3.1	Paramètres du modèle 802.15.3a CM3	30
3.2	Paramètres du signal 802.11a utilisé dans les simulations	33
6.1	Tableau comparatif des trois méthodes de simulation utilisées	58
6.2	Paramètres du simulateur pour la méthode de Monte-Carlo avec canaux mesurés et interférence OFDM	62
6.3	Paramètres du simulateur pour la méthode de Monte-Carlo avec canaux stochastiques et interférence gaussienne limitée en fréquence	69
6.4	Paramètres du simulateur pour la méthode semi-analytique avec canaux stochastiques et interférence gaussienne limitée en fréquence	77

Table des figures

2.1	Exemple de densité spectrale d'énergie	4
2.2	Masque d'émission pour les systèmes UWB selon la réglementation de la FCC	5
2.3	Impulsion transmise	7
2.4	Impulsion reçue	8
2.5	Spectre d'un système MB-OFDM	9
2.6	Comparaison de différents standards sans fil à faible portée	10
2.7	FDMA : On associe une bande de fréquence différente à chaque utilisateur	13
2.8	TDMA : On associe un intervalle de temps différent (de manière cyclique) à chaque utilisateur	14
2.9	CDMA : On associe un code différent à chaque utilisateur	15
2.10	Schéma général d'un système à étalement de spectre en séquence directe	16
2.11	Exemple de signaux $b(t)$, $s(t)$ et $x(t)$	17
2.12	Représentation fréquentielle du principe d'étalement spectral	18
2.13	Fonction d'autocorrélation périodique d'une séquence maximale	21
2.14	Configuration d'un générateur de codes Gold	22
3.1	Réponse impulsionnelle typique pour un canal mesuré sans ligne de vue	26
3.2	Réponse impulsionnelle typique pour un canal stochastique sans ligne de vue	29
3.3	8 canaux dans la bande UNII de 5.15 à 5.35 GHz	33
3.4	Diagramme en bloc d'un transmetteur 802.11a	33
4.1	Récepteur RAKE	39
4.2	Procédure pour définir les délais des branches du récepteur RAKE . . .	42

6.1	Performance des récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE en l'absence d'interférence intersymbole (10 Mb/s). Comparaison entre trois niveaux d'interférence à bande étroite ($SIR = +\infty$, -10 dB et -30 dB)	63
6.2	Performance des récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE en présence d'interférence intersymbole (100 Mb/s). Comparaison entre trois niveaux d'interférence à bande étroite ($SIR = +\infty$, -10 dB et -30 dB)	64
6.3	Performance du récepteur RAKE-MRC. Comparaison entre deux taux de transmission (10 Mb/s et 100 Mb/s) et entre trois niveaux d'interférence à bande étroite ($SIR = +\infty$, -10 dB et -30 dB)	65
6.4	Performance du récepteur RAKE-MMSE. Comparaison entre deux taux de transmission (10 Mb/s et 100 Mb/s) et entre trois niveaux d'interférence à bande étroite ($SIR = +\infty$, -10 dB et -30 dB)	66
6.5	Performance des récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE en l'absence d'interférence intersymbole. Comparaison entre trois niveaux d'interférence à bande étroite ($SIR = +\infty$, -10 dB et -30 dB). Homologue de la figure 6.1.	70
6.6	Performance des récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE en présence d'interférence intersymbole. Comparaison entre trois niveaux d'interférence à bande étroite ($SIR = +\infty$, -10 dB et -30 dB). Homologue de la figure 6.2.	71
6.7	Comparaison des résultats des simulations Monte-Carlo avec canaux mesurés et des simulations Monte-Carlo avec canaux stochastiques. Récepteur RAKE-MRC. Taux de transmission de 10 Mb/s et 10.67 Mb/s. . .	72
6.8	Comparaison des résultats des simulations Monte-Carlo avec canaux mesurés et des simulations Monte-Carlo avec canaux stochastiques. Récepteur RAKE-MRC. Taux de transmission de 100 Mb/s et 106.7 Mb/s. .	72
6.9	Comparaison des résultats des simulations Monte-Carlo avec canaux mesurés et des simulations Monte-Carlo avec canaux stochastiques. Récepteur RAKE-MMSE. Taux de transmission de 10 Mb/s et 10.67 Mb/s. .	73
6.10	Comparaison des résultats des simulations Monte-Carlo avec canaux mesurés et des simulations Monte-Carlo avec canaux stochastiques. Récepteur RAKE-MMSE. Taux de transmission de 100 Mb/s et 106.7 Mb/s.	74

6.11	Performance des récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE en l'absence d'interférence intersymbole. Comparaison entre trois niveaux d'interférence à bande étroite ($SIR = +\infty$, -10 dB et -30 dB). Homologue des figures 6.1 et 6.5.	78
6.12	Performance des récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE en présence d'interférence intersymbole. Comparaison entre trois niveaux d'interférence à bande étroite ($SIR = +\infty$, -10 dB et -30 dB). Homologue des figures 6.2 et 6.6.	79
6.13	Comparaison des résultats des simulations Monte-Carlo avec canaux stochastiques et des simulations semi-analytiques avec canaux stochastiques. Récepteur RAKE-MRC. Taux de transmission de 10.67 Mb/s.	80
6.14	Comparaison des résultats des simulations Monte-Carlo avec canaux stochastiques et des simulations semi-analytiques avec canaux stochastiques. Récepteur RAKE-MRC. Taux de transmission de 106.7 Mb/s.	80
6.15	Comparaison des résultats des simulations Monte-Carlo avec canaux stochastiques et des simulations semi-analytiques avec canaux stochastiques. Récepteur RAKE-MMSE. Taux de transmission de 10.67 Mb/s.	81
6.16	Comparaison des résultats des simulations Monte-Carlo avec canaux stochastiques et des simulations semi-analytiques avec canaux stochastiques. Récepteur RAKE-MMSE. Taux de transmission de 106.7 Mb/s.	82

RAKE, mais la combinaison MRC est remplacée par une combinaison linéaire minimisant l'erreur quadratique moyenne (MMSE).

Ce mémoire est divisé comme suit : le chapitre 2 présente les concepts de base sur lesquels est basé le reste du mémoire. Il définit en particulier les concepts d'ultra large bande, de radio par impulsions et l'accès multiple par répartition de code.

Les chapitres 3, 4 et 5 élaborent le système modélisé. Le chapitre 3 définit le signal transmis, les modèles de canaux, les sources d'interférence et regroupe tous ces éléments dans le signal reçu. Le chapitre 4 présente les récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE. Le chapitre 5 développe la méthode semi-analytique d'analyse des performances en traitant chacune des composantes du signal à la sortie des récepteurs.

Le chapitre 6 contient une description des trois simulateurs utilisés ainsi qu'une présentation et une analyse des résultats obtenus. Finalement le chapitre 7 présente les conclusions générales et certaines perspectives de travaux futurs sont explorées.

Chapitre 2

Concepts de base

Dans ce chapitre on définit dans un premier temps les systèmes ultra large bande (UWB) et la radio par impulsion. Dans un deuxième temps on définit l'accès multiple par répartition de code (CDMA) et son utilisation dans le contexte UWB.

2.1 Les systèmes ultra large bande et la radio par impulsions

2.1.1 Définition des systèmes ultra large bande

Bien qu'elle soit encore sujet de controverse, la définition la plus couramment acceptée des systèmes ultra large bande, ou *ultra wideband* (UWB), est celle incluse dans la réglementation « part 15 » de la *Federal Communications Commission* (FCC) des États-Unis [1].

Largeur de bande fractionnaire

Si f_L est défini comme la limite inférieure de la densité spectrale d'énergie (PSD) et f_H est défini comme sa limite supérieure, alors la fréquence centrale du spectre est située à $\frac{f_H+f_L}{2}$, voir figure 2.1 [2]. La largeur de bande fractionnaire est le ratio de la largeur de bande par rapport à la fréquence centrale, soit :

$$\text{Largeur de bande fractionnaire} = \frac{(f_H - f_L)}{\left(\frac{f_H+f_L}{2}\right)}. \quad (2.1)$$

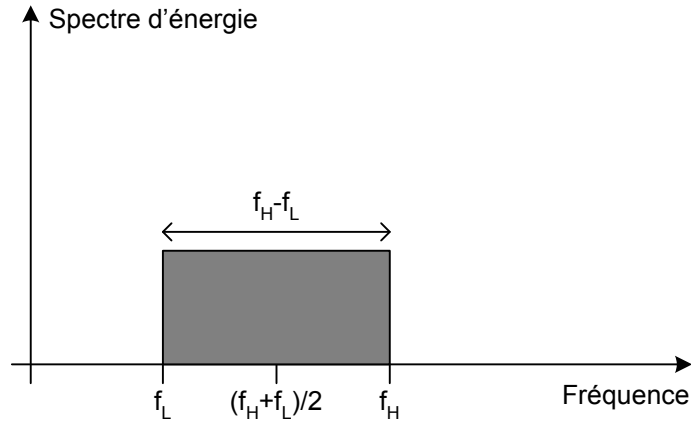


FIG. 2.1 – Exemple de densité spectrale d'énergie

Dans le cadre de la réglementation de la FCC, f_L et f_H sont définis comme étant les fréquences inférieure et supérieure, respectivement, des points d'émission -10 dB.

Réglementation de la FCC

Selon la réglementation « part 15 » de la FCC, toute technologie ayant une largeur de bande fractionnaire supérieure à 0.2 ou une largeur de bande (à -10 dB) supérieure à 500 MHz, est un système UWB [1]. Aux États-Unis, la FCC permet l'émission sans licence des signaux UWB qui respectent un masque d'émission limitant les opérations

à une largeur de bande à -10 dB située entre 3.1 et 10.6 GHz et avec des limites de puissance très sévères en dehors de cette bande de fréquence. Ce masque est illustré à la figure 2.2.

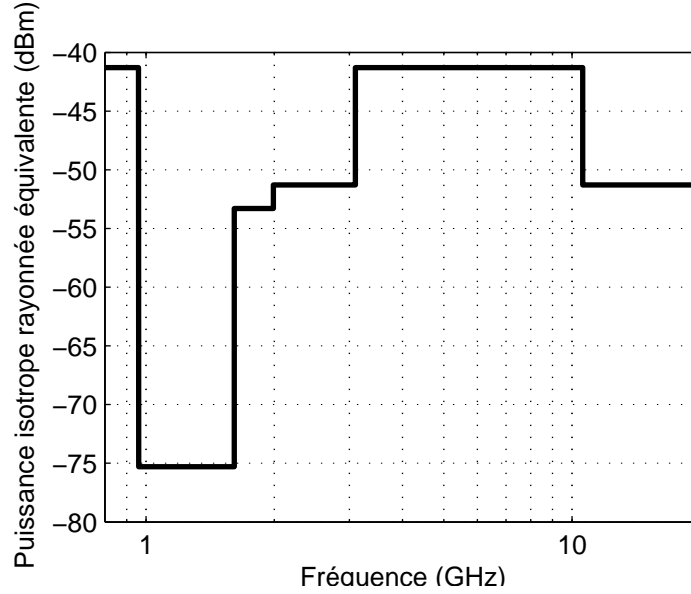


FIG. 2.2 – Masque d’émission pour les systèmes UWB selon la réglementation de la FCC

2.1.2 Radio par impulsions

La radio par impulsions (*impulse radio*, IR) est l’une des principales techniques utilisée dans la réalisation de systèmes ultra large bande. Dans la section 2.1.3 on discute d’une autre méthode de transmission ultra large bande qui trouve beaucoup d’intérêt dans l’industrie. Dans un système de radio par impulsions, la transmission s’effectue sous forme d’un train de très brèves impulsions, de l’ordre de la nanoseconde. L’information d’un symbole est généralement contenue soit dans la polarité des impulsions (modulation d’impulsions en amplitude, PAM) ou dans la position temporelle des impulsions (modulation d’impulsions en position, PPM).

La première forme de radio par impulsions fut proposée par Withington et Fuller-

ton en 1992 [3] et fut formalisée par Scholtz en 1993 [4]. La technique qu'ils proposent est basée sur la modulation à spectre étalé à sauts temporels (TH-SS). Dans cette approche chaque utilisateur transmet une séquence d'impulsions espacées dans le temps permettant de distinguer les signaux des différents utilisateurs. Cette technique utilise généralement l'approche PPM, qui lui procure une plus grande robustesse pour la synchronisation.

Une seconde forme de radio par impulsion, plus récente et proposée entre autres par Xtreme Spectrum [5], utilise la modulation à spectre étalé à séquence directe (DS-SS). Dans cette approche on distingue les signaux des différents utilisateurs en multiplexant les signaux avec des séquences d'impulsions. Cette technique utilise généralement l'approche PAM.

Forme d'impulsion transmise

L'impulsion $p_{tr}(t)$ est une impulsion de très courte durée, de l'ordre de la nanoseconde. Si on la considère comme le signal après l'antenne de transmission, $p_{tr}(t)$ est généralement modélisé comme la première dérivée de la fonction gaussienne $-\exp(\frac{-2\pi t^2}{\tau_m^2})$, soit

$$p_{tr}(t) = \frac{4\pi t}{\tau_m^2} \exp\left(\frac{-2\pi t^2}{\tau_m^2}\right) \quad (2.2)$$

où τ_m est une constante permettant d'ajuster la durée de l'impulsion. La transformée de Fourier de $p_{tr}(t)$ est aussi une dérivée première de la gaussienne et s'écrit :

$$P_{tr}(f) = i(\sqrt{2\pi} f \tau_m) \exp\left(\frac{-\pi f^2 \tau_m^2}{2}\right). \quad (2.3)$$

La figure 2.3 représente la forme de l'impulsion transmise (avec une amplitude normalisée à 1) ainsi que sa densité spectrale d'énergie (ESD) pour $\tau_m = 0.2$ ns. On constate que le spectre est relativement constant sur une large bande de fréquence autour de la fréquence maximale.

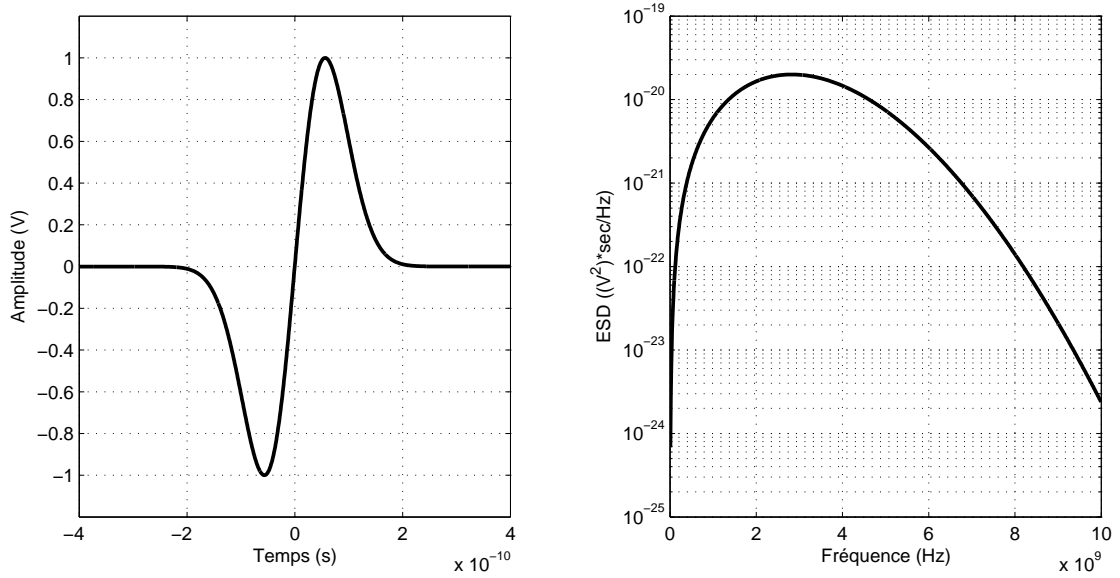


FIG. 2.3 – Impulsion transmise

Forme d'impulsion reçue

L'impulsion en sortie de l'antenne de réception a une forme différente de l'impulsion en sortie de l'antenne de transmission. Si on suppose une propagation sans trajets multiples, le signal reçu par l'antenne subit une dérivation et les impulsions s'expriment alors par :

$$p_{rec}(t) = \frac{4\pi}{\tau_m^2} \left[1 - 4\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right] \cdot \exp \left[-2\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right] \quad (2.4)$$

Dans le domaine de fréquences, on obtient

$$P_{rec}(f) = -(2\sqrt{2}\pi^2 f^2 \tau_m) \exp \left(\frac{-\pi f^2 \tau_m^2}{2} \right) \quad (2.5)$$

La figure 2.4 représente la forme de l'impulsion reçue ainsi que sa ESD pour $\tau_m = 0.2$ ns.

La forme d'impulsion reçue la plus couramment utilisée dans les systèmes de radio

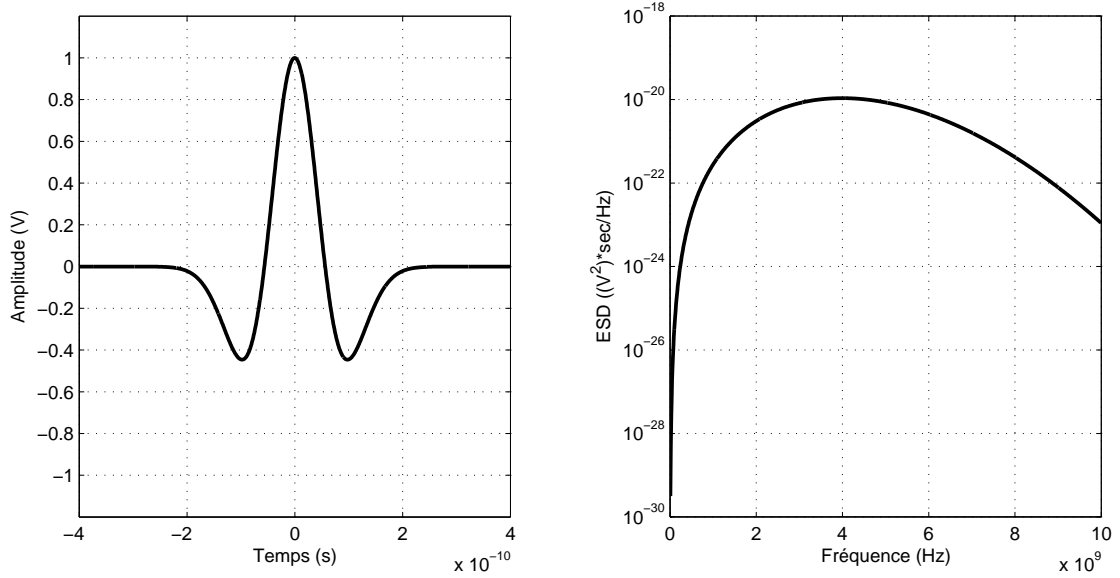


FIG. 2.4 – Impulsion reçue

par impulsion a été proposée par Win et Scholtz [6, 7] et correspond à l'équation (2.4) à un facteur d'échelle près, soit :

$$p(t) = \left[1 - 4\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right] \exp \left[-2\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right]. \quad (2.6)$$

Cette forme d'impulsion sera donc utilisée dans notre modèle.

2.1.3 MB-OFDM

Bien qu'à l'origine les systèmes UWB proviennent de la radio par impulsions, les systèmes UWB, tels que définis par la FCC ne se limitent pas aux systèmes par impulsions et n'ont pas besoin de couvrir la bande complète de 3.1 à 10.6 GHz. Un regroupement nommé *MultiBand OFDM Alliance* (MBOA) propose donc un système qui répartit la bande de fréquences disponible en sous-bandes de 500 MHz chacune et qui est basé sur le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (*orthogonal frequency division multiplexing*, OFDM) [8]. Cette approche est appelée *MultiBand Frequency*

Division Multiplexing (MB-OFDM).

Afin de faciliter le déploiement initial des systèmes MB-OFDM, MBOA propose de limiter les systèmes à la bande de fréquence de 3.1 à 4.8 GHz et de la subdiviser en trois sous-bandes de 500 MHz chacune, tel qu'illustré à la figure 2.5. Cette limite a pour but d'éviter l'interférence avec la bande de fréquence UNII¹, particulièrement avec le standard 802.11a, et permet de simplifier la conception électronique.

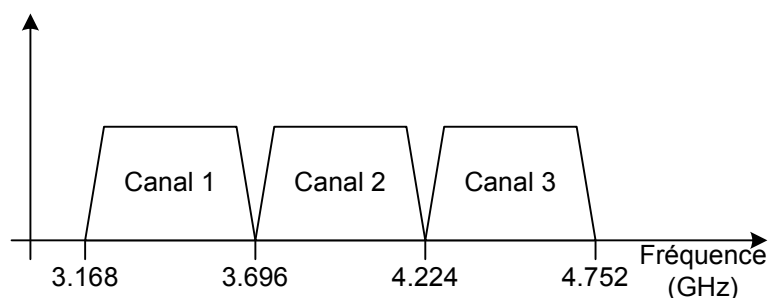


FIG. 2.5 – Spectre d'un système MB-OFDM

2.1.4 Intérêt des systèmes UWB

Il existe déjà plusieurs standards pour les communications sans fil à faible portée. La figure 2.6 indique où se situent les systèmes UWB par rapport aux autres standards, en tenant compte de la portée du signal et du taux d'erreur binaire. Afin de mieux comprendre l'intérêt des systèmes UWB on présente ici leurs avantages, leurs inconvénients ainsi que leurs principales applications.

¹La bande UNII (*Unlicensed National Information Infrastructure*) comporte trois plages de fréquences radio qui peuvent être exploitées, sans licence, par des utilisateurs d'équipement de communication sans fil. Ces trois plages sont : 5.15 GHz à 5.25 GHz, 5.25 GHz à 5.35 GHz et 5.725 GHz à 5.825 GHz.

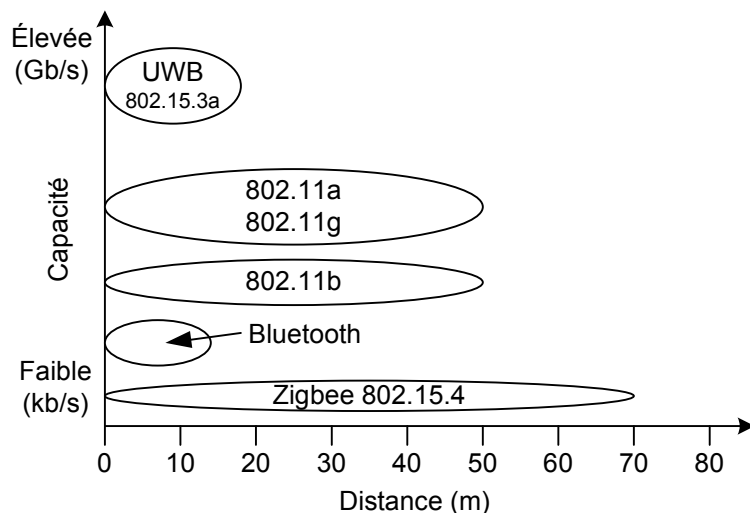


FIG. 2.6 – Comparaison de différents standards sans fil à faible portée. Source : [8]

Avantages

1. Les systèmes UWB peuvent fonctionner sur des bandes de fréquences déjà occupées par d'autres systèmes et ce sans nécessiter de licence. L'UWB répond donc au besoin de plus en plus élevé de largeur de bande alors que le spectre est déjà très encombré.
2. Les systèmes UWB permettent des taux de transmission de données élevés. En effet la grande largeur de bande disponible permet des taux de transmission beaucoup plus élevés que les autres systèmes sans fil disponibles actuellement.
3. Les signaux UWB interfèrent peu ou pas avec d'autres signaux à bande plus étroite, car leur puissance est très faible sur une petite partie du spectre. De plus, leur faible puissance confère aux systèmes UWB une faible probabilité de détection et d'interception. L'utilisation de signaux UWB permet donc plus de sécurité.
4. Les systèmes UWB sont assez peu complexes, en partie parce qu'ils ne nécessitent pas l'utilisation d'un étage intermédiaire (fréquence intermédiaire f_{if}) à l'entrée du récepteur. Ces systèmes peuvent également être intégrés en une seule puce, quelques pièces seulement étant extérieures à cette puce, entraînant un faible coût de fabrication.

5. Les systèmes UWB sont résistants aux évanouissements. En effet, les signaux souffrent peu des effets des combinaisons incohérentes des chemins multiples, car la durée de l'impulsion est trop courte pour qu'une annulation du chemin principal par les chemins secondaires se produise. Il est même possible de tirer avantage des chemins multiples à l'aide d'un récepteur RAKE.
6. Les signaux UWB permettent une grande précision dans la mesure des distances, car la résolution est inversement proportionnelle à la durée de l'impulsion.

Inconvénients

1. Puisque les systèmes UWB opèrent sur des bandes de fréquences traversant des bandes de fréquences utilisées par des systèmes existants, ils représentent une nouvelle source d'interférence pour ceux-ci. Cependant, la faible puissance de l'UWB devrait limiter son impact sur les autres systèmes.
2. Les systèmes UWB sont exposés à l'interférence provenant de systèmes à bande étroite qui opèrent dans la bande de fréquence couverte par l'UWB. Ces systèmes à bande étroite transmettent à des puissances bien supérieures à celles des systèmes UWB, ils peuvent donc avoir un impact important sur les transmissions UWB.
3. La faible puissance des systèmes UWB leur permet de profiter d'une large bande de fréquence, mais limite grandement leur portée. Selon la technique de transmission utilisée et le taux de transmission de données, les signaux UWB peuvent avoir une portée de 10 mètres ou de quelques dizaines de mètres.
4. Puisqu'ils sont étendus sur une très large bande de fréquence, les signaux UWB sont sujets aux phénomènes de dispersion et de distorsion en fréquence.

Applications

Les applications possibles de l'UWB sont nombreuses et peuvent être classées en deux catégories, soit les applications radar et les applications en communication.

Les dispositifs radar utilisant l'UWB peuvent servir à mesurer des distances ou des positions avec une plus grande résolution que les dispositifs radar existants ou à obtenir des images d'objets enfouis sous la terre et placés derrière des obstacles. Ainsi, les services de police, d'incendie ou d'urgence, par exemple, pourraient utiliser cette technologie pour trouver des personnes cachées derrière des murs ou retrouver des corps parmi des décombres. Elles pourraient également permettre de trouver l'emplacement des clous, des fils électriques ou des poutres dans les murs et de localiser des canalisations d'eau ou de gaz naturel enfouies. On pourrait même utiliser l'UWB dans les appareils photographiques à mise au point automatique pour permettre une plus grande précision dans l'évaluation des distances ou encore, en médecine, pour détecter les mouvements des organes internes, tel que les contraction du coeur.

En télécommunications, l'UWB peut permettre des communications sécurisées sans fil de la voix et des données à haut débit sur de courtes distances. On pourrait le voir utilisée pour l'Internet à large bande, la téléphonie, le câble ou les réseaux d'ordinateurs. Les caractéristiques de l'UWB le rendent idéal pour les réseaux personnels sans fil et ils sont actuellement considérés pour la nouvelle génération du standard Bluetooth (soit Bluetooth II).

2.2 Le DS-CDMA

2.2.1 Techniques d'accès multiples

Les trois principales techniques d'accès multiple utilisées dans les systèmes de communication sont l'accès multiple par répartition en fréquence (FDMA), l'accès multiple par répartition dans le temps (TDMA) et l'accès multiple par répartition en code (CDMA).

Le FDMA

Dans les systèmes à accès multiple par répartition en fréquence, le domaine fréquentiel est divisé en bandes de fréquences et on associe une bande différente à chaque utilisateur de manière à éviter les recouvrements spectraux. Les utilisateurs peuvent donc transmettre de manière continue, mais sur une bande de fréquence limitée.

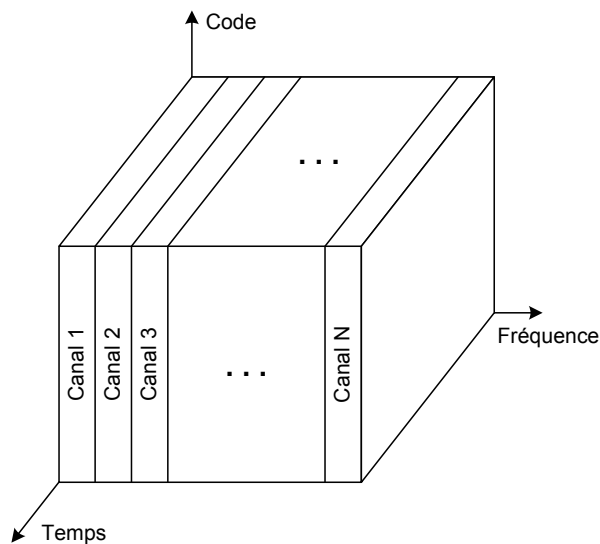


FIG. 2.7 – FDMA : On associe une bande de fréquence différente à chaque utilisateur

Le FDMA peut être appliqué de manière simple et à faible coût, il peut être utilisé dans des systèmes analogiques et numériques et la synchronisation entre utilisateurs n'est pas nécessaire. Par contre, il nécessite l'utilisation d'intervalles de garde entre les bandes de fréquences, ce qui diminue la largeur de bande utilisable, il nécessite l'utilisation de filtres de haute précision pour être efficace et il n'offre à chaque utilisateur qu'une largeur de bande relativement étroite.

Le TDMA

Dans les systèmes TDMA, on divise le domaine temporel en intervalles de temps et un seul utilisateur peut transmettre dans chaque intervalle. Les utilisateurs peuvent donc utiliser toute la bande passante, mais à tour de rôle.

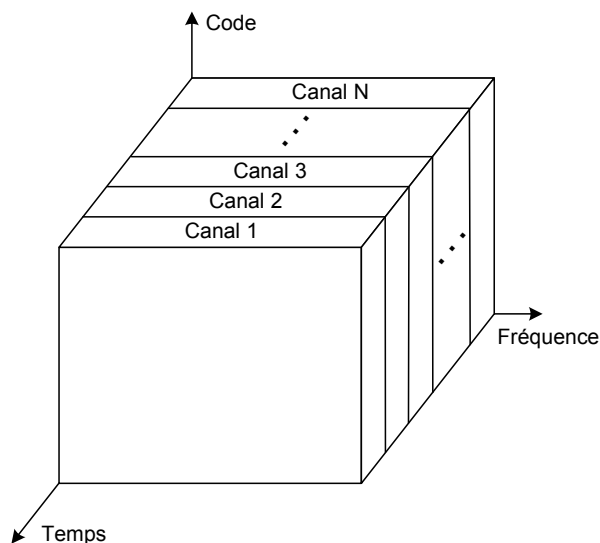


FIG. 2.8 – TDMA : On associe un intervalle de temps différent (de manière cyclique) à chaque utilisateur

Le TDMA est particulièrement efficace pour les transmissions numériques, il permet une utilisation de la totalité de la largeur de bande disponible pour chaque utilisateur et il offre une flexibilité dans la gestion du trafic. Cependant, il nécessite une synchronisation très précise entre tous les usagers et il ne permet pas les transmissions analogiques.

Le CDMA

Dans les systèmes CDMA, les utilisateurs se partagent toute la bande passante de manière continue. On assigne une signature, ou code, à chaque utilisateur de manière à pouvoir les identifier au récepteur. L'orthogonalité, ou la quasi-orthogonalité, de ces signatures permet d'isoler chacun des canaux.

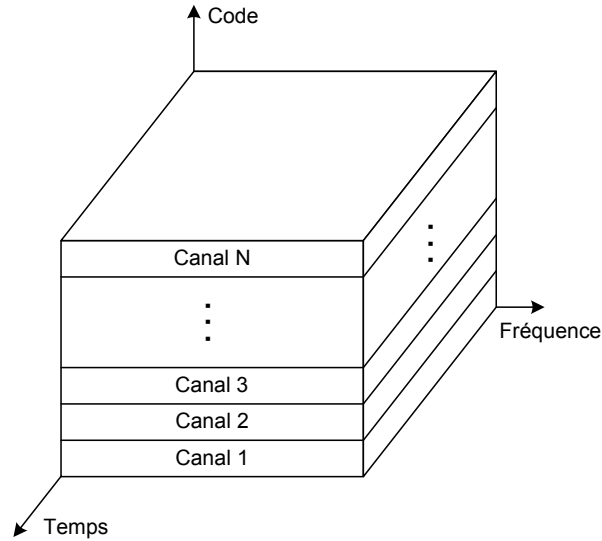


FIG. 2.9 – CDMA : On associe un code différent à chaque utilisateur

Contrairement au FDMA et au TDMA qui ont un seuil de capacité strict, le CDMA offre un seuil de capacité souple, les performances du système se dégradant graduellement avec l'ajout de nouveaux utilisateurs. Le CDMA permet à chaque utilisateur de profiter de la totalité de la bande passante en tout temps et le codage offre une protection contre les interférents. Cependant, le CDMA est susceptible à l'effet proche-loin lorsque l'utilisateur désiré à une faible puissance relativement à un autre utilisateur. De plus, puisque les codes ne sont généralement pas exactement orthogonaux, les utilisateurs d'un même système s'interfèrent mutuellement.

2.2.2 Principes d'étalement du spectre en séquence directe

Modèle de base

L'étalement de spectre en séquence directe se fait par la multiplication de l'information à transmettre de débit R_b par un code pseudo-aléatoire, aussi appelé signature, ayant un débit R_c . On a [9] :

$$N = \frac{R_c}{R_b} = \frac{T_b}{T_c} \quad (2.7)$$

où $T_b = \frac{1}{R_b}$ est la durée d'un bit d'information et $T_c = \frac{1}{R_c}$ est la durée d'une impulsion rectangulaire du code, appelée chip. N est habituellement un entier, supérieur à 1 puisqu'il mesure l'étalement du spectre et représente le nombre de chips par bit d'information. On appelle également ce rapport gain de traitement (*processing gain*). En ce sens, il représente une mesure de la résistance à l'interférence et au brouillage intentionnel obtenue en augmentant la largeur de bande du signal transmis. La figure 2.10 présente un schéma général d'un système à étalement de spectre en séquence directe.

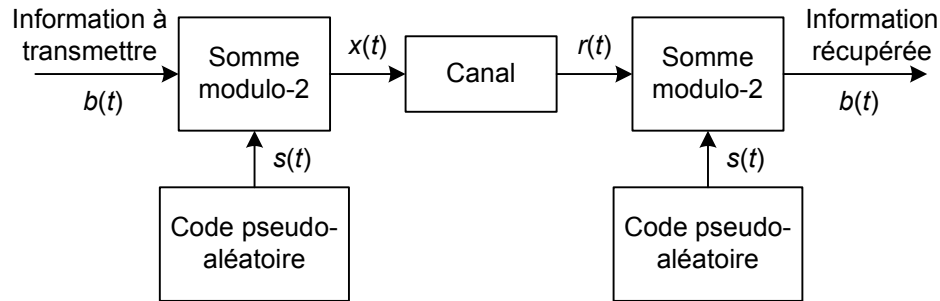


FIG. 2.10 – Schéma général d'un système à étalement de spectre en séquence directe

La figure 2.11 montre un exemple de signaux $b(t)$, $s(t)$ et $x(t)$ en bande de base tels que définis à la figure 2.10 et permet d'illustrer le principe d'étalement de spectre et de produit des signaux lorsque $b(t)$ est modulé par déplacement de phase bivalente (BPSK). On peut remarquer que le signal transmis $x(t)$ est égal au code $s(t)$ lorsque $b(t)$ vaut $+1$ alors qu'il est égal à $-s(t)$ lorsque $b(t)$ vaut -1 .

Au récepteur, en multipliant le signal reçu $r(t)$ par le même code pseudo-aléatoire $s(t)$ que celui appliqué à l'entrée, on récupère l'information transmise lorsque les deux signaux multipliés sont synchronisés. En effet, l'influence du code pseudo-aléatoire est ainsi éliminée.

Dans un système à plusieurs utilisateurs, chaque utilisateur possède un code pseudo-aléatoire qui lui est propre, ce qui oblige le récepteur à connaître le code associé à l'utilisateur qui l'intéresse permettant ainsi une séparation entre les différents utilisateurs du système.

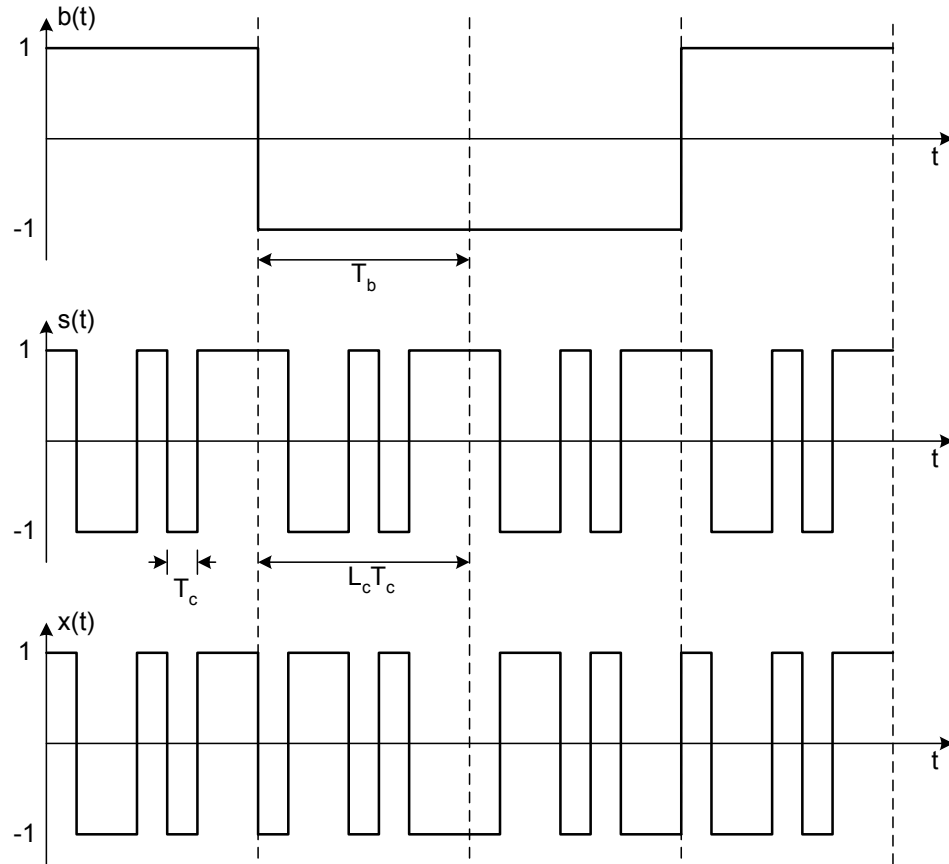


FIG. 2.11 – Exemple de signaux $b(t)$, $s(t)$ et $x(t)$

Principe spectral

Du point de vue spectral, la multiplication des données avec la séquence de code produit un étalement du spectre du signal transmis, figure 2.12a. Si on suppose un canal simple ne comportant que du bruit thermique et une source d'interférence à bande étroite, le signal reçu par le récepteur sera donc composé de trois éléments, figure 2.12b, soit le signal transmis étalé (en bleu), le bruit thermique (en vert) et l'interférence à bande étroite (en rouge). En multipliant une nouvelle fois par le code lors de la réception, le signal désiré est désétalé. Le spectre du bruit thermique demeure intouché par la multiplication par le code, c'est-à-dire qu'il n'est ni étalé ni comprimé. L'interférence à bande étroite, par contre, subit une première multiplication par le code lors de la réception, ce qui cause un étalement et réduit considérablement son impact sur le signal désiré, voir figure 2.12c.

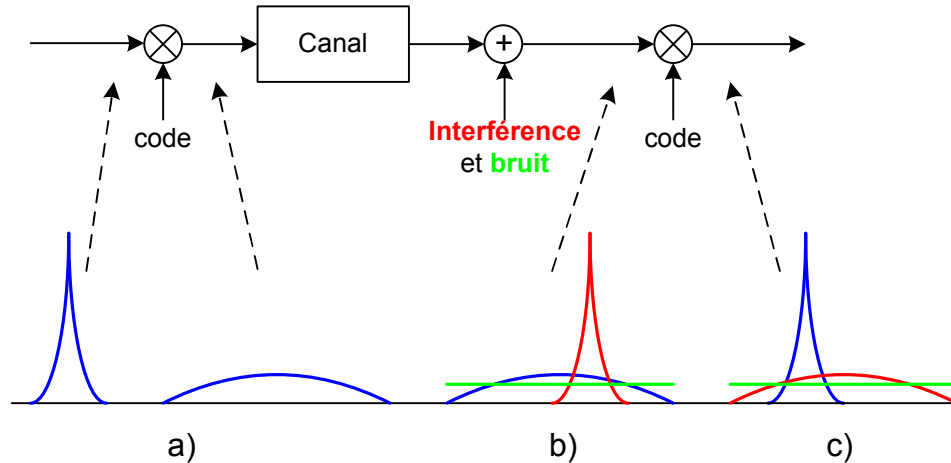


FIG. 2.12 – Représentation fréquentielle du principe d'étalement spectral

Choix des codes pseudo-aléatoires

Les séquences de code $s(t)$ doivent ressembler le plus possible à des séquences aléatoires afin, entre autres, d'avoir de faibles corrélations croisées et d'empêcher quelqu'un de trouver le code utilisé et de se servir de cette information pour brouiller intentionnellement le signal envoyé. Comme il est impossible de générer des séquences complètement aléatoires avec une mémoire finie, on doit utiliser des séquences périodiques de période N très longue afin de simuler un phénomène aléatoire [9, 10]. Ces séquences périodiques et déterministes sont appelées codes pseudo-aléatoires ou codes de pseudo-bruit (*pseudorandom sequences*, *pseudonoise sequences* ou *PN code*) puisqu'elles semblent aléatoires.

Caractéristiques des séquences maximales Une séquence maximale (*maximal length sequence*, *maximal sequence* ou *m-sequence*) est une séquence périodique pour laquelle la longueur N de la période est maximale pour le nombre n de bascules du registre à décalage permettant de la générer et vaut $N = 2^n - 1$. La longueur N représente le nombre de chips dans une période. Les séquences maximales possèdent entre autres les propriétés suivantes [9, 10, 11, 12] :

1. Elles sont équilibrées (*balanced*), c'est-à-dire qu'elles possèdent un 1 de plus que

de 0 dans une période complète de N éléments binaires. La probabilité que, à un coup d'horloge quelconque, la sortie du registre à décalage soit un 1 ou un 0 s'approche de $1/2$ plus la période N de la séquence est longue :

$$P(0) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{N} \right), \quad (2.8)$$

$$P(1) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{N} \right). \quad (2.9)$$

2. La somme modulo-2 d'une séquence maximale, en binaire simple terme à terme, avec cette même séquence décalée dans le temps par moins de N cycles d'horloge donne la même séquence maximale décalée dans le temps par rapport aux deux séquences de départ.
3. La distribution statistique des 1 et des 0 dans une période d'une séquence maximale est bien définie et toujours la même. Ainsi, il existe exactement $2^{n-(p+2)}$ suites de longueur p , $p \leq n$, composées uniquement de 0 ou de 1 pour chaque période d'une séquence maximale, sauf qu'il n'y a qu'une suite de 1 de longueur n et qu'une suite de 0 de longueur $n - 1$. Également, il n'y a pas de suite de 0 de longueur n ou de suite de 1 de longueur $n - 1$. La position de ces différentes suites varie d'une séquence maximale à l'autre, mais le nombre de chacune de ces suites d'une longueur particulière est toujours le même pour toutes les séquences maximales de même période N .

Les trois propriétés précédentes sont celles d'un phénomène aléatoire. Elles permettent donc de démontrer que les séquences maximales sont bel et bien des codes PN et que, comme mentionné précédemment, plus le code est long, plus il ressemble à un phénomène aléatoire.

Choix des codes PN Le choix des codes PN à utiliser dans un système à spectre étalé doit être basé sur les propriétés de corrélation de ces codes. Commençons par définir les termes autocorrélation et corrélation croisée (également appelée intercorrélation). L'autocorrélation périodique (discrète) est habituellement définie comme la mesure de ressemblance entre un code cyclique c et une copie de ce même code décalé. La fonction

d'autocorrélation $R[\tau]$ pour un décalage de τ par rapport au code de référence est :

$$R[\tau] = \sum_{i=1}^N c_i c_{i-\tau}, \quad (2.10)$$

La corrélation croisée (discrète), quant à elle, est la mesure de la ressemblance entre deux codes distincts, c et u . On obtient la définition générale de la corrélation croisée en remplaçant $c_{i-\tau}$ par $u_{i-\tau}$ dans l'équation (2.10), soit

$$R[\tau] = \sum_{i=1}^N c_i u_{i-\tau}, \quad (2.11)$$

On ne saurait trop insister sur l'importance des propriétés de l'autocorrélation dans le choix des codes utilisés dans les systèmes à spectre étalé et également des propriétés de la corrélation croisée dans le cas des systèmes à accès multiples. En effet, afin que le récepteur soit capable de se synchroniser sur le code PN approprié pour récupérer l'information, la valeur de l'autocorrélation de ce code non décalé ($\tau = 0$) doit être de beaucoup supérieure à sa valeur d'autocorrélation pour tous les délais τ ainsi qu'aux valeurs de corrélation croisée de ce code avec tous les décalages des codes des autres utilisateurs du système.

La fonction d'autocorrélation pour une période complète d'une séquence maximale a toujours l'allure de la courbe présentée à la figure 2.13 [11, 12]. Cette fonction atteint un maximum égal à $2^n - 1$, avec n égal au nombre de bascules du registre à décalage, lorsque les deux versions de la séquence maximale sont synchronisées. On remarque, d'après la figure 2.13, qu'il est facile de savoir à quel moment le code décalé est synchronisé avec le code de référence. En effet, le pic d'autocorrélation (lorsque les deux versions du code sont synchronisées) est largement supérieur à la valeur de l'autocorrélation pour des décalages par rapport au code de référence et d'autant plus quand le code est long. Les propriétés d'autocorrélation pour les séquences maximales sont donc excellentes.

Par contre, les séquences maximales n'ont pas de faibles corrélations croisées et

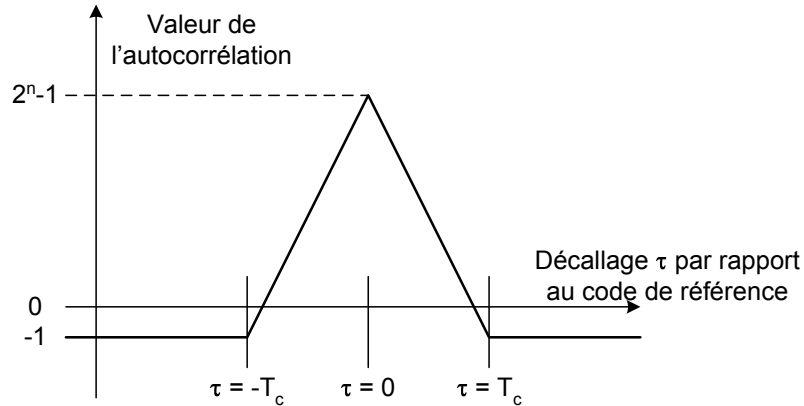


FIG. 2.13 – Fonction d'autocorrélation périodique d'une séquence maximale

il n'existe pas de formule générale pour déterminer la corrélation croisée de deux de ces séquences. Il est possible de trouver des séquences maximales qui ont de faibles corrélations croisées, mais il y en aura moins de disponible pour une longueur N donnée. Le système ne pourra donc pas recevoir un grand nombre d'utilisateurs.

Gold (1967) et Kasami (1968) ont montré qu'il existe des codes, appelés respectivement *codes Gold* et *codes Kasami*, qui ne sont pas maximaux et dont les corrélations croisées ont des propriétés plus intéressantes que les séquences maximales [13]. Les propriétés de corrélation de ces deux codes sont semblables. La plus grande différence entre ces deux familles de codes réside dans le nombre de codes pouvant être générés. Cette brève description se limitera donc aux codes Gold.

Les codes Gold sont générés à partir de deux séquences maximales obtenues à partir de n bascules, tel que montré à la figure 2.14. Quoique ces codes soient dérivés de séquences maximales, ils ont des corrélations croisées bornées contrairement à ces séquences et ces corrélations croisées sont connues et uniformes. Elles ne peuvent prendre que 3 valeurs : -1 , $-t(n)$ et $-t(n) - 2$, où

$$t(n) = \begin{cases} 2^{(n+1)/2} + 1 & , \quad n \text{ impair} \\ 2^{(n+2)/2} + 1 & , \quad n \text{ pair} \end{cases} \quad (2.12)$$

avec n égal au nombre de bascules des registres à décalage des deux séquences maxi-

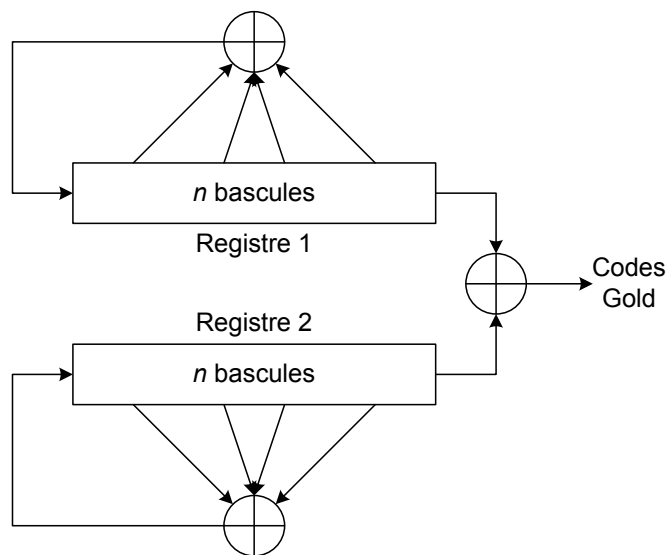


FIG. 2.14 – Configuration d'un générateur de codes Gold

males d'origine. Contrairement aux séquences maximales, la fonction d'autocorrélation des codes Gold peut prendre plus que deux valeurs et présente donc des pics secondaires en plus du pic principal. Toutefois, on peut affirmer que les pics secondaires de l'autocorrélation de ces codes sont bornés supérieurement par $t(n)$. Plus les codes utilisés sont longs, plus le rapport de $t(n)$ sur le pic d'autocorrélation principal est faible, donc plus les propriétés des codes Gold sont intéressantes. Ces rapports sont beaucoup plus faibles que leur équivalent pour des séquences maximales ayant la même longueur N . De plus, ces codes, qui présentent de très bonnes propriétés de corrélation, sont nombreux, ce qui permet de concevoir des systèmes comportant beaucoup d'utilisateurs. Les codes Gold sont aussi particulièrement efficaces pour l'acquisition dans le processus de synchronisation.

2.2.3 Le CDMA dans le contexte UWB

Les systèmes UWB basés sur le CDMA sont bien sûr régis par les mêmes principes que les systèmes à spectre étalés traditionnels, mais ils comportent toutefois certaines particularités dont voici les principales :

1. La différence fondamentale entre les systèmes UWB et les systèmes à spectre étalés réside dans le fait que les signaux à spectre étalé sont modulés par une porteuse sinusoïdale, ce qui implique qu'on transmet une onde sinusoïdale, alors que les signaux à ultra large bande sont des trains d'impulsions qui ne sont pas des ondes continues et qui sont sans porteuse.
2. La largeur de bande des signaux à spectre étalé se situe habituellement entre 1 % et 25 % de la fréquence centrale alors qu'elle est supérieure à 20 % de la fréquence centrale pour les signaux à ultra large bande. Pour fins de comparaison, mentionnons que les signaux à bande étroite ont généralement une largeur de bande inférieure à 1 % de leur fréquence centrale.
3. Contrairement aux systèmes à spectre étalé, l'utilisation d'un code PN dans les systèmes utilisant l'UWB ne sert pas à augmenter la largeur de bande des signaux, car les signaux à bande ultra large ont fondamentalement une largeur de bande très grande due à la forme des impulsions. Le code PN sert plutôt à séparer les différents usagers du système, à uniformiser l'énergie dans le domaine des fréquences et à diminuer l'influence du brouillage intentionnel.
4. Les signaux à ultra large bande peuvent potentiellement être utilisés dans les mêmes bandes de fréquences que les signaux d'autres systèmes de transmission, car leur puissance moyenne est très faible. Au contraire, les fournisseurs de services des systèmes à spectre étalé possèdent leur propre bande de fréquences d'opération.

De nombreuses autres différences peuvent découler de celles présentées. Quoique les signaux à spectre étalé et les signaux à bande ultra large soient fondamentalement différents, les systèmes utilisant l'UWB se basent sur les mêmes concepts pour la transmission et la réception que ceux utilisés pour les systèmes à spectre étalé sauf pour la génération des formes d'ondes en soi.

Chapitre 3

Description du système en transmission

Ce chapitre présente une description du système étudié. On y définit le signal transmis, les canaux utilisés, les sources d'interférence (interférence intersymbole et interférence à bande étroite) ainsi que le signal reçu.

3.1 Signal transmis

Le signal généré au transmetteur est un paquet de $2M+1$ bits équiprobables modulé par déplacement de phase bivalente (BPSK), $\{b_m\} \in \{1, -1\}_{m=-M}^M$, et ce signal est étalé en fréquence par une séquence d'étalement, $s(t)$. Pour $b_m = 1$ le signal transmis est donc $s(t)$ et pour $b_m = -1$ le signal transmis est $-s(t)$. Si on considère le paquet en entier, le signal transmis est donné par

$$x(t) = \sum_{m=-M}^M b_m \sqrt{E_b} s(t - mT_s). \quad (3.1)$$

où E_b est l'énergie d'un bit et T_s est la période d'un symbole.

Afin d'évaluer l'effet des parcours multiples dans les simulations sans l'effet d'évanouissement, E_b est ajusté pour chaque canal de telle façon que l'énergie d'un bit à la sortie du canal (E_{b_0}) soit unitaire, soit

$$\begin{aligned} E_{b_0} &= \int_{-\infty}^{+\infty} \left(\sqrt{E_b} s(t) \otimes h(t) \right)^2 dt \\ &= 1. \end{aligned} \quad (3.2)$$

La séquence d'étalement est un code PN de longueur N définie par

$$s(t) = A \sum_{i=0}^{N-1} a_i p(t - iT_c) \quad (3.3)$$

où A est l'amplitude des impulsions et est ajusté de manière à ce que $s(t)$ ait une énergie unitaire, les termes $\{a_i\} \in \{1, -1\}_{i=1}^N$ forment un code PN, T_c est la période d'un chip et $p(t)$ est la forme du chip. Dans ce système, les chips sont des impulsions UWB qui incluent les effets des antennes de transmission et de réception. L'impulsion $p(t)$ utilisée est celle présentée au chapitre 2 à l'équation 2.6 soit :

$$p(t) = \left[1 - 4\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right] \exp \left[-2\pi \left(\frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right]. \quad (3.4)$$

Cette forme d'impulsion est fréquemment utilisée dans les systèmes de radio par impulsion [2, 4, 6, 7, 14, 15] et correspond à la dérivée seconde d'une impulsion gaussienne.

3.2 Canaux

Deux types de canaux sont utilisés dans les simulations présentées au chapitre 6. Dans un premier temps, pour les simulations de la section 6.1, on utilise des réponses impulsionnelles provenant de mesures de canaux réels. Dans un deuxième temps, afin

de permettre une forme analytique plus complète et de faciliter la réutilisation de la méthode semi-analytique proposée au chapitre 5, les canaux mesurés sont remplacés par des canaux stochastiques. Ces canaux stochastiques ont les mêmes propriétés statistiques que les canaux mesurés. Dans les deux cas on utilise la représentation dans le domaine du temps des réponses impulsionnelles des canaux.

3.2.1 Canaux mesurés

Les canaux mesurés utilisés dans les simulations de la section 6.1 proviennent d'une série de mesures réalisée dans un environnement résidentiel par sondage de canal dans la plage de fréquence de 2 à 8 GHz. La caractérisation de ces mesures est présentée dans [16].

Les réponses impulsionnelles ont une résolution de 62.5 ps et une durée d'environ 140 ns (cette durée varie d'une mesure à l'autre). Tous les canaux utilisés dans le cadre des simulations sont sans ligne de vue et ont une réponse impulsionnelle semblable à la figure 3.1 :

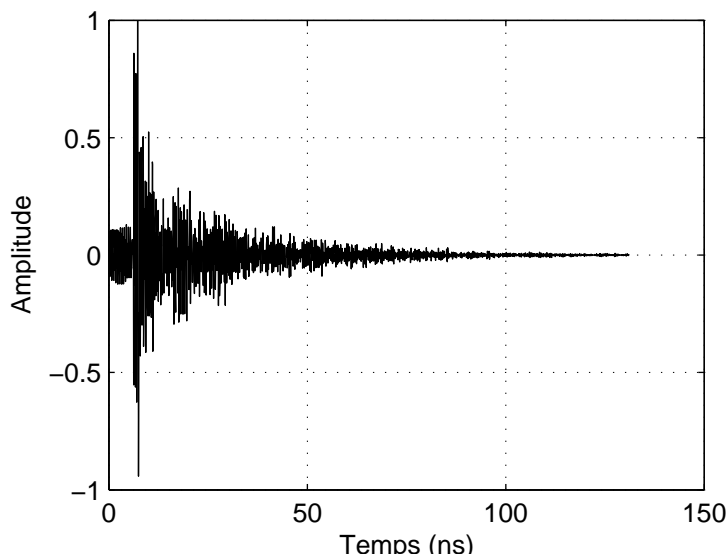


FIG. 3.1 – Réponse impulsionnelle typique pour un canal mesuré sans ligne de vue

On représente les réponses impulsionnelles sous forme de ligne de retard à prises (*tapped delay line*) selon l'équation suivante :

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L_p-1} \alpha_l \delta(t - \tau_l). \quad (3.5)$$

où L_p représente le nombre total de parcours, α_l représente le coefficient d'amplitude du $l^{\text{ième}}$ parcours et τ_l représente le délai du $l^{\text{ième}}$ parcours.

Les réponses impulsionnelles présentent toutes un grand nombre de parcours ayant une énergie significative, on compte en moyenne 39 parcours à moins de 10 dB du parcours principal et 53% de l'énergie totale se retrouve dans ces parcours. Le retard moyen (*mean excess delay*) est de 12.20 ns et l'étalement des retards (*RMS delay spread*) est de 14.54 ns.

3.2.2 Canaux stochastiques

Le modèle de canal stochastique utilisé est le modèle adopté par le comité 802.15.3a de l'IEEE pour l'évaluation des propositions de couche physique UWB [17]. Le modèle adopté est basé sur plusieurs séries de mesures réelles de canaux UWB effectuées par des équipes indépendantes dans des conditions variées. Les canaux mesurés présentés à la section 3.2.1 font partie d'une de ses séries de mesures. Le modèle de canal devait pouvoir être ajusté afin d'approcher le plus possible les propriétés statistiques des différentes séries de mesures. Pour ce faire le comité a choisi d'utiliser une version modifiée du modèle de canal de Saleh-Valenzuela [18].

Ce modèle est défini par une réponse impulsionnelle à parcours multiples en temps discret dans laquelle les parcours sont répartis en groupes, soit

$$h(t) = X \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (3.6)$$

où $\alpha_{k,l}$ est le coefficient d'amplitude d'un parcours, T_l est le délai du $l^{\text{ième}}$ groupe et correspond au temps d'arrivée du premier parcours de ce groupe, $\tau_{k,l}$ est le délai du $k^{\text{ième}}$ parcours du $l^{\text{ième}}$ groupe (ce délai est relatif au délai T_l) et X représente le facteur d'ombrage log-normal.

Les temps d'arrivée des groupes et des parcours à l'intérieur de ces groupes sont distribués exponentiellement et sont conditionnés par le taux d'arrivée des groupes (Λ) et le taux d'arrivée des parcours à l'intérieur de ces groupes (λ). La distribution des temps d'arrivée des groupes est donnée par l'équation 3.7 et la distribution des temps d'arrivée des parcours à l'intérieur des groupes est donné par l'équation 3.8 :

$$p(T_l|T_{l-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})], l > 0 \quad (3.7)$$

où la valeur initiale est $T_0 = 0$ pour un canal avec ligne de vue (LOS) et $T_{-1} = 0$ pour un canal sans ligne de vue (NLOS).

$$p(\tau_{k,l}|\tau_{(k-1),l}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,l}|\tau_{(k-1),l})], k > 0 \quad (3.8)$$

où la valeur initiale est $\tau_{0,l} = 0$, car le délai du premier parcours d'un groupe est défini comme le délai de ce groupe.

Les coefficients d'amplitude du canal regroupent l'évanouissement log-normal des groupes et l'évanouissement log-normal des parcours à l'intérieur de ces groupes. Ils sont définis par

$$\alpha_{k,l} = p_{k,l} \xi_l \beta_{k,l} \quad (3.9)$$

où $p_{k,l} \in \{1, -1\}$ permet de tenir compte de l'inversion du signal due aux réflexions, ξ_l est le coefficient d'évanouissement du $l^{\text{ième}}$ groupe et $\beta_{k,l}$ est le coefficient d'évanouissement du $k^{\text{ième}}$ parcours du $l^{\text{ième}}$ groupe. Les coefficients ξ_l et $\beta_{k,l}$ sont des variables aléatoires log-normales, telles que

$$|\xi_l \beta_{k,l}| = 10^{(\mu_{k,l} + n_1 + n_2)/20} \quad (3.10)$$

où $n_1 \propto \text{Normal}(0, \sigma_1^2)$ et $n_2 \propto \text{Normal}(0, \sigma_2^2)$ sont indépendants, et

$$E \{ |\xi_l \beta_{k,l}|^2 \} = \Omega_0 e^{-T_1/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma} \quad (3.11)$$

où Γ est le facteur de décroissance des groupes et γ est le facteur de décroissance des parcours.

La réponse impulsionnelle générée de cette manière a une forme semblable à la figure 3.2, pour un canal typique UWB sans ligne de vue.

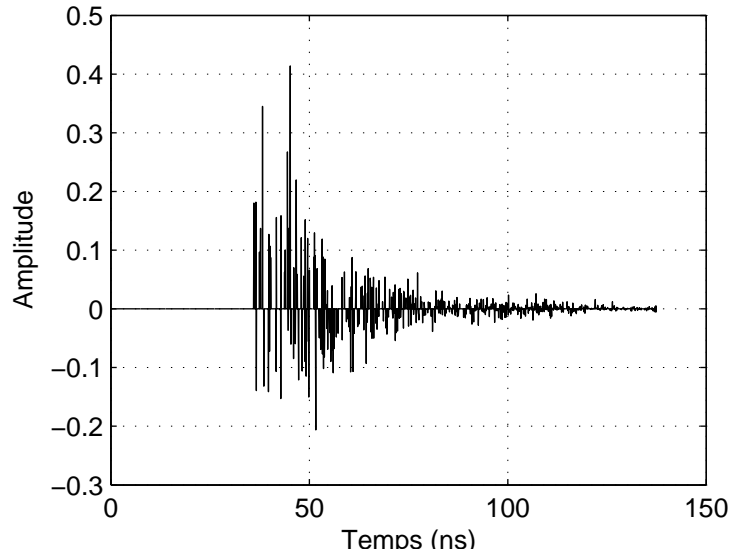


FIG. 3.2 – Réponse impulsionnelle typique pour un canal stochastique sans ligne de vue

Afin de faciliter l'intégration du canal dans le système modélisé, on modifie la représentation du canal généré par l'équation (3.6) afin d'éliminer la subdivision par groupes des parcours. La nouvelle représentation de la réponse impulsionnelle est donc la même que pour les canaux mesurés (équation (3.5))

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L_p-1} \alpha_l \delta(t - \tau_l). \quad (3.12)$$

Dans cette représentation, tout comme à l'équation (3.5), L_p représente le nombre total de parcours, α_l représente le coefficient d'amplitude du $l^{\text{ième}}$ parcours et τ_l représente le délai du $l^{\text{ième}}$ parcours.

Le lien entre l'équation (3.6) et l'équation (3.12) se fait par les trois équations suivantes :

$$L_p = LK + 2, \quad (3.13)$$

$$\alpha_l = X\alpha_{k,l} \quad \text{et} \quad (3.14)$$

$$\tau_l = T_l + \tau_{k,l}. \quad (3.15)$$

Il est à noter que les coefficients α_l de l'équation (3.12) ne sont pas indépendants, car les coefficients $\alpha_{k,l}$ de l'équation (3.6) ne sont pas indépendants.

Le tableau suivant présente la liste des paramètres du modèle CM3 proposé par le comité 802.15.3a de l'IEEE. Ces paramètres ont été fixés afin d'obtenir des canaux stochastiques ayant les mêmes propriétés statistiques que les canaux mesurés présentés à la section 3.2.1.

Paramètre	Valeur
Λ (taux d'arrivée des groupes)	0.0667 <i>groupe/ns</i>
λ (taux d'arrivée des parcours)	2.1 <i>parcours/ns</i>
Γ (facteur de décroissance des groupes)	14
γ (facteur de décroissance des parcours)	7.9
σ_1 (écart type de l'évanouissement log-normal des groupes)	3.4 dB
σ_2 (écart type de l'évanouissement log-normal des parcours)	3.4 dB
σ_X (écart type du facteur d'ombrage log-normal)	3 dB

TAB. 3.1 – Paramètres du modèle 802.15.3a CM3

3.3 Interférence intersymbole

Qu'il soit mesuré ou stochastique, le canal à une réponse impulsionnelle ayant un grand nombre de parcours et une durée de 100 à 150 ns. Si le taux de transmission souhaité est de 100 Mb/s, les symboles ont une période de 10 ns, ce qui signifie que chaque symbole reçu à la sortie du canal est influencé par les parcours multiples d'au moins 10 autres symboles. Cette superposition des symboles au récepteur entraîne une distorsion du signal qu'on appelle interférence intersymbole.

Puisque se sont les parcours les plus importants de la réponse impulsionnelle qui affectent le plus la distorsion du symbole reçu, il est plus pertinent d'utiliser l'étalement des retards (τ_{RMS}) plutôt que la durée totale de la réponse impulsionnelle pour évaluer l'importance de l'interférence intersymbole. Selon [19] l'interférence intersymbole est considérée significative si la période d'un symbole est plus petite que 10 fois l'étalement des retards ($T_s < 10\tau_{RMS}$). Puisque les canaux (mesurés et stochastiques) ont un étalement des retards d'environ $\tau_{RMS} = 14.5$ ns, la contrainte est amplement respectée pour un taux de transmission de 100 Mb/s et l'on devrait observer les effets de l'interférence intersymbole dans les simulations à 100 Mb/s.

Pour mieux interpréter l'impact de l'interférence intersymbole dans les simulations à 100 Mb/s, on utilise aussi un taux de transmission pour lequel l'interférence intersymbole est négligeable ou très faible comme point de comparaison. On choisit un taux de transmission de 10 Mb/s, soit des symboles d'une période de 100 ns, pour représenter le cas sans interférence intersymbole. Bien que l'interférence intersymbole ne soit pas tout à fait négligeable selon le critère de [19], elle devrait être suffisamment faible pour que les résultats à un taux de transmission de 10 Mb/s fournissent un point de comparaison convenable par rapport aux résultats obtenus à un taux de transmission de 100 Mb/s.

3.4 Interférence à bande étroite

De par leur nature, les systèmes UWB opèrent en superposition avec d'autres systèmes qui ont une largeur de bande relativement étroite et une puissance généralement supérieure. Dans le contexte des réseaux personnels sans fil, les signaux de type IEEE 802.11a [20] représentent la source d'interférence la plus probable à laquelle le système devra faire face. On utilise donc ce type de signal en tant qu'interférence pour les simulations présentées à la section 6.1.

Afin de faciliter le développement d'une méthode semi-analytique de simulation, on remplace le signal 802.11a par un processus gaussien aléatoire limité en fréquence affectant la même bande de fréquence que le signal 802.11a. Ce signal plus simple est utilisé dans les simulations des sections 6.2 et 6.3.

3.4.1 Signal de type IEEE 802.11a (OFDM)

Le 802.11a est une norme établie par l'IEEE [20]. Elle définit la couche physique d'interface réseau radio pour des réseaux locaux, en entreprise ou chez les particuliers. Elle utilise une technique de modulation OFDM (multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence).

Cette norme permet des transmissions dans 12 canaux de 20 MHz à l'intérieur de la bande UNII, soit 8 canaux dans la bande de 5.15 à 5.35 GHz et 4 canaux dans la bande de 5.725 à 5.825 GHz. La figure 3.3 montre les 8 canaux de la bande de 5.15 à 5.35 GHz.

Le signal 802.11a est formé à l'aide d'un transmetteur dont la structure est présentée à la figure 3.4. Les données binaires sont d'abord encodées par codes de convolution de taux 1/2, 2/3 ou 3/4. Ces données codées sont ensuite entrelacées afin de diviser le signal encodé sur 48 sous-porteuses. Les données entrelacées sont converties en valeurs

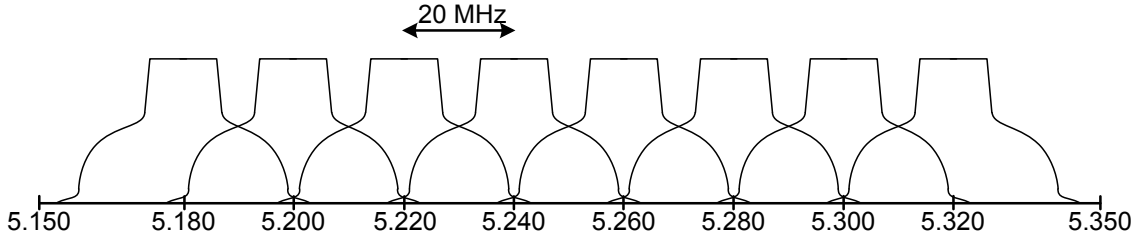


FIG. 3.3 – 8 canaux dans la bande UNII de 5.15 à 5.35 GHz

BPSK, QPSK, 16-QAM ou 64-QAM. On ajoute ensuite 4 valeurs pilotes aux données converties. Chaque symbole OFDM contient donc 52 valeurs dont 48 sont des données et 4 sont des pilotes. Ces valeurs sont modulées (en parallèle) sur 52 sous-porteuses en appliquant une transformation de Fourier rapide inverse. Finalement un préfixe cyclique est ajouté, puis une opération de fenêtrage est effectuée avant de transmettre le signal sous forme analogique.

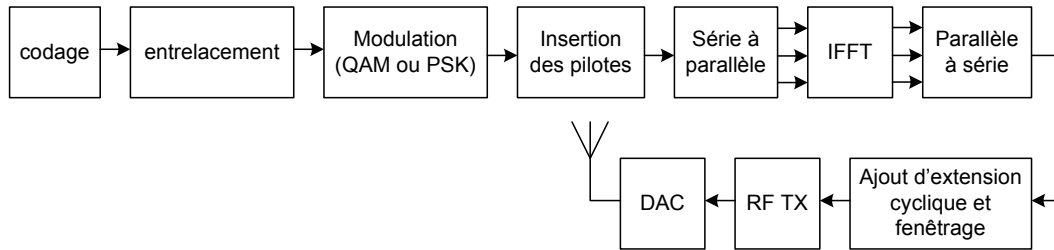


FIG. 3.4 – Diagramme en bloc d'un transmetteur 802.11a

Bien que le standard 802.11a offre une certaine flexibilité par rapport à certains paramètres, le signal utilisé dans les simulations de la section 6.1 utilise les paramètres suivant en tout temps :

Taux de transmission	6 Mb/s
Modulation	BPSK
Taux de codage	1/2
Fréquence centrale du canal	5.2 GHz

TAB. 3.2 – Paramètres du signal 802.11a utilisé dans les simulations

3.4.2 Processus gaussien aléatoire limité en fréquence

L'interférence à bande étroite peut aussi être modélisée par un processus gaussien aléatoire limité en fréquence, de moyenne nulle et de densité spectrale de puissance $S_{n_{NB}}(\omega)$ donnée par

$$S_{n_{NB}}(\omega) = \begin{cases} \frac{N_{NB}}{2} & , \quad f_c - \frac{W_{NB}}{2} \leq \left| \frac{\omega}{2\pi} \right| \leq f_c + \frac{W_{NB}}{2} \\ 0 & , \quad \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.16)$$

où f_c est la fréquence centrale de l'interférence et W_{NB} est sa largeur de bande. Ces deux paramètres sont fixés selon la fréquence centrale et la largeur de bande du signal OFDM que l'on désire remplacer.

La fonction d'autocorrélation $R_{n_{NB}}(\tau)$ de l'interférence à bande étroite est donnée par la transformée de Fourier de $S_{n_{NB}}(\omega)$, soit

$$R_{n_{NB}}(\tau) = N_{NB}W_{NB} \cos(2\pi f_c\tau) \operatorname{sinc}(\tau W_{NB}) . \quad (3.17)$$

3.5 Signal reçu

Le signal reçu est défini par

$$r(t) = x(t) \otimes h(t) + n_{NB}(t) + n(t) \quad (3.18)$$

où $x(t)$ est le signal transmis défini à l'équation (3.1), $h(t)$ est la réponse impulsionnelle définie à l'équation (3.12), $n_{NB}(t)$ est l'interférence à bande étroite définie à la section 3.4 et $n(t)$ est le bruit blanc gaussien additif, défini par la fonction de densité spectrale $S_n(\omega)$:

$$S_n(\omega) = \frac{N_0}{2}, \forall \omega . \quad (3.19)$$

Si on développe l'équation (3.18) on obtient l'expression complète du signal reçu :

$$\begin{aligned}
 r(t) &= \left[\sum_{m=-M}^M b_m \sqrt{E_b} s(t - mT_s) \right] \otimes \left[\sum_{l=0}^{L_p-1} \alpha_l \delta(t - \tau_l) \right] + n_{NB}(t) + n(t) \\
 &= \sum_{m=-M}^M \sum_{l=0}^{L_p-1} b_m \alpha_l \sqrt{E_b} s(t - mT_s - \tau_l) + n_{NB}(t) + n(t). \tag{3.20}
 \end{aligned}$$

Chapitre 4

Récepteurs

Ce chapitre traite tout d'abord de la réception en diversité, puis définit les deux types de récepteurs utilisés dans les simulations, soit le récepteur RAKE-MRC et le récepteur RAKE-MMSE.

4.1 Diversité

Le concept de diversité est basé sur la présence au récepteur de plusieurs copies du signal désiré, chacune ayant traversé un canal différent [21]. Si les évanouissements dans ces canaux sont suffisamment indépendants, il y a peu de chance qu'un évanouissement important se produise dans tous les canaux au même moment, ce qui permet d'obtenir une qualité du signal reçu plus constante que si on utilisait une seule copie du signal. Il s'agit ensuite d'implémenter un récepteur capable de distinguer et regrouper les différentes copies du signal afin d'obtenir le meilleur estimé possible du signal désiré.

4.1.1 Types de diversité

Il existe plusieurs méthodes permettant d'obtenir de la diversité au récepteur [21, 19]. Celles-ci sont plus ou moins efficaces selon le contexte. On présente ici quelques unes des formes de diversité les plus fréquemment utilisées.

La diversité en espace consiste à équiper le récepteur de plusieurs antennes suffisamment espacées les unes des autres de manière à ce que les signaux qu'elles reçoivent soient faiblement corrélés. La diversité en espace est particulièrement efficace s'il y a un grand nombre de diffuseurs dispersés autour des antennes.

La diversité de polarisation utilise encore une fois plusieurs antennes, mais cette fois-ci, plutôt qu'être suffisamment séparées en distance, elles ont une polarisation différente (on utilise généralement deux antennes à polarisations orthogonales) qui permet de recevoir les signaux dont la polarisation a changé suite à des réflexions ou à des diffractions.

La diversité en fréquence nécessite la transmission simultanée du signal sur plusieurs bandes fréquences, suffisamment espacées pour limiter la corrélation entre les évanouissements présents sur chacune des bandes. Le principal désavantage de cette technique est l'utilisation peu efficace du spectre de fréquences.

La diversité en temps est obtenue en transmettant plusieurs fois le même signal avec des intervalles de temps suffisamment espacés pour que les caractéristiques d'évanouissement du canal aient changées. Cette méthode implique cependant des délais de transmissions, qui la rendent peu pratique.

Finalement, la diversité en impulsions, une légère variation de la diversité en temps, utilise les répétitions décalées en temps du signal causées par les parcours multiples du canal. On utilise généralement un récepteur RAKE pour effectuer la combinaison des signaux. La diversité en impulsions nécessite un système ayant une largeur de bande suffisante pour résoudre les différentes impulsions de la réponse impulsionnelle du canal.

4.1.2 Combinaison

Afin de profiter des avantages de la diversité, le récepteur doit pouvoir combiner les différents signaux reçus. Les méthodes présentées dans les paragraphes qui suivent supposent que les différents signaux qui doivent être combinés sont reçus à travers des branches séparées [21, 19].

Les récepteurs à combinaison par sélection ne combinent pas vraiment les signaux multiples, ils utilisent plutôt une technique de commutation afin de choisir en tout temps la branche qui offre le rapport signal à bruit instantané le plus élevé.

La combinaison par balayage est similaire à la combinaison par sélection, mais plutôt que de changer continuellement de branche, elle reste fixée à une seule branche jusqu'à ce que le rapport signal à bruit instantané descende sous un seuil prédéterminé. À ce moment, le récepteur balaye les autres branches jusqu'à ce qu'il en trouve une où le rapport signal à bruit instantané est situé au dessus du seuil ou que toutes les branches aient été testées.

La combinaison à gain uniforme combine réellement tous les signaux reçus. Dans ce type de récepteur, on aligne les phases des signaux reçus dans chacune des branches et on additionne tous ces signaux.

La combinaison à ratio maximal est semblable à la combinaison à gain uniforme. Encore une fois on aligne les phases des signaux reçus dans chacune des branches, mais avant de les additionner, on pondère les branches proportionnellement au rapport signal à bruit. La combinaison à ratio maximal est optimale au sens du rapport signal à bruit moyen après combinaison lorsque les branches ne sont pas corrélées.

La combinaison optimale ou combinaison minimisant l'erreur quadratique moyenne (*minimum mean square error*, MMSE) consiste, comme dans la diversité à gain uniforme et la diversité à ratio maximal, en un filtre linéaire ayant comme entrées chacune des branches. Dans ce cas-ci, cependant, la pondération des branches est effectuée afin de

minimiser l'impact de toutes les sources d'interférence combinées. Cette combinaison est donc optimale au sens de l'erreur quadratique moyenne. Lorsque les branches ne sont pas corrélées, la pondération de la combinaison optimale est identique à la pondération de la combinaison à ratio maximal, à un facteur d'échelle près. En pratique on utilise généralement des techniques de filtrage adaptatif pour approximer la pondération de la combinaison optimale.

4.2 Récepteur RAKE

Puisque les réponses impulsionnelles des canaux présentés au chapitre 3 comportent un grand nombre de parcours multiples, il est intéressant d'utiliser un récepteur de type RAKE afin d'exploiter la diversité impulsionnelle afin de maximiser l'énergie disponible au récepteur.

Le récepteur RAKE (ou récepteur en râteau) est composé de plusieurs corrélateurs, ajustés à des délais différents, dont les sorties sont combinées de manière linéaire, tel que présenté dans la figure 4.1.

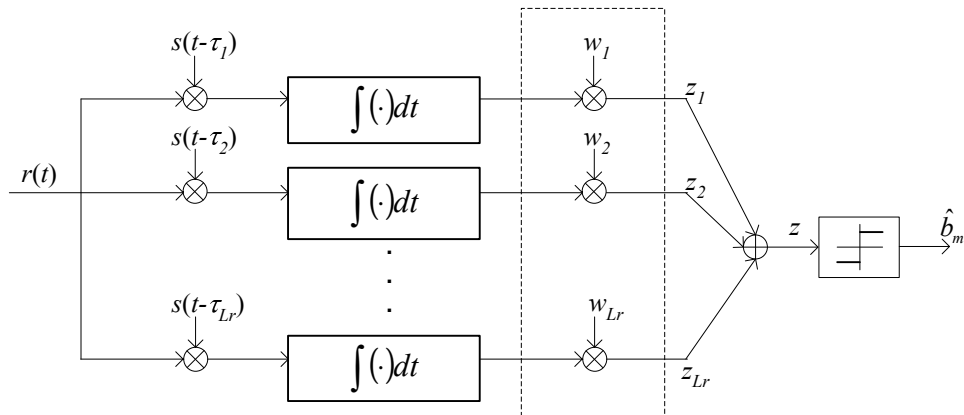


FIG. 4.1 – Récepteur RAKE

4.2.1 Signal à la sortie du récepteur

Si on identifie par z_i la sortie du corrélateur de la branche i , la sortie du récepteur, après combinaison, est donné par

$$z = \sum_{i=1}^{L_r} w_i z_i \quad (4.1)$$

où L_r est le nombre de branche du récepteur et w_i est le poids assigné à la branche i , peut importe la méthode de combinaison.

Pour la branche i , ayant un délai τ_i , la sortie du corrélateur est

$$z_i = \int_{\tau_i}^{\tau_i + T_s} r(t) s(t - \tau_i) dt \quad (4.2)$$

4.2.2 Choix des délais

Dans un cas idéal, le récepteur RAKE aurait une branche (ou corrélateur) pour chaque parcours de la réponse à l'impulsion. Puisque la réponse à l'impulsion du système étudié comporte un grand nombre de parcours très rapprochés dans le temps, il serait physiquement impossible et très coûteux d'assigner une branche à chaque parcours. Les branches sont donc assignées à un nombre limité de délais en sélectionnant les délais contenant le plus d'énergie/d'information. Cette variante du récepteur RAKE est généralement appelée RAKE sélectif.

Dans un récepteur RAKE réel, le choix des délais de chacune des branches se fait généralement à l'aide des propriétés d'autocorrélations des séquences pseudo-aléatoires utilisées. Par balayage, on teste la valeur de corrélation entre le signal reçu et la séquence d'étalement de ce signal pour différents délais. Puisque l'autocorrélation comporte un pic important lorsque le signal reçu est synchronisée avec la séquence d'étalement (voir figure 2.13), le balayage devrait indiquer des pics plus importants lorsque la séquence

d'étalement décalée en temps est synchronisée avec les parcours les plus importants. Ce sont ces pics qui sont utilisés comme délais. Si le récepteur connaît les propriétés du signal transmis il peut aussi estimer les amplitudes des parcours correspondant à chacune des branches sélectionnées. Pour cette raison, et pour faciliter le balayage, les systèmes de type IS-95 utilisent une séquence pilote afin de déterminer le délai et le gain des branches du récepteur RAKE [22].

Pour faire le choix des délais dans les simulations, avec un canal qui varie lentement en temps, on utilise la procédure illustrée à la figure 4.2, qui est basée sur la méthode proposée par Turin [23]. Cet exemple présente un canal simple avec 4 parcours et détermine les délais pour un récepteur RAKE à 3 branches. Les étapes a, b et c présentées ci-dessous correspondent aux étapes a, b et c de la figure 4.2.

- a) Tout d'abord, on transmet un symbole étalé et isolé à travers le canal.
- b) On obtient le signal reçu sans bruit ni interférence. Dans les simulations on considère que le choix des doigts est idéal, on n'applique donc aucune autre source d'interférence au symbole transmis.
- c) Le signal reçu traverse ensuite un filtre adapté au symbole transmis. La sortie du filtre adapté est illustrée en bleu dans la figure 4.2(c). Pour chaque instant t , la sortie du filtre correspond à la sortie d'un corrélateur ayant un délai t . Pour maximiser l'énergie reçue, les branches sont donc assignées aux maximums locaux de la sortie du filtre. La courbe en rouge dans la figure 4.2(c) indique les branches qui ont été choisis.

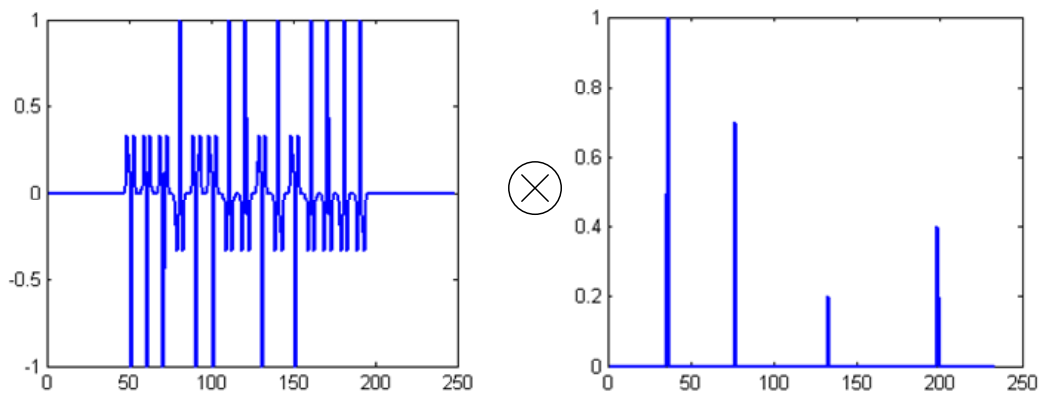
À l'aide de cette procédure, on définit $\boldsymbol{\tau}$ le vecteur des délais des branches du récepteur RAKE et \mathbf{c}_0 le vecteur des amplitudes de la sortie du filtre adapté pour ces délais. On a donc,

$$\boldsymbol{\tau} = \begin{bmatrix} \tau_1 & \tau_2 & \cdots & \tau_{L_r} \end{bmatrix}^T \quad (4.3)$$

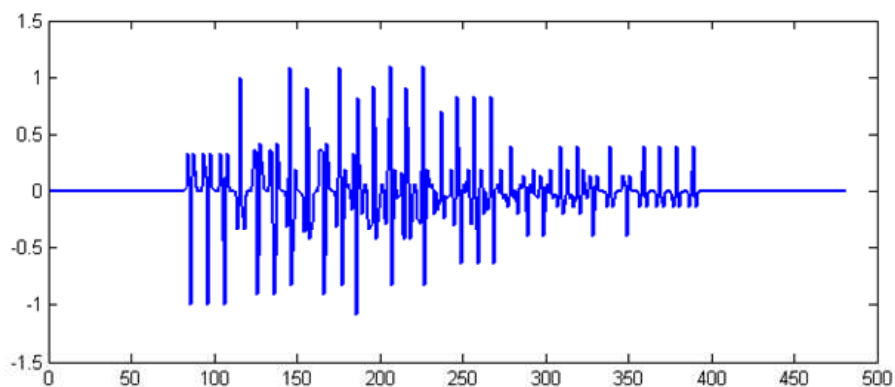
et

$$\mathbf{c}_0 = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 & \cdots & c_{L_r} \end{bmatrix}^T. \quad (4.4)$$

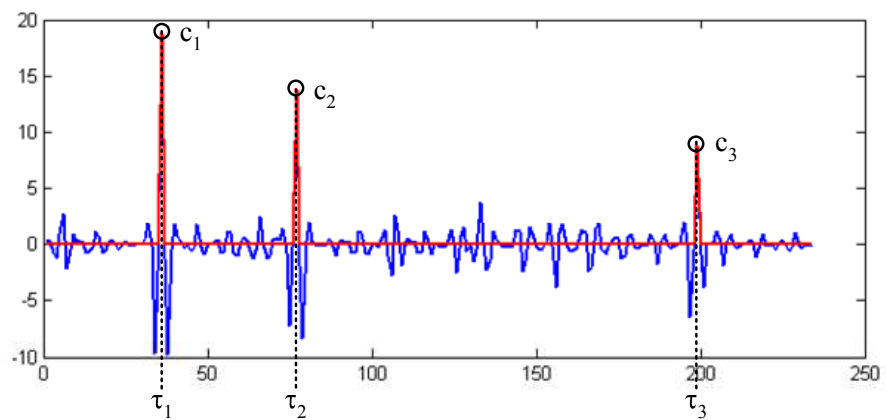
L'exemple présenté à la figure 4.2 est un cas où le canal est très simple et les branches sont suffisamment espacées pour que chacun des délais choisis corresponde directement



(a)



(b)



(c)

FIG. 4.2 – Procédure pour définir les délais des branches du récepteur RAKE. a) Symbole étalé et réponse impulsionnelle du canal. b) Signal reçu. c) Signal à la sortie du filtre adapté (bleu) et branches choisies (rouge).

à l'un des parcours de la réponse impulsionnelle. Il est important de noter que pour les canaux plus complexes présentés à la section 3.2 plusieurs parcours importants de la réponse impulsionnelle peuvent être très rapprochés dans le temps. Dans ces conditions on utilise tout de même la procédure présentée ci-dessus, mais plutôt que de représenter l'effet d'un seul parcours, chaque branche du récepteur représente l'effet combiné de plusieurs parcours.

4.2.3 Combinaison à ratio maximal (RAKE-MRC)

La combinaison linéaire des branches du récepteur RAKE peut se faire de plusieurs manières. Le récepteur RAKE classique, tel que défini par Turin en 1980 [23], utilise la combinaison à ratio maximal (MRC) pour combiner la sortie des branches.

La combinaison à ratio maximale est facilement appliquée si on utilise la méthode présentée dans la section précédente pour déterminer la position des doigts : on utilise directement la valeur de la sortie du filtre adapté correspondant au délai de la branche comme poids pour cette même branche. Le vecteur de poids \mathbf{w} est donc,

$$\mathbf{w} = \mathbf{c}_0. \quad (4.5)$$

Cette combinaison permet de maximiser le rapport signal à bruit lorsque les éléments combinés ne sont pas corrélés. Par exemple, lorsque la seule source d'interférence présente dans le système est du bruit blanc gaussien, le rapport signal à bruit est maximisé et la combinaison est optimale. Cependant, certaines sources d'interférence entraînent une corrélation entre les branches du RAKE, ce qui rend la combinaison à ratio maximal sous-optimale.

4.2.4 Combinaison minimisant l'erreur quadratique moyenne (RAKE-MMSE)

La combinaison minimisant l'erreur quadratique moyenne (combinaison MMSE) permet de combattre l'effet de la corrélation entre les branches du récepteur RAKE et d'obtenir une combinaison optimale en tout temps. De manière brève, la combinaison linéaire MMSE est équivalente à blanchir l'interférence puis à appliquer une combinaison MRC sur les signaux blanchis.

En théorie, on peut utiliser l'inverse de la matrice de covariance de l'interférence plus bruit (matrice qui inclut l'effet de toutes les sources d'interférence et de bruit contenues dans le signal reçu), \mathbf{R}_{I+N} , pour déterminer les poids des branches pour la combinaison MMSE. Le poids des branches peut donc être donné par

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}_{I+N}^{-1} \mathbf{c}_0. \quad (4.6)$$

Puisque la combinaison MMSE est toujours optimale au sens de l'erreur quadratique moyenne, lorsque les branches du récepteur RAKE ne sont pas corrélées la combinaison MMSE est équivalente à la combinaison MRC. Dans ce cas les poids sont identiques à un facteur d'échelle près.

En pratique, a priori, on ne connaît pas cette matrice. Il existe cependant plusieurs méthodes pour approximer la combinaison MMSE, les filtres adaptatifs en sont un exemple. Étant donné la structure linéaire du récepteur, l'algorithme RLS (moindres carrés récursifs) semble un choix approprié et les simulations présentées dans [24, 25] le démontre.

L'algorithme RLS nécessite tout d'abord une phase d'entraînement. Pendant cette phase, on transmet une séquence de bits d'entraînement connue au transmetteur et au récepteur. On effectue les étapes suivantes pour déterminer les poids des branches :

1. Initialiser $\mathbf{w}(0) = \mathbf{k}(0) = \mathbf{0}$, $x(0) = 0$, $\mathbf{P}^{-1}(0) = \delta \mathbf{I}_N$ où \mathbf{I}_N est la matrice identité

de dimensions $N \times N$ et δ est une grande constante positive (par exemple, $\delta = 100$ dans les simulations).

2. Pour chaque bit n de la séquence d'entraînement, évaluer les opérations suivantes :

$$\hat{d}(n) = \mathbf{w}^T(n-1)\mathbf{y}(n) \quad (4.7)$$

$$e(n) = x(n) - \hat{d}(n) \quad (4.8)$$

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\mathbf{P}^{-1}(n-1)\mathbf{y}(n)}{\lambda + \mathbf{y}^T(n)\mathbf{P}^{-1}(n-1)\mathbf{y}(n)} \quad (4.9)$$

$$\mathbf{P}^{-1}(n) = \frac{1}{\lambda}[\mathbf{P}^{-1}(n-1) - \mathbf{k}(n)\mathbf{y}^T(n)\mathbf{P}^{-1}(n-1)] \quad (4.10)$$

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + \mathbf{k}(n)e^*(n) \quad (4.11)$$

Dans ces équations, \mathbf{y} est le vecteur de données en entrée, \mathbf{w} est le vecteur de poids des branches, \hat{d} est l'approximation du symbole désiré, x est le symbole désiré, \mathbf{k} est un vecteur de longueur égale à \mathbf{w} et \mathbf{P} est la matrice de corrélation des données d'entrée, \mathbf{y} , du filtre. L'indice n ou $n-1$ représente la valeur de chacun de ces termes à l'itération n ou $n-1$.

Le coefficient λ peut affecter les performances du filtre adaptatif. Si le canal est invariant en temps, λ peut être fixé à 1. Sinon on utilise généralement $0.8 < \lambda < 1$. Si λ est trop petit, le filtre sera instable.

Après la phase d'entraînement, on procède à la phase de transfert de données. Pendant cette seconde phase on utilise les poids obtenus à la fin de la phase d'entraînement et les bits reçus ne sont pas connus au récepteur. C'est uniquement pendant cette phase que sont transmises les données utiles.

Chapitre 5

Méthode semi-analytique d'analyse des performances

Ce chapitre présente une méthode semi-analytique pour évaluer les performances du système défini dans les sections précédentes. La méthode est dite semi-analytique car elle suppose que toutes les caractéristiques du canal sont connues lors de l'analyse.

Les canaux utilisés avec cette méthode suivent le modèle IEEE 802.15.3a CM3, tel que présenté à la section 3.2.2, cependant tout autre canal ayant la même forme que les équations (3.5) et (3.12) pourrait être utilisé avec la méthode semi-analytique présentée dans ce chapitre. On privilégie ici les canaux stochastiques afin d'obtenir éventuellement une forme analytique plus complète pour le taux d'erreur binaire.

La source d'interférence à bande étroite est modélisée par un processus aléatoire gaussien limité en fréquence. On utilise cette simplification, par rapport à un signal OFDM de type 802.11a, afin de faciliter l'analyse de l'interférence à bande étroite présentée à la section 5.1.2.

5.1 Signal à la sortie d'une branche

Tel que défini à l'équation 4.2, pour la branche i , ayant un délai τ_i , la sortie du corrélateur est

$$z_i = \int_{\tau_i}^{\tau_i+T_s} r(t)s(t - \tau_i) dt \quad (5.1)$$

Si on combine l'équation (3.20) et l'équation (5.1) on obtient une expression pour z_i qui comporte trois composantes indépendantes :

$$\begin{aligned} z_i &= \sqrt{E_b} \int_{\tau_i}^{\tau_i+T_s} \sum_{m=-M}^M \sum_{l=0}^{L_p-1} b_m \alpha_l s(t - mT_s - \tau_l) s(t - \tau_i) dt \\ &\quad + \int_{\tau_i}^{\tau_i+T_s} n_{NB}(t) s(t - \tau_i) dt + \int_{\tau_i}^{\tau_i+T_s} n(t) s(t - \tau_i) dt \\ &= S_i + n_{NB_i} + n_i. \end{aligned} \quad (5.2)$$

La composante S_i provient des parcours multiples, la composante n_{NB_i} provient de l'interférence à bande étroite et la composante n_i provient du bruit blanc gaussien additif. Puisque ces composantes sont indépendantes elles sont traitées individuellement.

5.1.1 Composante provenant des parcours multiples

La composante S_i provient des répétitions du signal transmis par les différents parcours multiples. Elle est définie par l'équation suivante :

$$S_i = \sqrt{E_b} \sum_{l=0}^{L_p-1} \sum_{m=-M}^M b_m \alpha_l \int_{\tau_i}^{\tau_i+T_s} s(t - mT_s - \tau_l) s(t - \tau_i) dt. \quad (5.3)$$

Le terme $s(t - mT_s - \tau_l)$ est non-nul uniquement sur l'intervalle $\tau_l + mT_s \leq t <$

$\tau_l + (m + 1)T_s$. Pour une valeur donnée de τ_l , $s(t - mT_s - \tau_l)$ est non-nul dans les limites de l'intervalle d'intégration pour seulement deux valeurs de m , c'est-à-dire

$$\frac{\tau_i - \tau_l}{T_s} - 1 < m \leq \frac{\tau_i - \tau_l}{T_s} + 1. \quad (5.4)$$

Pour chaque l il y a donc seulement deux valeurs de m qui contribuent à la sommation sur m . Ces deux valeurs sont deux entiers consécutifs qu'on nomme x_l et $x_l + 1$. On peut donc écrire

$$x_l = \left\lceil \frac{\tau_i - \tau_l}{T_s} \right\rceil \quad (5.5)$$

et

$$x_l + 1 = \left\lceil \frac{\tau_i - \tau_l}{T_s} \right\rceil + 1. \quad (5.6)$$

L'équation 5.3 peut donc se réduire à

$$\begin{aligned} S_i = & \sqrt{E_b} \sum_{l=0}^{L_p-1} b_{x_l} \alpha_l \int_{\tau_i}^{\tau_l + (x_l+1)T_s} s(t - x_l T_s - \tau_l) s(t - \tau_i) dt \\ & + \sqrt{E_b} \sum_{l=0}^{L_p-1} b_{x_l+1} \alpha_l \int_{\tau_l + (x_l+1)T_s}^{\tau_i + T_s} s(t - (x_l + 1)T_s - \tau_l) s(t - \tau_i) dt. \end{aligned} \quad (5.7)$$

Lorsque $\tau_l - \tau_i$ est un multiple de la période T , l'intégrale de l'équation (5.3) n'est non-nulle que pour une seule valeur de m et le second terme de l'équation (5.7) est nul. Dans tous les autres cas, l'intégrale de l'équation (5.3) est non-nulle pour deux bits consécutifs, soient b_{x_l} et b_{x_l+1} .

Pour les fins de l'analyse de performance, les termes de l'équation (5.7) qui contribuent au signal désiré doivent être séparés de la balance des termes qui interfèrent avec le signal désiré. Si on suppose que le bit désiré est le bit b_0 , alors les termes de l'équation qui contribuent au signal désiré sont les termes où $x_l = 0$ ou $x_l + 1 = 0$. Soit $S_{i,0}$ la composante parcours multiples de la branche i qui contribue au signal désiré et $S_{i,ISI}$ la composante parcours multiples de la branche i qui contribue à l'interférence

intersymbole, alors

$$\begin{aligned}
S_{i,0} &= b_0 \sqrt{E_b} \sum_{l \in [0, L_p - 1], x_l = 0} \alpha_l \int_{\tau_i}^{\tau_i + (x_l + 1)T_s} s(t - x_l T_s - \tau_l) s(t - \tau_i) dt \\
&\quad + b_0 \sqrt{E_b} \sum_{l \in [0, L_p - 1], x_l + 1 = 0} \alpha_l \int_{\tau_l + (x_l + 1)T_s}^{\tau_i + T_s} s(t - (x_l + 1)T_s - \tau_l) s(t - \tau_i) dt \quad (5.8)
\end{aligned}$$

et

$$\begin{aligned}
S_{i,ISI} &= \sqrt{E_b} \sum_{l \in [0, L_p - 1], x_l \neq 0} b_{x_l} \alpha_l \int_{\tau_i}^{\tau_i + (x_l + 1)T_s} s(t - x_l T_s - \tau_l) s(t - \tau_i) dt \\
&\quad + \sqrt{E_b} \sum_{l \in [0, L_p - 1], x_l + 1 \neq 0} b_{x_l + 1} \alpha_l \int_{\tau_l + (x_l + 1)T_s}^{\tau_i + T_s} s(t - (x_l + 1)T_s - \tau_l) s(t - \tau_i) dt \quad (5.9)
\end{aligned}$$

donc

$$S_i = S_{i,0} + S_{i,ISI}. \quad (5.10)$$

La composante $S_{i,ISI}$ contient deux séquences aléatoires, soient $\{b_{x_l}\}$ et $\{b_{x_l+1}\}$. Les éléments de ces séquences ont une valeur de ± 1 de manière équiprobable. Puisqu'elle comporte une sommation d'un grand nombre de termes, la composante $S_{i,ISI}$ peut être remplacée par une approximation gaussienne en appliquant le théorème de la limite centrale [26, 27]. Pour les besoins de l'analyse, la composante $S_{i,ISI}$ est donc approximée par une variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle et de variance $Var(S_{i,ISI})$ donnée par

$$\begin{aligned}
Var(S_{i,ISI}) &= \sum_{l \in [0, L_p - 1], x_l \neq 0} \left(\sqrt{E_b} \alpha_l \int_{\tau_i}^{\tau_i + (x_l + 1)T_s} s(t - x_l T_s - \tau_l) s(t - \tau_i) dt \right)^2 \\
&\quad + \sum_{l \in [0, L_p - 1], x_l + 1 \neq 0} \left(\sqrt{E_b} \alpha_l \int_{\tau_l + (x_l + 1)T_s}^{\tau_i + T_s} s(t - (x_l + 1)T_s - \tau_l) s(t - \tau_i) dt \right)^2. \quad (5.11)
\end{aligned}$$

Si l'on pose l'hypothèse que la corrélation entre les branches due à l'interférence intersymbole est négligeable, on obtient la matrice \mathbf{C}_{ISI} (matrice de covariance de

l'interférence due aux parcours multiples) :

$$\mathbf{C}_{ISI} = \begin{bmatrix} \text{Var}(S_{1,ISI}) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \text{Var}(S_{2,ISI}) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \text{Var}(S_{L_r,ISI}) \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

Si on suppose le bit désiré b_0 connu, la composante $S_{i,0}$ est totalement déterministe. Il n'est donc pas nécessaire d'utiliser une approximation gaussienne dans ce cas.

5.1.2 Composante provenant de l'interférence à bande étroite

La composante n_{NB_i} provient de l'interférence à bande étroite. Elle est définie par l'équation suivante :

$$n_{NB_i} = \int_{\tau_i}^{\tau_i+T} n_{NB}(t) s(t - \tau_i) dt. \quad (5.13)$$

Soit \mathbf{n}_{NB} le vecteur de l'interférence à bande étroite à la sortie des corrélateurs :

$$\mathbf{n}_{NB} = \begin{bmatrix} n_{NB_1} & n_{NB_2} & \cdots & n_{NB_{L_r}} \end{bmatrix}^T. \quad (5.14)$$

On peut définir la matrice de corrélation de l'interférence à bande étroite à la sortie des corrélateurs par :

$$\mathbf{R}_{NB} = E \{ \mathbf{n}_{NB} \mathbf{n}_{NB}^T \} \quad (5.15)$$

et l'élément (m, n) de la matrice \mathbf{R}_{NB} par :

$$\begin{aligned} [\mathbf{R}_{NB}]_{mn} &= E \{ n_{NB_m} n_{NB_n} \} \\ &= E \left\{ \int_{\tau_m}^{\tau_m+T} \int_{\tau_n}^{\tau_n+T} n_{NB}(t) n_{NB}(\lambda) s(t - \tau_m) s(\lambda - \tau_n) dt d\lambda \right\}. \end{aligned} \quad (5.16)$$

Par changement de variables on obtient,

$$[\mathbf{R}_{NB}]_{mn} = \int_0^T \int_0^T R_{n_{NB}}(\alpha + \tau_m - \beta - \tau_n) s(\alpha) s(\beta) d\alpha d\beta \quad (5.17)$$

où $R_{n_{NB}}(\tau)$ est donné à l'équation (3.17).

L'équation 5.17 donne une forme exacte pour $[\mathbf{R}_{NB}]_{mn}$, cependant elle n'est pas très facile à utiliser. Bergel, Fishler et Messer [14, 15] ont donc proposé l'approximation suivante afin de simplifier les manipulations :

Si on observe le problème dans le domaine fréquentiel, on note que la largeur de bande de l'interférence à bande étroite est de quelques MHz alors que la largeur de bande du signal transmis est de quelques GHz. De plus, $S(f) = \mathcal{F}\{s(t)\}$ (où \mathcal{F} représente la transformée de Fourier) a un comportement très régulier, on peut donc considérer que $S(f)$ est approximativement constant dans la plage de fréquences de l'interférence à bande étroite (autour de f_c , la fréquence centrale de l'interférence à bande étroite), donc

$$[\mathbf{R}_{NB}]_{mn} \simeq |S(f_c)|^2 R_{n_{NB}}(\tau_m - \tau_n). \quad (5.18)$$

Si on modélise l'interférence à bande étroite par un processus aléatoire gaussien limité en fréquence (tel que défini à la section 3.4.2), on obtient

$$[\mathbf{R}_{NB}]_{mn} \simeq |S(f_c)|^2 N_{NB} W_{NB} \cos(2\pi f_c(\tau_m - \tau_n)) \operatorname{sinc}((\tau_m - \tau_n)W_{NB}). \quad (5.19)$$

Dans l'équation (5.19), le terme N_{NB} dépend du rapport signal à interférence (SIR). Par définition [9] le rapport E_{b_0}/N_{NB} à l'entrée du récepteur dans un système à étalement spectral en présence d'interférence à bande étroite est

$$\frac{E_{b_0}}{N_{NB}} = \frac{W_{NB}}{R_b} SIR \quad (5.20)$$

où R_b est le taux binaire du signal étalé.

Puisque l'énergie d'un symbole à la sortie du canal est unitaire ($E_{b_0} = 1$), le terme N_{NB} est donc

$$N_{NB} = \frac{R_b}{SIR \times W_{NB}}. \quad (5.21)$$

Finalement, l'élément (m, n) de la matrice \mathbf{R}_{NB} peut être approximé par :

$$[\mathbf{R}_{NB}]_{mn} \simeq |S(f_c)|^2 \frac{R_b}{SIR} \cos(2\pi f_c(\tau_m - \tau_n)) \text{sinc}((\tau_m - \tau_n)W_{NB}). \quad (5.22)$$

5.1.3 Composante provenant du bruit blanc gaussien additif

La composante n_i provient du bruit blanc gaussien additif. Elle est définie par l'équation suivante :

$$n_i = \int_{\tau_i}^{\tau_i+T} n(t)s(t - \tau_i) dt. \quad (5.23)$$

Puisque $n(t)$ est un processus gaussien dont la moyenne est nulle et dont la fonction d'autocorrélation est $\frac{N_0}{2}\delta(t)$, les deux premiers moments de n_i sont :

$$\begin{aligned} E\{n_i\} &= \int_{\tau_i}^{\tau_i+T} E\{n(t)\}s(t - \tau_i) dt \\ &= 0 \end{aligned} \quad (5.24)$$

et

$$\begin{aligned} E\{n_i^2\} &= \int_{\tau_i}^{\tau_i+T} \int_{\tau_i}^{\tau_i+T} E\{n(t)n(\lambda)\}s(t - \tau_i)s(\lambda - \tau_i) dt d\lambda \\ &= \frac{N_0}{2} \int_{\tau_i}^{\tau_i+T} \int_{\tau_i}^{\tau_i+T} \delta(t - \lambda)s(t - \tau_i)s(\lambda - \tau_i) dt d\lambda \\ &= \frac{N_0}{2} \int_{\tau_i}^{\tau_i+T} s^2(\lambda - \tau_i) d\lambda \\ &= \frac{N_0}{2}. \end{aligned} \quad (5.25)$$

n_i est donc une variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle et de variance $\sigma_n^2 =$

$$\frac{N_0}{2}.$$

5.1.4 Matrice de corrélation interférence plus bruit

À partir des éléments définis dans les trois sous-sections précédentes, il est possible de définir la matrice de corrélation interférence plus bruit, \mathbf{R}_{I+N} . Cette matrice inclut l'effet de toutes les sources d'interférence et de bruit contenues dans le signal reçu :

$$\mathbf{R}_{I+N} = \mathbf{C}_{ISI} + \mathbf{R}_{NB} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{L_r} \quad (5.26)$$

où \mathbf{C}_{ISI} représente l'interférence due aux parcours multiples, \mathbf{R}_{NB} représente l'interférence à bande étroite et $\sigma_n^2 \mathbf{I}_{L_r}$ représente le bruit blanc gaussien (\mathbf{I}_{L_r} représente la matrice identité de dimensions $(L_r \times L_r)$).

5.2 Rapport signal à bruit à la sortie du récepteur

Soit \mathbf{w} le vecteur des poids des branches du récepteur RAKE :

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} w_1 & w_2 & \cdots & w_{L_r} \end{bmatrix}^T \quad (5.27)$$

et \mathbf{s}_0 le vecteur contenant les composantes parcours multiples de chaque branche du récepteur qui contribuent au signal désiré :

$$\mathbf{s}_0 = \begin{bmatrix} S_{1,0} & S_{2,0} & \cdots & S_{L_r,0} \end{bmatrix}^T. \quad (5.28)$$

Le rapport signal à bruit à la sortie du récepteur, γ_0 , est donné par l'expression suivante :

$$\gamma_0 = \frac{(\mathbf{w}^H \mathbf{s}_0)^2}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{I+N} \mathbf{w}}. \quad (5.29)$$

5.2.1 RAKE-MRC

Pour le récepteur à combinaison MRC, les poids des branches sont fixés par l'équation 4.5, soit :

$$\mathbf{w} = \mathbf{c}_0 \quad (5.30)$$

En appliquant l'équation (5.30) à l'équation (5.29), on obtient l'expression du rapport signal à bruit à la sortie du récepteur RAKE-MRC :

$$\gamma_0 = \frac{(\mathbf{c}_0^H \mathbf{s}_0)^2}{\mathbf{c}_0^H \mathbf{R}_{I+N} \mathbf{c}_0}. \quad (5.31)$$

5.2.2 RAKE-MMSE

Pour le récepteur à combinaison MMSE, on utilise l'inverse de la matrice de corrélation interférence plus bruit pour fixer les poids (voir l'équation 4.6) :

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}_{I+N}^{-1} \mathbf{c}_0 \quad (5.32)$$

En appliquant l'équation (5.32) à l'équation (5.29), on obtient l'expression du rapport signal à bruit à la sortie du récepteur RAKE-MMSE :

$$\begin{aligned} \gamma_0 &= \frac{(\mathbf{c}_0^H \mathbf{R}_{I+N}^{-1} \mathbf{s}_0)^2}{\mathbf{c}_0^H \mathbf{R}_{I+N}^{-1} \mathbf{R}_{I+N} \mathbf{R}_{I+N}^{-1} \mathbf{c}_0} \\ &= \frac{(\mathbf{c}_0^H \mathbf{R}_{I+N}^{-1} \mathbf{s}_0)^2}{\mathbf{c}_0^H \mathbf{R}_{I+N}^{-1} \mathbf{c}_0}. \end{aligned} \quad (5.33)$$

5.3 Taux d'erreur binaire

Le taux d'erreur binaire d'un système BPSK en fonction du rapport signal à bruit à la sortie du récepteur est :

$$P_b = Q\left(\sqrt{2\gamma_0}\right). \quad (5.34)$$

Pour le récepteur à combinaison MRC on combine les équations (5.31) et (5.34) pour obtenir le taux d'erreur binaire :

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2(\mathbf{c}_0^H \mathbf{s}_0)^2}{\mathbf{c}_0^H \mathbf{R}_{I+N} \mathbf{c}_0}}\right). \quad (5.35)$$

Pour le récepteur à combinaison MMSE on combine les équations (5.33) et (5.34) pour obtenir le taux d'erreur binaire :

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2(\mathbf{c}_0^H \mathbf{R}_{I+N}^{-1} \mathbf{s}_0)^2}{\mathbf{c}_0^H \mathbf{R}_{I+N}^{-1} \mathbf{c}_0}}\right). \quad (5.36)$$

Les équations (5.35) et (5.36) sont utilisées pour évaluer le taux d'erreur binaire associé à un canal, cependant, dans les simulations présentées au chapitre 6 on évalue un taux d'erreur moyen pour un groupe de canaux. Pour obtenir les courbes présentées à la section 6.3, le taux d'erreur binaire de chacun des canaux est donc calculé individuellement, puis la moyenne est évalué sur les résultats du groupe de canaux.

Chapitre 6

Résultats

Les résultats de simulations présentés dans ce chapitre ont deux objectifs principaux. Le premier objectif est d'évaluer l'impact de l'interférence intersymbole (ISI) et de l'interférence à bande étroite (NBI) sur les performances des récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE dans le contexte UWB avec transmission DS-CDMA. Le second objectif est de valider l'approche semi-analytique d'analyse des performances. Dans tous les cas, les simulations ont été réalisées à l'aide du logiciel Matlab et les résultats sont présentés sous forme de graphiques du taux d'erreur binaire (BER) en fonction du rapport signal à bruit (SNR).

Pour évaluer l'impact de l'interférence intersymbole on effectue des simulations avec différents taux de transmission. On utilise donc un taux de transmission de 10 Mb/s pour observer les performances du système en l'absence d'interférence intersymbole et un taux de transmission de 100 Mb/s pour observer les performances du système en présence d'interférence intersymbole.

Pour évaluer l'impact de l'interférence à bande étroite on fait varier le rapport signal à interférence (SIR) de la source d'interférence. On compare ainsi le cas sans interférence à bande étroite ($SIR=+\infty$), le cas avec un niveau modéré d'interférence à bande étroite

(SIR=-10 dB) et le cas avec un niveau élevé d'interférence (SIR=-30 dB).¹

Dans la section 6.1, on présente des résultats de simulations de type Monte-Carlo utilisant un modèle de simulateur dont les éléments sont aussi réalistes que possible. Notamment, les réponses impulsionnelles des canaux utilisés proviennent de canaux mesurés et l'interférence à bande étroite est modélisée par une série de bits aléatoires encodée avec le standard 802.11a. Ces résultats permettent d'observer l'impact de l'interférence intersymbole et de l'interférence à bande étroite sur les performances du système.

Dans la section 6.2, on utilise la même méthode de simulation qu'à la section 6.1, mais en modifiant certains éléments du système afin de tenir compte des simplifications nécessaires pour la méthode semi-analytique. Les deux éléments principaux qui sont modifiés sont les réponses impulsionnelles des canaux utilisés qui sont maintenant générés de manière stochastique selon le modèle IEEE 802.15.3a CM3 ainsi que l'interférence à bande étroite qui est modélisée par un processus aléatoire gaussien limité en fréquence. Ces résultats servent donc à valider les simplifications apportées au système pour la méthode semi-analytique et à offrir un point de comparaison pour valider les résultats de la méthode semi-analytique.

Dans la section 6.3, on présente les résultats de la méthode semi-analytique. Ces résultats sont obtenus en utilisant la méthode développée au chapitre 5 ainsi que les simplifications apportées au système à la section 6.2. Les résultats de la méthode semi-analytique sont finalement comparés aux résultats de la section 6.2 afin de valider cette méthode.

Le tableau qui suit présente les principales caractéristiques de chacune des méthodes utilisées dans ce chapitre :

¹Un rapport signal à interférence (SIR) de -26 dB équivaut à un transmetteur 802.11a et un transmetteur UWB équidistants du récepteur

	Section 6.1	Section 6.2	Section 6.3
Méthode de simulation	Monte-Carlo	Monte-Carlo	Semi-analytique
Critère d'analyse de performances	BER obtenu en comptant le nombre d'erreurs à la sortie du récepteur	Idem que 6.1	BER obtenu par les équations 5.35 (RAKE-MRC) et 5.36 (RAKE-MMSE)
Taux de transmission	10 Mb/s et 100 Mb/s	10.67 Mb/s et 106.7 Mb/s	Idem que 6.2
Séquence d'étalement	Séquence de Kasami	Séquence-m	Idem que 6.2
Canaux	Mesures de canaux réels	Modèle 802.15.3a CM3	Idem que 6.2
Récepteurs RAKE	20 branches dont les délais sont déterminés en trouvant les pics d'autocorrélation avec la séquence d'étalement	Idem que 6.1	Idem que 6.1
Poids des branches pour RAKE-MRC	Déterminés par la valeur des pics d'autocorrélation	Idem que 6.1	Idem que 6.1
Poids des branches pour RAKE-MMSE	Déterminés par un algorithme RLS	Idem que 6.1	Déterminés par l'équation 5.32
Source d'interférence à bande étroite	Signal de type OFDM 802.11a transmis par un canal mesuré centré à 5.2 GHz	Processus gaussien limité en fréquence (largeur de bande de 16.6 MHz) centré à 5.2 GHz	Idem que 6.2

TAB. 6.1 – Tableau comparatif des trois méthodes de simulation utilisées

6.1 Méthode de Monte-Carlo avec canaux mesurés et interférence OFDM

Les résultats présentés dans cette section sont obtenus par simulation numérique selon la méthode de Monte-Carlo en comptant le nombre d'erreurs à la sortie du récepteur. Ils permettent d'identifier les principales sources d'interférence présentes dans le système et d'évaluer leur impact sur ses performances. Ces simulations sont basées sur le modèle proposé par Li et Rusch [24, 25] et nous avons présentés ces résultats dans [28].

6.1.1 Caractéristiques du simulateur

Le simulateur utilisé dans cette section reproduit le comportement du système décrit au chapitre 3 et permet de calculer le taux d'erreurs binaire selon la méthode de Monte-Carlo. Son fonctionnement général, pour le traitement d'un seul canal, est le suivant :

1. On détermine d'abord les délais des branches des récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE par la méthode présentée à la section 4.2.2 :
 - (a) Un symbole UWB est généré et encodé à l'aide d'un code DS-CDMA tel que défini à l'équation (3.3).
 - (b) Ce symbole est convolué avec la réponse impulsionnelle du canal, puis transmis à travers un filtre adapté au symbole encodé.
 - (c) Les délais des branches des récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE sont déterminés par les pics du signal en sortie du filtre adapté.
 - (d) Les amplitudes de ces pics servent de poids pour le récepteur RAKE-MRC et de valeurs initiales des poids pour le récepteur RAKE-MMSE.
2. On transmet les bits d'un paquet à travers le système :
 - (a) Les bits du paquet sont d'abord générés aléatoirement.

- (b) Ensuite, l'impulsion UWB est modulée par les bits et encodé à l'aide d'un code DS-CDMA pour former le signal transmis tel que défini à l'équation (3.1).
 - (c) Le signal transmis est convolué avec la réponse impulsionnelle du canal.
 - (d) L'interférence à bande étroite (qui est une série de bits aléatoires encodée selon le standard 802.11a) est aussi transmise à travers un canal mesuré (différent de celui du signal UWB).
 - (e) On additionne l'interférence à bande étroite ainsi que du bruit blanc gaussien additif au signal UWB afin de former le signal reçu défini à l'équation (3.18).
 - (f) Le récepteur testé (soit RAKE-MRC ou RAKE-MMSE) est utilisé pour recevoir le signal.
 - (g) Le paquet estimé à la sortie du récepteur est comparé au paquet transmis afin de compter les erreurs pour estimer le taux d'erreur binaire.
3. On répète l'étape 2 pour 100 paquets ou jusqu'à ce qu'il y ait plus de 100 erreurs.
 4. Pour chaque valeur de SNR testée, on répète les étapes 2 et 3.

Ces simulations sont répétées avec d'autres canaux mesurés et la moyenne du taux d'erreur binaire est calculée sur l'ensemble des canaux testés. Ce taux d'erreur binaire moyen est le résultat présenté dans les graphiques.

Le système comporte un seul utilisateur UWB. Les taux de transmission simulés sont de 10 MB/s, pour représenter un système sans interférence intersymbole, et 100 Mb/s, pour représenter un système avec interférence intersymbole. Les impulsions transmises sont filtrées à l'aide d'un filtre passe-bande limitant la fréquence entre 3 et 6 GHz et la séquence d'étalement utilisée est la séquence de Kasami de longueur 15 suivante :

$$\{-1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1\}$$

Les canaux utilisés proviennent de mesures de canaux réels, sans ligne de vue (NLOS), effectuées par Intel Labs [16]. Les résultats présentés sont une moyenne sur 20 canaux pour les simulations à 10 Mb/s et une moyenne sur 50 canaux pour les simulations à 100 Mb/s.

Les filtres RAKE utilisés ont 20 branches, car un grand nombre de parcours contient une quantité importante d'énergie. Le positionnement temporel (délai) des branches est le même pour le récepteur RAKE-MRC et le récepteur RAKE-MMSE et est déterminé en trouvant les pics d'autocorrélation avec la séquence d'étalement tel qu'expliqué à la section 4.2.2. Les poids des branches du récepteur RAKE-MRC sont déterminés par la valeur des pics d'autocorrélation lorsque l'on cherche leurs positions, tandis que ceux du récepteur RAKE-MMSE sont déterminés par un algorithme RLS.

Le signal d'interférence à bande étroite simulé est un signal de type OFDM 802.11a qui est transmis à travers un canal mesuré. Sa largeur de bande est de 16.6 MHz et il est centré à 5.2 GHz. La puissance moyenne de ce signal est définie par le rapport signal à interférence (SIR). Dans chaque cas présentés, on compare trois valeurs de rapport signal à interférence, soient : $SIR=+\infty$, $SIR=-10$ dB et $SIR=-30$ dB.

Le tableau de la page suivante présente la liste des paramètres du simulateur utilisé dans cette section et de leurs valeurs.

6.1.2 Résultats sans interférence intersymbole

La figure 6.1 présente les performances des récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE pour un taux de transmission de 10 Mb/s (sans interférence intersymbole). On compare trois niveaux d'interférence à bande étroite : aucune interférence ($SIR=+\infty$), un niveau moyen d'interférence ($SIR=-10$ dB) et un niveau élevé d'interférence ($SIR=-30$ dB).

En l'absence d'interférence à bande étroite ($SIR=+\infty$) on constate des performances identiques entre les récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE, ce qui indique une absence de corrélation entre les branches du récepteur dans cette situation, car en l'absence de corrélation entre les éléments combinés, la combinaison MRC et la combinaison MMSE offrent des performances identiques.

Par rapport à l'interférence à bande étroite, on constate que le récepteur RAKE-

Paramètre	Valeur
Nombre de canaux à 100 Mb/s	50
Nombre de canaux à 10 Mb/s	20
Rapport signal à bruit (SNR)	-4 dB à 16 dB
Rapport signal à interférence (SIR)	$+\infty$, -10 dB et -30 dB
Fréquence centrale de l'interférence à bande étroite (f_c)	5.2 GHz
Longueur de la séquence d'étalement (N)	15
Type de code de la séquence d'étalement	Kasami
Nombre de bits par paquet	1000
Nombre de bits d'entraînement (pour RAKE-MMSE)	500 pour le premier paquet 50 pour les paquets suivants
Durée d'un symbole (T_s)	10 ns et 100 ns
Taux de transmission	100 Mb/s et 10 Mb/s
Taux d'échantillonnage	16 GHz
Paramètre de largeur d'impulsion (τ_m)	0.2 ns
Fréquence inférieure du filtre d'impulsions	3 GHz
Fréquence supérieure du filtre d'impulsions	6 GHz
Taux d'échantillonnage du filtre d'impulsions	16 GHz
Nombre de branches du récepteur (L_r)	20
Nombre minimum d'échantillons entre deux branches	5 (= 312.5 ps)
Paramètre RLS (λ)	0.9995 si SIR $\neq +\infty$ 1 si SIR = $+\infty$
Nombre minimum d'erreurs à compter par point de simulation	100
Nombre minimum de paquets par point de simulation	1
Nombre maximum de paquets par point de simulation	100

TAB. 6.2 – Paramètres du simulateur pour la méthode de Monte-Carlo avec canaux mesurés et interférence OFDM

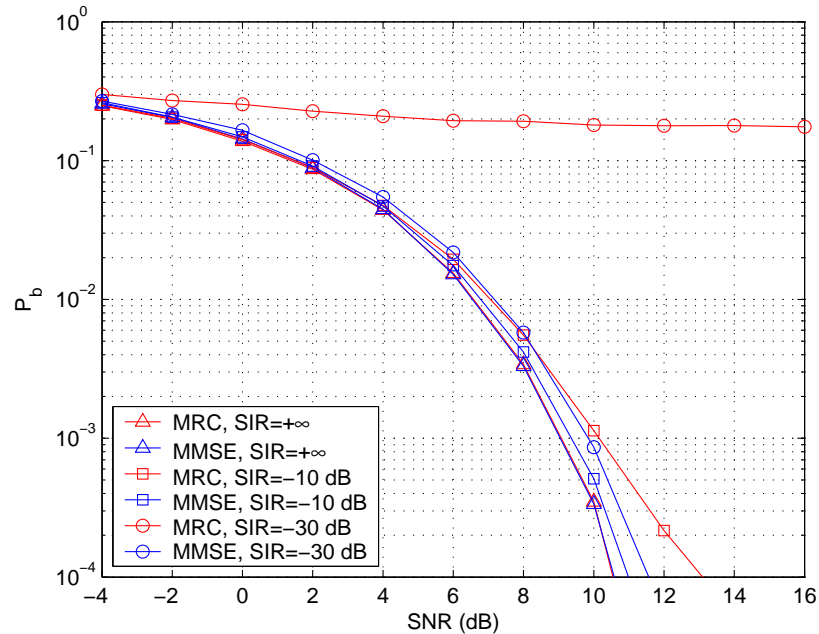


FIG. 6.1 – Performance des récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE en l'absence d'interférence intersymbole (10 Mb/s). Comparaison entre trois niveaux d'interférence à bande étroite ($SIR = +\infty$, -10 dB et -30 dB)

MRC (courbes rouges) offre d'assez bonnes performances contre un interférent moyen ($SIR = -10$ dB), mais est incapable de rejeter un interférent plus fort ($SIR = -30$ dB), tandis que le récepteur RAKE-MMSE performe très bien même à un niveau élevé d'interférence. Cette différence entre les deux récepteurs indique que l'interférence à bande étroite est une source importante de corrélations entre les branches du récepteur RAKE.

6.1.3 Résultats avec interférence intersymbole

La figure 6.2 présente les performances des récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE pour un taux de transmission de 100 Mb/s (avec interférence intersymbole). On compare les mêmes niveaux d'interférence à bande étroite.

On observe tout d'abord que la performance des deux récepteurs en l'absence d'interférence à bande étroite ($SIR = +\infty$) n'est plus identique, l'interférence intersymbole est donc une source de corrélation entre les branches du récepteur RAKE. La faible dif-

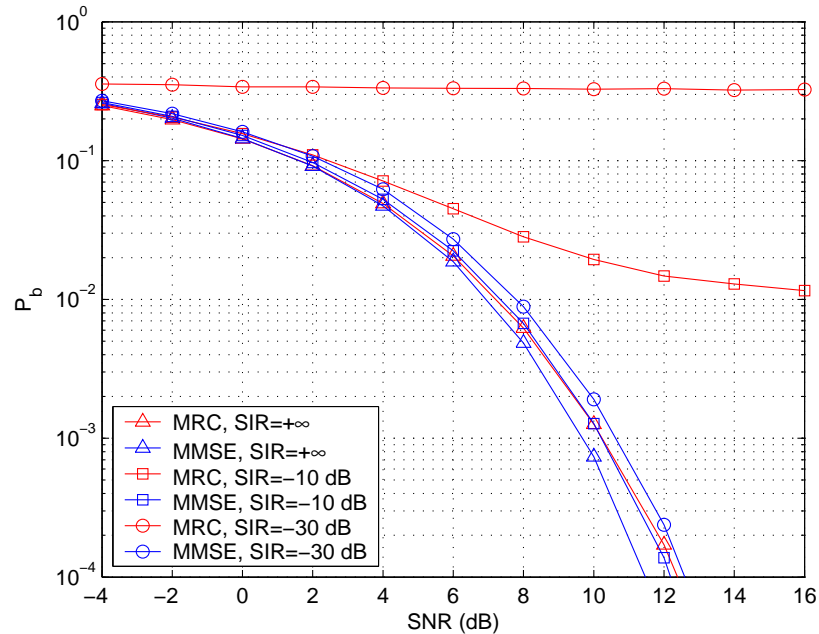


FIG. 6.2 – Performance des récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE en présence d'interférence intersymbole (100 Mb/s). Comparaison entre trois niveaux d'interférence à bande étroite (SIR = $+\infty$, -10 dB et -30 dB)

férence de performance (moins de 1 dB entre RAKE-MMSE et RAKE-MRC) indique que la corrélation provenant de l'interférence intersymbole n'est tout de même pas très importante à ce taux de transmission (100 Mb/s).

On note aussi que la capacité de rejet de l'interférence à bande étroite par les deux récepteurs s'est détériorée. Dans le cas du récepteur RAKE-MRC, même l'interférence de niveau moyen (SIR=-10 dB) réduit considérablement les performances. Dans le cas du récepteur RAKE-MMSE, les performances sont un peu moins bonnes à 100 Mb/s qu'à 10 Mb/s, mais l'impact de l'interférence à bande étroite est beaucoup moins important que pour le récepteur RAKE-MRC. Ces résultats indiquent que l'impact de l'interférence à bande étroite sur les performances du système dépend du taux de transmission du signal UWB.

6.1.4 RAKE-MRC

La figure 6.3 regroupe les résultats pour le récepteur RAKE-MRC présentés dans les figures 6.1 et 6.2. En l'absence d'interférence à bande étroite ($SIR=+\infty$), on observe une

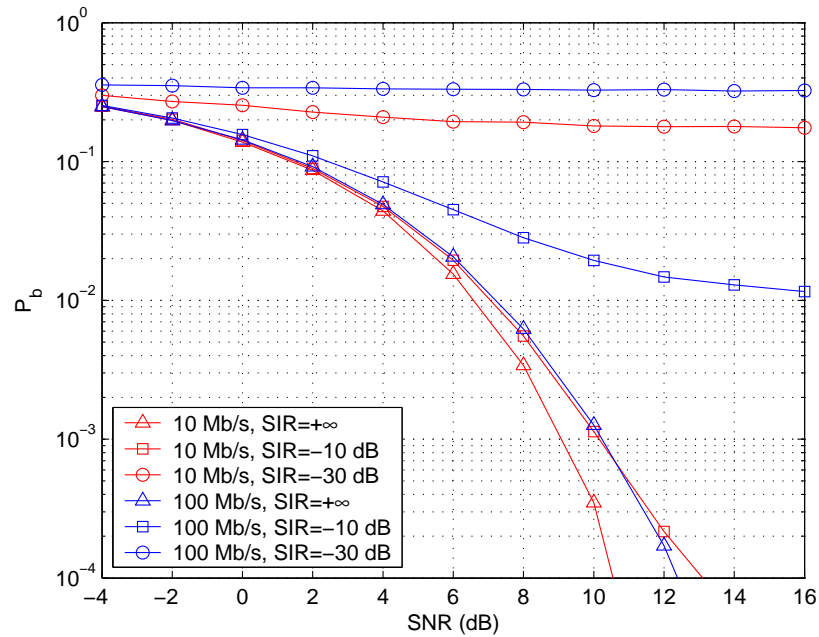


FIG. 6.3 – Performance du récepteur RAKE-MRC. Comparaison entre deux taux de transmission (10 Mb/s et 100 Mb/s) et entre trois niveaux d'interférence à bande étroite ($SIR = +\infty$, -10 dB et -30 dB)

détérioration des performances d'environ 2 dB entre la courbe à 10 Mb/s et la courbe à 100 Mb/s. La détérioration à 100 Mb/s est due à la présence de corrélation entre les branches du récepteur RAKE. Lorsqu'il n'y a pas de corrélation entre les branches du récepteur RAKE la combinaison MRC est optimale, mais lorsque les branches du récepteur RAKE sont corrélées la combinaison est sous-optimale.

Comme on l'avait noté précédemment, on observe en comparant les courbes à $SIR=-10$ dB et à $SIR=-30$ dB que la capacité de rejet de l'interférence à bande étroite par le récepteur RAKE-MRC est grandement réduite lorsque le taux de transmission augmente. Cette détérioration indique que la corrélation entre les branches causée par l'interférence à bande étroite augmente lorsque le taux de transmission augmente.

6.1.5 RAKE-MMSE

La figure 6.4 permet de comparer les performances du récepteur RAKE-MMSE pour des taux de transmission de 10 Mb/s et de 100 Mb/s et pour les trois niveaux d'interférence à bande étroite.

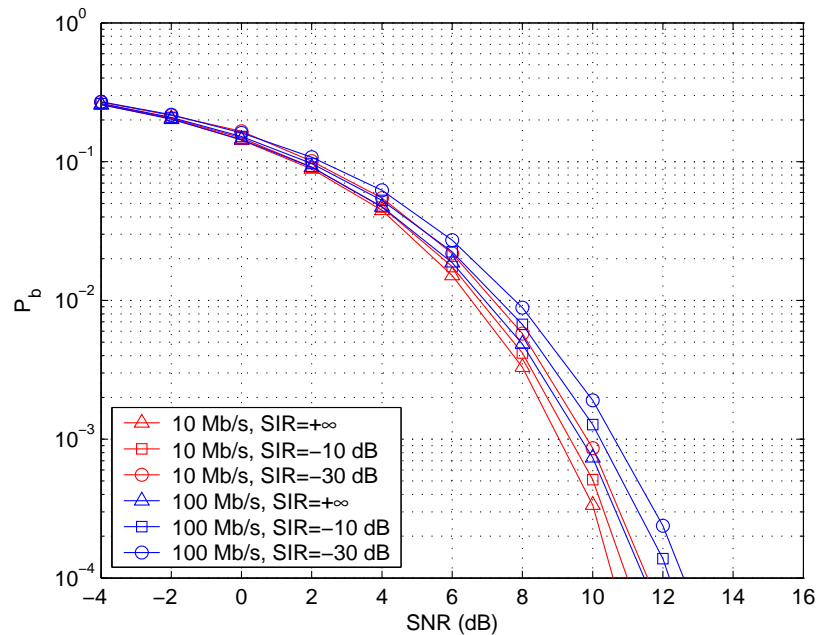


FIG. 6.4 – Performance du récepteur RAKE-MMSE. Comparaison entre deux taux de transmission (10 Mb/s et 100 Mb/s) et entre trois niveaux d'interférence à bande étroite (SIR = $+\infty$, -10 dB et -30 dB)

En l'absence d'interférence à bande étroite (SIR = $+\infty$), on observe encore une fois une détérioration des performances entre la courbe à 10 Mb/s et la courbe à 100 Mb/s, mais la détérioration est moins importante que dans le cas du récepteur RAKE-MRC. Contrairement à la combinaison MRC, la combinaison MMSE est optimale (par rapport à l'erreur quadratique) même en présence de corrélation. Cependant, comme le nombre de branche est limité, le récepteur RAKE-MMSE ne peut pas annuler entièrement l'effet de la corrélation.

On observe en comparant les courbes à SIR = -10 dB et à SIR = -30 dB que la capacité de rejet de l'interférence à bande étroite par le récepteur RAKE-MRC est réduite lorsque

le taux de transmission augmente, mais l'impact est beaucoup moins important que dans le cas du récepteur RAKE-MMSE.

6.2 Méthode de Monte-Carlo avec canaux stochastiques et interférence gaussienne limitée en fréquence

Les résultats présentés dans cette section utilisent la même méthode de simulation qu'à la section précédente, mais en tenant compte des simplifications apportées au système dans la méthode semi-analytique (notamment l'utilisation d'un canal stochastique et d'interférence à bande étroite de forme gaussienne limitée en fréquence). Ces résultats ont donc pour but d'évaluer l'effet des simplifications et de valider les résultats de la méthode semi-analytique.

6.2.1 Caractéristiques du simulateur

Le fonctionnement général du simulateur utilisé dans cette section est le même que celui présenté à la section 6.1, mais certaines modifications ont été apportées afin de tenir compte des simplifications apportées au système dans la méthode semi-analytique.

Les réponses impulsionnelles des canaux utilisés sont des canaux stochastiques produits à l'aide du modèle IEEE 802.15.3a CM3 [17]. Les résultats présentés sont une moyenne sur 25 canaux pour tous les cas et tous les canaux utilisés sont des canaux sans ligne de vue.

Les impulsions UWB transmises ne sont pas filtrées. Elles ont tout de même une largeur de bande d'environ 3 GHz située dans la plage de fréquences de 3 à 6 GHz. L'impulsion non-filtrée est la dérivée seconde d'une impulsion gaussienne qui est beau-

coup plus facile à traiter dans les calculs analytiques que l'impulsion filtrée utilisée dans la section 6.1.

Les taux de transmission simulés sont de 10.67 MB/s, pour représenter un système sans interférence intersymbole, et 106.7 Mb/s, pour représenter un système avec interférence intersymbole. Cette petite modification a pour objectif d'assurer que tous les chips du symbole transmis contiennent le même nombre d'échantillons.

La séquence d'étalement utilisée est une séquence-m de longueur 15. Les séquences-m sont privilégiées dans la méthode semi-analytique par rapport aux séquences de Kasami car leurs caractéristiques pourront éventuellement permettre des calculs analytiques plus développés. La séquence-m utilisée est la suivante :

$$\{1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1\}$$

Le signal d'interférence à bande étroite simulé est un processus gaussien limité en fréquence. Comme le signal OFDM utilisé à la section 6.1, sa largeur de bande est de 16.6 MHz et il est centré à 5.2 GHz. La puissance moyenne de ce signal est toujours définie par le rapport signal à interférence (SIR) et on compare les mêmes trois valeurs de rapport signal à interférence, soient : SIR=+∞, SIR=-10 dB et SIR=-30 dB.

Le tableau de la page suivante présente la liste des paramètres du simulateur utilisé dans cette section et de leurs valeurs.

6.2.2 Résultats sans interférence intersymbole

Dans la figure 6.5 on présente les résultats à 10.67 MB/s (sans interférence intersymbole). Les courbes présentées ont le même comportement que celles de la figure 6.1. Les simplifications apportées au système (canaux stochastiques et interférence gaussienne limitée en fréquence) n'affectent donc pas son comportement général lorsqu'il n'y a pas d'interférence intersymbole.

Paramètre	Valeur
Nombre de canaux à 100 Mb/s	25
Nombre de canaux à 10 Mb/s	25
Rapport signal à bruit (SNR)	-4 dB à 16 dB
Rapport signal à interférence (SIR)	$+\infty$, -10 dB et -30 dB
Fréquence centrale de l'interférence à bande étroite (f_c)	5.2 GHz
Longueur de la séquence d'étalement (N)	15
Type de code de la séquence d'étalement	Séquence-m
Nombre de bits par paquet	1000
Nombre de bits d'entraînement (pour RAKE-MMSE)	500 pour le premier paquet 50 pour les paquets suivants
Durée d'un symbole (T_s)	9.375 ns et 93.75 ns
Taux de transmission	106.7 Mb/s et 10.67 Mb/s
Taux d'échantillonnage	16 GHz
Paramètre de largeur d'impulsion (τ_m)	0.2 ns
Nombre de branches du récepteur (L_r)	20
Nombre minimum d'échantillons entre deux branches	5 (= 312.5 ps)
Paramètre RLS (λ)	0.9995 si SIR $\neq +\infty$ 1 si SIR = $+\infty$
Nombre minimum d'erreurs à compter par point de simulation	100
Nombre minimum de paquets par point de simulation	1
Nombre maximum de paquets par point de simulation	100

TAB. 6.3 – Paramètres du simulateur pour la méthode de Monte-Carlo avec canaux stochastiques et interférence gaussienne limitée en fréquence

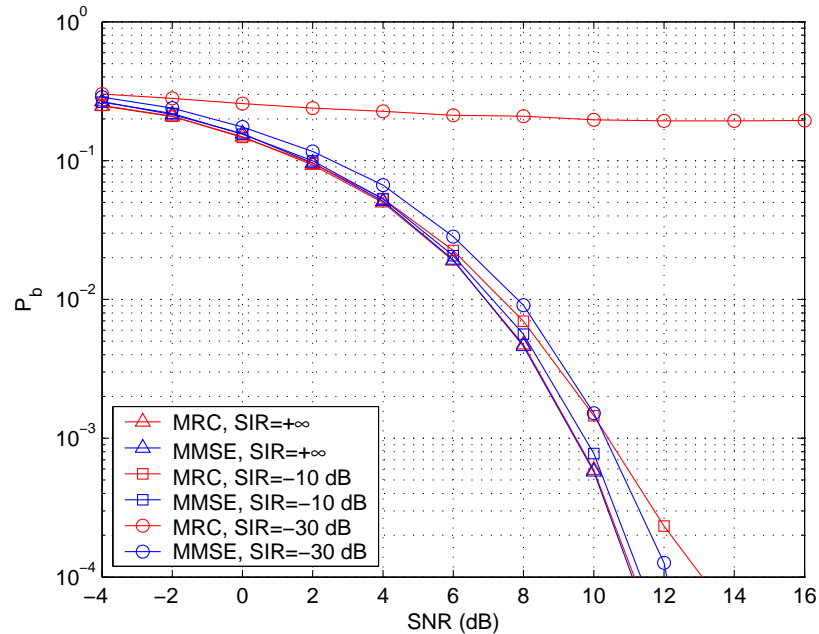


FIG. 6.5 – Performance des récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE en l'absence d'interférence intersymbole. Comparaison entre trois niveaux d'interférence à bande étroite ($SIR = +\infty$, -10 dB et -30 dB). Homologue de la figure 6.1.

6.2.3 Résultats avec interférence intersymbole

Dans la figure 6.6 on présente les résultats à 106.7 Mb/s (avec interférence intersymbole). On observe le même comportement que dans la figure 6.2 de la section 6.1.3 et les conclusions qui ont été tirées de ces résultats sont aussi valides pour la figure 6.6. Les simplifications apportées au système n'affectent donc pas son comportement général lorsqu'il y a de l'interférence intersymbole.

6.2.4 RAKE-MRC

La figure 6.7 regroupe les résultats pour le récepteur RAKE-MRC sans interférence intersymbole présentés dans les figures 6.1 et 6.5. L'impact cumulé des simplifications apportées au système n'affecte pas beaucoup les résultats. On note une légère dégradation des performances dans tous les cas, celle-ci étant un peu plus marquée lorsqu'il

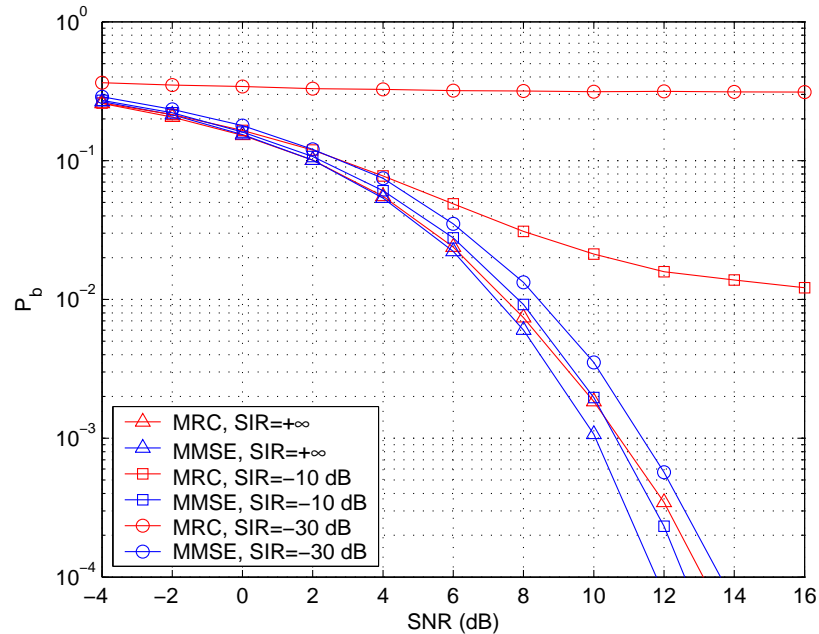


FIG. 6.6 – Performance des récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE en présence d'interférence intersymbole. Comparaison entre trois niveaux d'interférence à bande étroite ($SIR = +\infty$, -10 dB et -30 dB). Homologue de la figure 6.2.

n'y a pas d'interférence à bande étroite ($SIR = +\infty$).

La figure 6.8 regroupe les résultats pour le récepteur RAKE-MRC avec interférence intersymbole présentés dans les figures 6.2 et 6.6. L'impact des simplifications est similaire au cas sans interférence intersymbole. On peut donc conclure que l'utilisation de canaux stochastiques et d'une source d'interférence à bande étroite gaussienne limitée en fréquence a un impact négligeable sur les performances du récepteur RAKE-MRC et que l'utilisation de ces simplifications est acceptable.

6.2.5 RAKE-MMSE

Dans la figure 6.9 on compare les résultats pour le récepteur RAKE-MMSE sans interférence intersymbole présentés dans les figures 6.1 et 6.5. On observe un comportement similaire entre les deux types de simulation ainsi qu'une dégradation des

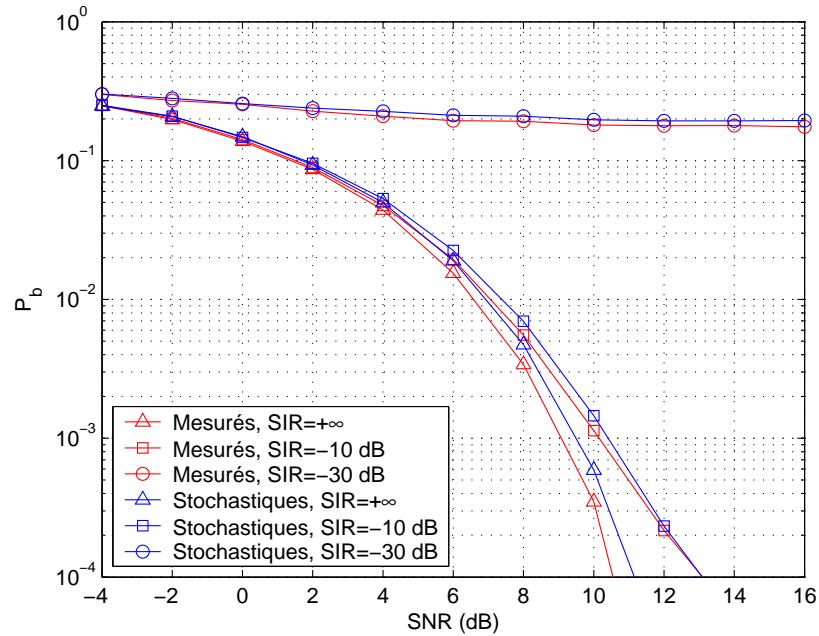


FIG. 6.7 – Comparaison des résultats des simulations Monte-Carlo avec canaux mesurés et des simulations Monte-Carlo avec canaux stochastiques. Récepteur RAKE-MRC. Taux de transmission de 10 Mb/s et 10.67 Mb/s.

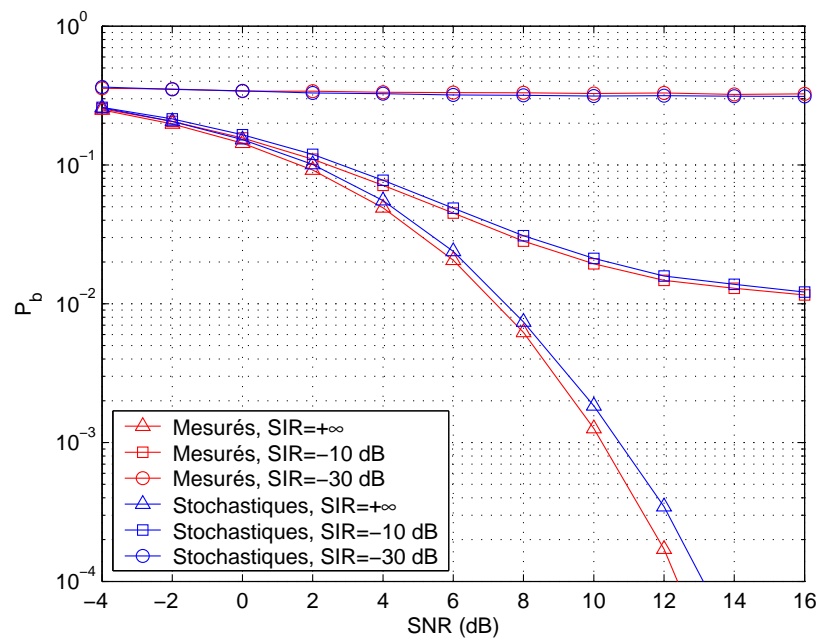


FIG. 6.8 – Comparaison des résultats des simulations Monte-Carlo avec canaux mesurés et des simulations Monte-Carlo avec canaux stochastiques. Récepteur RAKE-MRC. Taux de transmission de 100 Mb/s et 106.7 Mb/s.

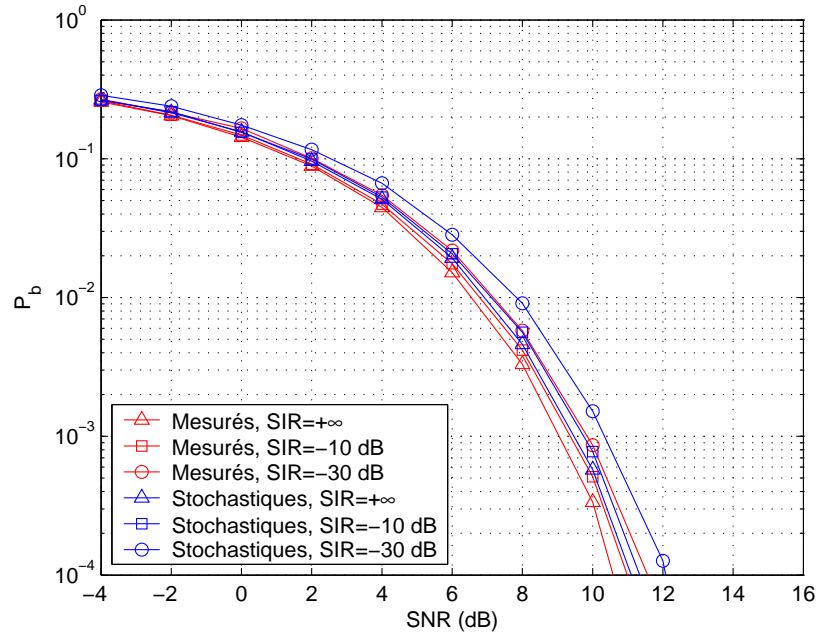


FIG. 6.9 – Comparaison des résultats des simulations Monte-Carlo avec canaux mesurés et des simulations Monte-Carlo avec canaux stochastiques. Récepteur RAKE-MMSE. Taux de transmission de 10 Mb/s et 10.67 Mb/s.

performances d'environ 0.5 dB peut importer le niveau d'interférence à bande étroite. Cette dégradation est semblable à celle observée dans le cas du récepteur RAKE-MRC et représente une différence négligeable compte tenu de l'importance des simplifications apportées au système.

La figure 6.10 contient les résultats pour le récepteur RAKE-MMSE avec interférence intersymbole présentés dans les figures 6.1 et 6.5. Encore une fois, les simplifications ont approximativement le même impact avec ou sans interférence intersymbole.

La faible dégradation des performances provoquée par les simplifications et le comportement similaire aux simulations présentées à la section 6.1 pour tous les résultats de la section 6.2 confirment la validité des simplifications apportées au système, notamment en ce qui a trait au canal stochastique et à l'interférence gaussienne limitée en fréquence.

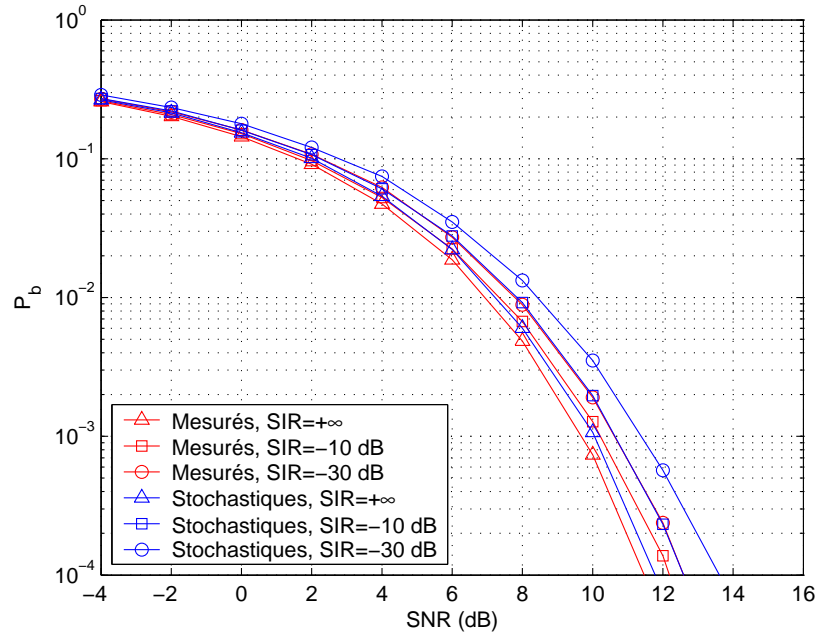


FIG. 6.10 – Comparaison des résultats des simulations Monte-Carlo avec canaux mesurés et des simulations Monte-Carlo avec canaux stochastiques. Récepteur RAKE-MMSE. Taux de transmission de 100 Mb/s et 106.7 Mb/s.

6.3 Méthode semi-analytique avec canaux stochastiques et interférence gaussienne limitée en fréquence

Les résultats présentés dans cette section utilisent la méthode semi-analytique développée au chapitre 5. Ces résultats permettent donc de valider la méthode semi-analytique et de confirmer l'impact des différents éléments du système sur ses performances.

6.3.1 Caractéristiques du simulateur

Le simulateur utilisé dans cette section permet de calculer le taux d'erreur binaire selon la méthode semi-analytique présentée au chapitre 5. Son fonctionnement général,

pour le traitement d'un seul canal, est le suivant :

1. On détermine d'abord les délais des branches des récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE par la méthode présentée à la section 4.2.2 :
 - (a) Un symbole UWB est généré et encodé à l'aide d'un code DS-CDMA tel que défini à l'équation (3.3).
 - (b) Ce symbole est convolué avec la réponse impulsionnelle du canal, puis transmis à travers un filtre adapté au symbole encodé.
 - (c) Les délais des branches des récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE sont déterminés par les pics du signal en sortie du filtre adapté.
 - (d) Les amplitudes de ces pics servent de poids pour le récepteur RAKE-MRC et de valeurs initiales des poids pour le récepteur RAKE-MMSE.
2. On évalue l'énergie d'un bit à la sortie du transmetteur (car l'énergie d'un bit à la sortie du canal est normalisée à 1).
3. On évalue la matrice de corrélation de l'interférence à bande étroite à la sortie des corrélateurs (équation (5.22))
4. Pour chaque branche du récepteur on évalue la composante due aux parcours multiples qui contribue au signal désiré ($S_{i,0}$, équation (5.8)) et la variance de la composante due aux parcours multiples qui causent de l'interférence ($Var(S_{i,ISI})$, équation (5.12)).
5. On forme la matrice de covariance de l'interférence due aux parcours multiples à l'aide des termes de variance trouvés à l'étape précédente (ici on suppose que les branches ne sont pas corrélées, donc la matrice est diagonale).
6. Pour chaque point de SNR on évalue la variance du bruit blanc.
7. En regroupant le terme de bruit blanc, la matrice de corrélation de l'interférence à bande étroite et la matrice de covariance de l'interférence due aux parcours multiples on forme la matrice de covariance interférence plus bruit (\mathbf{R}_{I+N} , équation (5.26)).
8. Pour le récepteur RAKE-MRC on utilise les équations (5.30) et (5.31) pour trouver le rapport signal à bruit à la sortie du récepteur et pour le récepteur RAKE-MMSE on utilise les équations (5.32) et (5.33).

9. On applique ensuite l'équation (5.34) pour trouver le taux d'erreur binaire.

Ces simulations sont répétées avec d'autres canaux stochastiques et la moyenne du taux d'erreur binaire est calculée sur l'ensemble des canaux testés. Ce taux d'erreur binaire moyen est le résultat présenté dans les graphiques.

Comme dans les section 6.2, le système comporte un seul utilisateur UWB et les taux de transmission simulés sont de 10.67 MB/s et 106.7 Mb/s. Les impulsions transmises ne sont pas filtrées et la séquence d'étalement utilisée est la séquence-m de longueur 15 suivante :

$$\{1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1\}$$

Les canaux utilisés sont les mêmes canaux stochastiques que ceux utilisés à la section 6.2. et le signal d'interférence à bande étroite simulé est aussi un processus gaussien limité en fréquence de largeur de bande est de 16.6 MHz et centré à 5.2 GHz.

Les délais des filtres RAKE sont déterminés de la même manière qu'aux sections précédentes. Les poids des branches du récepteur RAKE-MRC sont déterminés par la valeur des pics d'autocorrélation lorsque l'on cherche leurs positions, tandis que ceux du récepteur RAKE-MMSE sont déterminés par un algorithme RLS.

Le tableau de la page suivante présente la liste des paramètres du simulateur utilisé dans cette section et de leurs valeurs.

Paramètre	Valeur
Nombre de canaux à 100 Mb/s	25
Nombre de canaux à 10 Mb/s	25
Rapport signal à bruit (SNR)	-4 dB à 16 dB
Rapport signal à interférence (SIR)	$+\infty$, -10 dB et -30 dB
Fréquence centrale de l'interférence à bande étroite (f_c)	5.2 GHz
Largeur de bande de l'interférence à bande étroite (W_{NB})	16.6 MHz
Longueur de la séquence d'étalement (N)	15
Type de code de la séquence d'étalement	Séquence-m
Durée d'un symbole (T_s)	9.375 ns et 93.75 ns
Taux de transmission	106.7 Mb/s et 10.67 Mb/s
Taux d'échantillonnage	16 GHz
Paramètre de largeur d'impulsion (τ_m)	0.2 ns
Nombre de branches du récepteur (L_r)	20
Nombre minimum d'échantillons entre deux branches	5 (= 312.5 ps)

TAB. 6.4 – Paramètres du simulateur pour la méthode semi-analytique avec canaux stochastiques et interférence gaussienne limitée en fréquence

6.3.2 Résultats sans interférence intersymbole

La figure 6.11 présente les performances des récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE pour un taux de transmission de 10.67 Mb/s. Comme on peut le vérifier dans les figures 6.13 et 6.15, la figure 6.11 est presque identique à la figure 6.5. En l'absence d'interférence intersymbole la méthode de simulation semi-analytique est donc équivalente à la simulation par la méthode de Monte-Carlo de la section 6.2. Ce résultat démontre notamment la validité du modèle utilisé pour représenter l'interférence à bande étroite.

6.3.3 Résultats avec interférence intersymbole

La figure 6.12 présente les performances des récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE pour un taux de transmission de 106.7 Mb/s. En l'absence d'interférence à

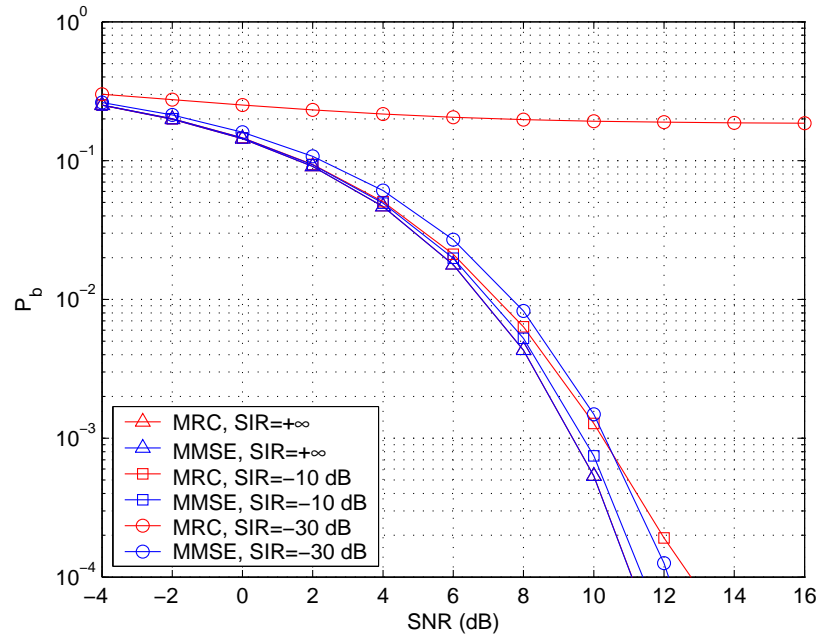


FIG. 6.11 – Performance des récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE en l’absence d’interférence intersymbole. Comparaison entre trois niveaux d’interférence à bande étroite ($SIR = +\infty$, -10 dB et -30 dB). Homologue des figures 6.1 et 6.5.

bande étroite ($SIR = +\infty$) on observe que les performances des récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE sont presque identiques. Cette divergence par rapport à la figure 6.2 (simulations Monte-Carlo avec canaux mesurés) et la figure 6.6 (simulations Monte-Carlo avec canaux stochastiques) était attendue, car on pose l’hypothèse, dans la méthode semi-analytique, que la corrélation due à l’interférence intersymbole entre les branches du récepteur RAKE est négligeable. L’effet de cette source de corrélation ne peut donc pas être observé dans la figure 6.12.

Pour ce qui est du comportement face à l’interférence à bande étroite, on observe le même comportement que dans les simulations Monte-Carlo avec canaux mesurés et avec canaux stochastiques, ce qui valide une fois de plus la modélisation de l’interférence à bande étroite dans le modèle semi-analytique.

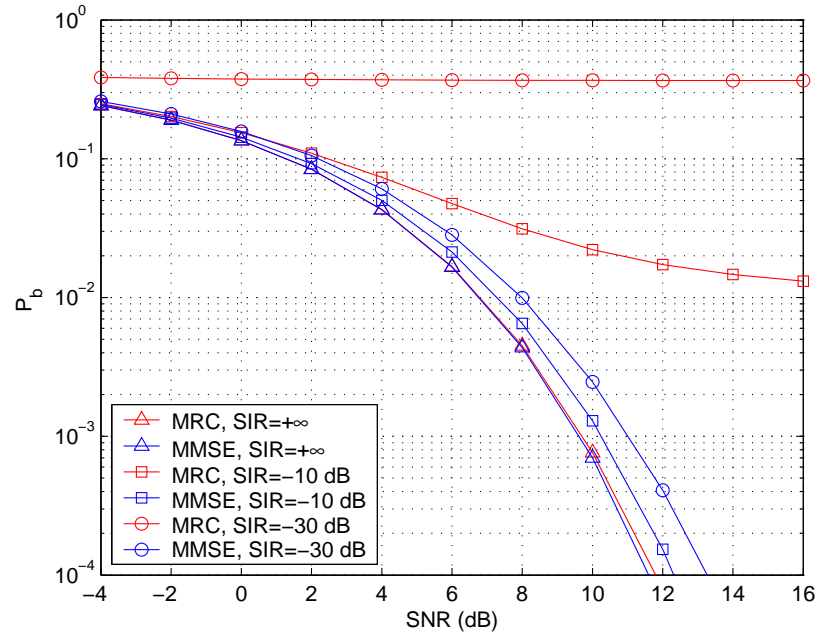


FIG. 6.12 – Performance des récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE en présence d’interférence intersymbole. Comparaison entre trois niveaux d’interférence à bande étroite (SIR = $+\infty$, -10 dB et -30 dB). Homologue des figures 6.2 et 6.6.

6.3.4 RAKE-MRC

Les figures 6.13 et 6.14 présentent toutes deux une comparaison entre les performances du récepteur RAKE-MRC pour le simulateur de la section 6.2 (méthode de Monte-Carlo avec canaux stochastiques) et celui de la section 6.3 (méthode semi-analytique avec canaux stochastiques). La figure 6.13 présente le cas à 10.67 Mb/s et la figure 6.14 présente le cas à 106.7 Mb/s.

Ces deux figures confirment la validité de la méthode semi-analytique pour la modélisation du récepteur RAKE-MRC. Elles confirment aussi que l’interférence à bande étroite est très bien modélisée et que la représentation de l’interférence intersymbole est adéquate bien que la corrélation qu’elle entraîne ne soit pas entièrement négligeable. Cependant, si on voulait représenter des taux de transmission plus élevés que 106.7 Mb/s, il deviendrait nécessaire de tenir compte de la corrélation entre les branches du récepteur causée par l’interférence intersymbole.

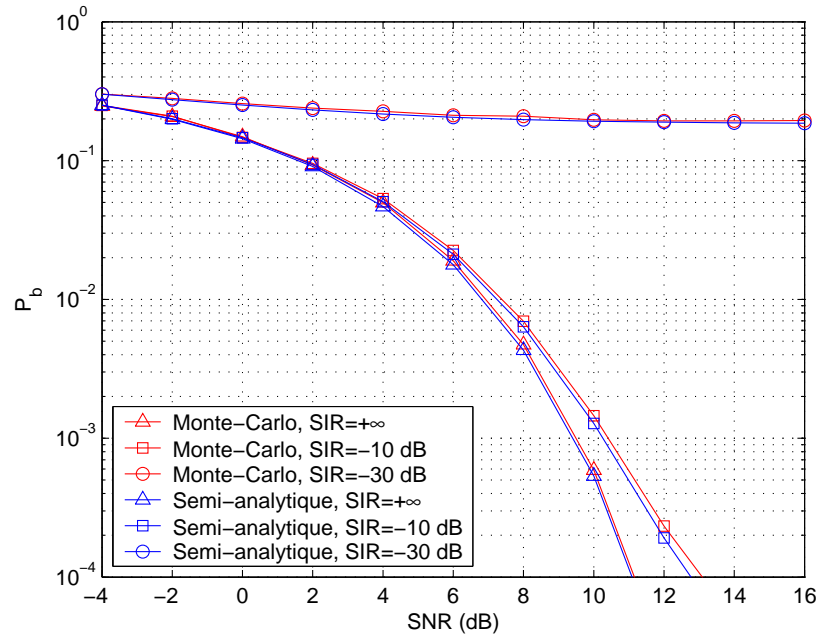


FIG. 6.13 – Comparaison des résultats des simulations Monte-Carlo avec canaux stochastiques et des simulations semi-analytiques avec canaux stochastiques. Récepteur RAKE-MRC. Taux de transmission de 10.67 Mb/s.

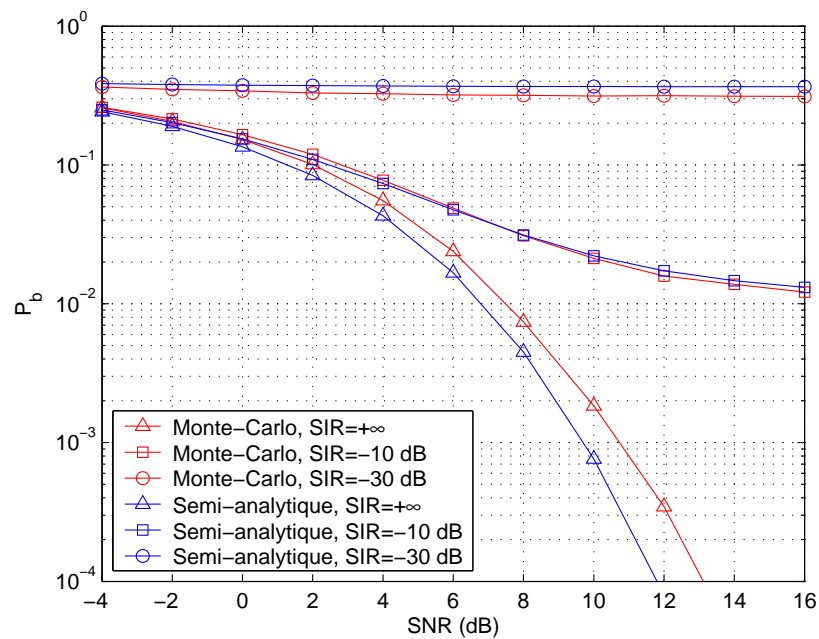


FIG. 6.14 – Comparaison des résultats des simulations Monte-Carlo avec canaux stochastiques et des simulations semi-analytiques avec canaux stochastiques. Récepteur RAKE-MRC. Taux de transmission de 106.7 Mb/s.

6.3.5 RAKE-MMSE

Les figures 6.15 et 6.16 présentent toutes deux une comparaison entre les performances du récepteur RAKE-MMSE pour le simulateur de la section 6.2 et celui de la section 6.3. Les taux de transmission présentés dans ces figures sont de 10.67 Mb/s et 106.7 Mb/s respectivement.

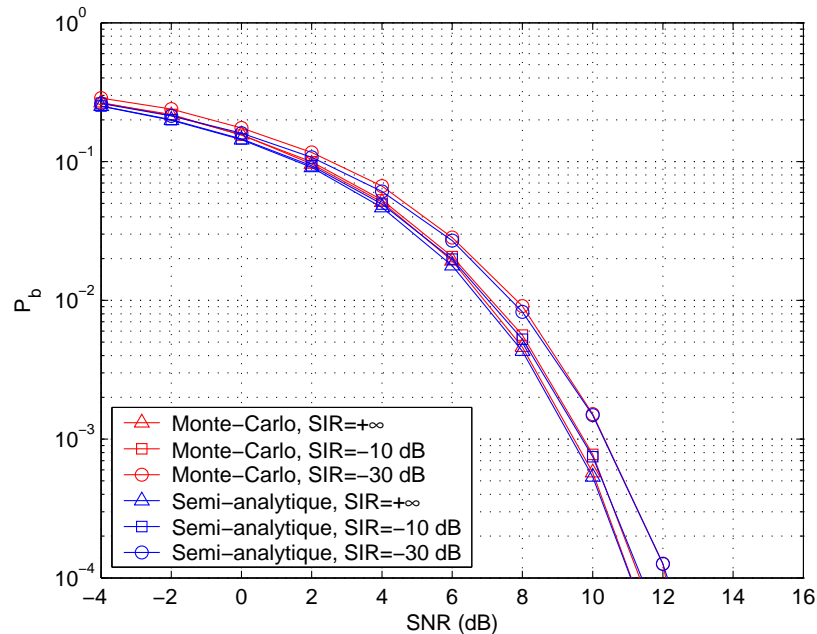


FIG. 6.15 – Comparaison des résultats des simulations Monte-Carlo avec canaux stochastiques et des simulations semi-analytiques avec canaux stochastiques. Récepteur RAKE-MMSE. Taux de transmission de 10.67 Mb/s.

Ces deux figures confirment la validité de la méthode semi-analytique pour la modélisation du récepteur RAKE-MMSE. En ce qui concerne l'interférence intersymbole et l'interférence à bande étroite on peut poser les mêmes conclusions qu'aux figures 6.13 et 6.14. Il est important de noter, cependant, que la légère différence entre les résultats de la méthode de Monte-Carlo et ceux de la méthode semi-analytique dans la figure 6.16 est aussi due à la différence dans les techniques de calcul des poids du récepteur RAKE-MMSE. Pour la méthode semi-analytique on utilise un récepteur idéal dont les poids minimisent l'erreur quadratique moyenne, tandis que pour la méthode de Monte-Carlo

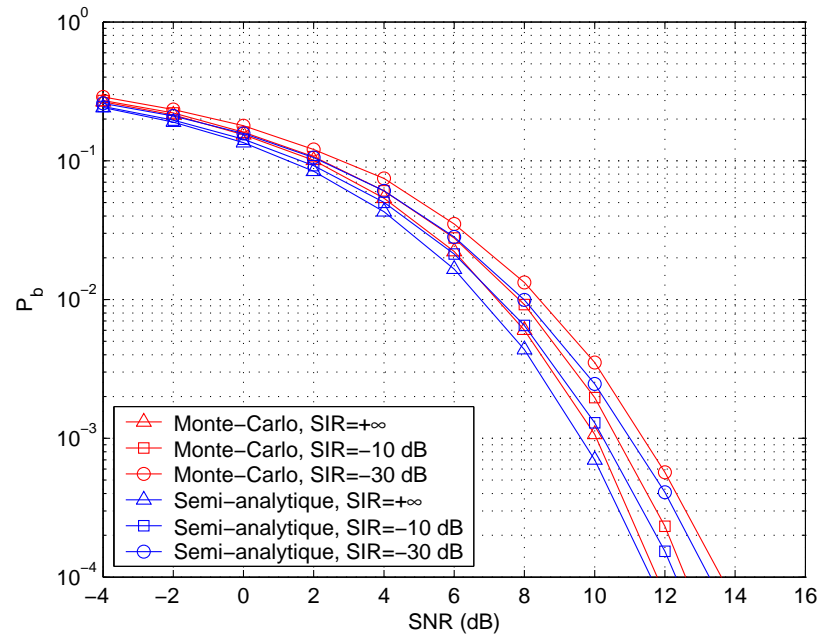


FIG. 6.16 – Comparaison des résultats des simulations Monte-Carlo avec canaux stochastiques et des simulations semi-analytiques avec canaux stochastiques. Récepteur RAKE-MMSE. Taux de transmission de 106.7 Mb/s.

on utilise un filtre adaptatif selon l'algorithme RLS. Donc, en plus d'ignorer la présence de corrélations dans la méthode semi-analytique, on utilise un récepteur idéal, ce qui augmente la différence entre les résultats, bien que cette différence demeure faible.

Chapitre 7

Conclusion

Les travaux présentés dans ce mémoire ont deux buts principaux. Le premier est d'évaluer l'impact de l'interférence intersymbole et de l'interférence à bande étroite sur les performances des récepteurs RAKE-MRC et RAKE-MMSE dans le contexte UWB avec transmission DS-CDMA. Le second est de développer et de valider une méthode semi-analytique d'analyse des performances.

Le premier but a été atteint grâce à des simulations de type Monte-Carlo utilisant un modèle de simulateur dont les éléments sont aussi réalistes que possible. Ces simulations nous permettent d'abord de constater que l'interférence intersymbole n'a qu'un faible impact sur le système au taux de transmission visés (100 Mb/s). Dans le cas du récepteur RAKE-MRC on observe une légère dégradation des performances due à l'interférence intersymbole, tandis qu'avec le récepteur RAKE-MMSE son impact est négligeable.

Une deuxième conclusion de ces simulations est que l'interférence à bande étroite peut être une source importante de corrélation entre les branches du récepteur RAKE. Avec la combinaison MRC, ces corrélations ont un effet catastrophique sur les performances du récepteur, qui ne peut rejeter des niveaux élevés d'interférence à bande étroite. Avec la combinaison MMSE, l'impact des corrélations est présent, mais beaucoup moins important que pour la combinaison MRC. On observe aussi que la corré-

lation entre les branches causée par l'interférence à bande étroite augmente lorsque le taux de transmission augmente.

Une troisième conclusion de ces simulations est que le récepteur RAKE-MMSE offre de meilleures performances que le récepteur RAKE-MRC. Dans le meilleur des cas, le récepteur RAKE-MRC offre des performances égales au récepteur RAKE-MMSE, mais dans certains cas, en présence d'interférence à bande étroite par exemple, le récepteur RAKE-MMSE continue à bien performer alors que le récepteur RAKE-MRC est incapable de rejeter l'interférant. Il est important de noter, toutefois, que le récepteur RAKE-MRC est moins complexe que le récepteur RAKE-MMSE et que ce dernier nécessite une phase d'entraînement qui représente environ 5% de l'information transmise (dans les simulations effectuées).

Le second objectif de ce mémoire, développer et valider une méthode semi-analytique d'analyse des performances, nécessite certaines modifications au système par rapport aux simulations précédentes. Tout d'abord, les canaux mesurés ont été remplacés par des canaux stochastiques afin de permettre une forme analytique plus développée dans des travaux futurs. Ensuite, l'interférence à bande étroite de type 802.11a a été remplacé par un processus aléatoire gaussien limité en fréquence afin de simplifier le traitement analytique. Les simulations présentées à la section 6.2 ont permis de valider ces modifications.

Les résultats de simulations obtenus avec la méthode semi-analytique ont permis de valider celle-ci. On observe que cette méthode reproduit de manière fiable l'impact de l'interférence à bande étroite. Par rapport à l'interférence intersymbole, on note un comportement très similaire entre les simulations de Monte-Carlo et les simulations semi-analytiques, mais il manque un élément de corrélation entre les branches du récepteur dans le cas semi-analytique. Dans le cas du récepteur RAKE-MMSE, cette différence est négligeable, car le récepteur combat très bien les corrélations, alors que dans le cas du récepteur RAKE-MRC on note une différence de performances non négligeable, mais tout de même très petite, due à cette corrélation.

Au niveau du temps de calcul, la méthode semi-analytique représente une augmentation considérable de la vitesse de calcul. Pour les simulations à un taux de transmission de 100 Mb/s, la méthode semi-analytique est au moins 100 fois plus rapide que la méthode de Monte-Carlo, alors que pour un taux de transmission de 10 Mb/s, la méthode semi-analytique est environs 1000 fois plus rapide que la méthode de Monte-Carlo.

Dans une perspective future, il serait intéressant d'évaluer les performances du système en présence d'autres usagers, puisqu'il s'agit d'un système à accès multiples. La méthode semi-analytique ouvre aussi certaines voies de recherche intéressantes. On pourrait, par exemple, augmenter l'aspect stochastique du modèle en utilisant la distribution de la fonction d'autocorrélation de la séquence d'étalement et celle de la réponse impulsionnelle du canal afin d'obtenir un modèle plus analytique. Il serait aussi intéressant d'utiliser une source d'interférence à bande étroite plus proche du modèle 802.11a. Finalement, le modèle serait plus complet si les corrélations dues à l'interférence intersymbole n'étaient pas négligées dans le modèle semi-analytique.

Références bibliographiques

- [1] “Part 15 - Radio Frequency Devices”, Federal Communications Commission, septembre 2005.
- [2] M.-G. Di Benedetto et G. Giancola, *Understanding Ultra Wide Band Radio Fundamentals*, Prentice Hall Professional Technical Reference, New Jersey, première édition, 2004.
- [3] P. Withington II et L. Fullerton, “An impulse radio communications system”, *Proceedings of the International Conference on Ultra-Wide Band, Short-Pulse Electromagnetics*, pp. 113–120, octobre 1992.
- [4] R. A. Scholtz, “Multiple Access with Time-Hopping Impulse Modulation”, *Proceedings of the IEEE Military Communications Conference, MILCOM '93*, pp. 447–450, octobre 1993.
- [5] J. McCorkle, “A tutorial on ultrawideband technology”, document IEEE 802.15-00/082r0, Mars 2000.
- [6] M. Z. Win et R. A. Scholtz, “Energy capture vs. correlator resources in ultra-wide bandwidth indoor wireless communications channels”, *Proceedings of the IEEE Military Communications Conference, MILCOM '97*, pp. 1277–1281, novembre 1997.
- [7] M. Z. Win et R. A. Scholtz, “Impulse Radio : How it Works”, *IEEE Communications Letters*, vol. 2, no. 2, pp. 36–38, février 1998.
- [8] “Ultrawideband : High-speed, short-range technology with far-reaching effects”, MBOA-SIG white paper, MultiBand OFDM Alliance, septembre 2004.
- [9] M. K. Simon, J. K. Omura, R. A. Scholtz et B. K. Levitt, *Spread Spectrum Communications*, Computer Science Press, Maryland, première édition, 1985.

- [10] J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, New York, quatrième édition, 2001.
- [11] S. Verdú, *Multiuser Detection*, Cambridge University Press, Cambridge, première édition, 1998.
- [12] B. Sklar, *Digital Communications, Fundamentals and Applications*, Prentice Hall Professional Technical Reference, New Jersey, première édition, 1988.
- [13] R. L. Peterson, R. E. Ziemer et D. E. Borth, *Introduction to Spread-Spectrum Communications*, Prentice Hall, New Jersey, première édition, 1995.
- [14] I. Bergel, E. Fishler et H. Messer, “Narrowband interference suppression in time-hopping impulse-radio systems”, *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, pp. 303–307, mai 2002.
- [15] I. Bergel, E. Fishler et H. Messer, “Narrowband Interference Mitigation in Impulse Radio”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 8, pp. 1278–1282, août 2005.
- [16] L. Rusch, C. Prettie, D. Cheung et Q. Li, “Characterization of UWB Propagation from 2 to 8 GHz in a Residential Environment”, *Soumis à IEEE Transactions on Vehicular Technology*, révisé décembre 2004.
- [17] A. F. Molisch, J. R. Foerster et M. Pendergrass, “Channel Models for Ultrawideband Personal Area Networks”, *IEEE Wireless Communications*, pp. 14–21, décembre 2003.
- [18] A. A. M. Saleh et R. A. Valenzuela, “A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, no. 2, pp. 128–137, février 1987.
- [19] T. S. Rappaport, *Wireless Communications : Principles and Practice*, Prentice Hall Professional Technical Reference, New Jersey, deuxième édition, 2002.
- [20] R. Van Nee, “A New OFDM Standard for High Rate Wireless LAN in the 5 GHz Band”, *Vehicular Technology Conference*, pp. 258–262, septembre 1999.
- [21] S. R. Saunders, *Antennas and Propagation for Wireless Communications Systems*, Wiley, New York, première édition, 1999.
- [22] A. J. Viterbi, *CDMA : Principles of Spread Spectrum Communication*, Addison-Wesley, Massachusetts, première édition, 1995.

- [23] G. L. Turin, “Introduction to Spread-Spectrum Antimultipath Techniques and Their Application to Urban Digital Radio”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 68, no. 3, pp. 328–353, mars 1980.
- [24] Q. Li et L. A. Rusch, “Multiuser Detection for DS-CDMA UWB in the Home Environment”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 9, pp. 1701–1711, décembre 2002.
- [25] Q. Li et L.A. Rusch, “Hybrid RAKE / Multiuser Receivers for UWB”, *Proceedings of IEEE Radio and Wireless Conference*, pp. 203–206, août 2003.
- [26] K. Cheun, “Performance of Direct-Sequence Spread-Spectrum”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, no. 9, pp. 1130–1143, septembre 1997.
- [27] A. Papoulis et S. U. Pillai, *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*, McGraw-Hill, New York, quatrième édition, 2002.
- [28] M. Thériault, L. A. Rusch et P. Fortier, “Effect of RAKE Correlations on the Performance of Hybrid RAKE”, *Proceedings of the 22nd Biennial Symposium on Communications*, pages 322–324, mai 2004.

Annexe A

Programmes informatiques des simulateurs

Les programmes informatiques des trois simulateurs utilisés au chapitre 6 sont inclus dans le CD-ROM associé à ce mémoire.