



N° d'ordre



THESE DE DOCTORAT

Présentée devant L'université Djillali Liabes de Sidi- Bel-Abbes
Faculté de génie électrique
Département de télécommunications

Pour l'obtention du Diplôme de Doctorat LMD
Spécialité: Télécommunications

par

Mme. Asma Ouardas

Formation doctorale : Télécommunications

Laboratoire : télécommunications et de traitement numérique du signal

Titre de la thèse :

Contribution à l'étude des systèmes Ultra Large Bande TH-UWB coopératifs

Soutenu le : 02/07/2018

Devant le jury composé de :

Président :	BOUZIANI Merahi	Pr	UDL-SBA
Examineurs :	DJEBBARI Ali	Pr	UDL-SBA
	BENAISSA Mohamed	MCA	CU-Aïn Témouchent
	MESKINE Fatiha	MCA	UDL-SBA
Directeur de thèse :	ELAHMAR Sidahmed	Pr	UDL-SBA

Année Universitaire: 2017-2018

Remerciements

Tout d'abord, je remercie Dieu, le tout puissant de m'avoir donné la santé et la volonté d'entamer et de terminer ce mémoire.

Ce travail ne serait pas aussi riche et n'aurait pas pu voir le jour sans l'aide et l'encadrement de mon directeur de thèse, Pr. ELAHMAR SidAhmed. Je le remercie pour la qualité de son encadrement exceptionnel, pour sa patience, sa rigueur et sa disponibilité durant ma préparation de ce mémoire.

Je suis consciente de l'honneur que m'ont fait Pr. BOUZIANI Merahi en étant président du jury et les professeurs DJEBBARI Ali, BENAÏSSA Mohamed et MESKINE Fatiha, d'avoir accepté d'examiner mon manuscrit de thèse et de m'avoir fait part de leurs remarques et leurs corrections.

Un grand merci à tous mes maîtres au sein de notre laboratoire de télécommunications et de traitement numérique du signal (LTTNS) et du département de télécommunication de l'université Djilali Liabès et à tous mes amis, en particulier Mme DASSI Leila, notre aimable ingénieur de laboratoire qui m'a soutenu toutes ces longues années.

J'exprime toute ma gratitude envers toutes les personnes qui m'ont aidés et soutenue de près ou de loin au cours de mes études et dans l'élaboration de ce mémoire

Je ne peux pas clore cette liste sans remercier mes parents, mon mari, mes frères et mes meilleurs amis Ishak, Chahinez et Zoulikha.

Merci à toutes et à tous.

Je dédie ce travail

A mes très chers parents. Autant de phrases aussi expressives soient-elles ne sauraient montrer le degré d'amour, d'affection et de reconnaissance que j'éprouve pour vous. Puisse Dieu vous préserver du mal, vous procurer bonne santé et longue vie.

A celui que j'aime beaucoup, qui m'a soutenu tout au long de ce travail et qui a été toujours à mes côtés, par sa présence, par son amour dévoué, pour donner du goût et du sens à ma vie: mon mari MOURAD.

A mes frères BRAHIM, SMAIL et ma jolie petite sœur INES, sans oublié ma grand-mère ZINEB. Ce travail est un témoignage de mon attachement et de mon amour.

A la mémoire de mes grands-parents paternels, Qui ont été toujours dans mon esprit et dans mon cœur, je vous dédie aujourd'hui ma réussite. Que Dieu, le miséricordieux, vous accueille dans son éternel paradis.

A mes beaux-parents, mon beau grand-père, mes beaux-frères et sœurs Mounir, Sofiane, Sihem, Sara et Sabrina. Puisse ce travail témoigner de ma profonde affection et de ma sincère estime.

A toute ma famille, à tous mes amis et à tous les doctorants du laboratoire TTNS.

Résumé

Le travail de cette thèse, s'inscrit dans le cadre des réseaux de relais coopératifs dans les communications ultra large bande (UWB). Cette combinaison nommée communication UWB Coopérative (C-UWB) peut booster les performances des systèmes UWB et aider à augmenter la couverture du réseau sans nécessiter une transmission accrue. Cependant, la plupart des modèles des canaux UWB présentent une très longue réponse impulsionnelle ce qui rend le récepteur Rake plus complexe et irréalisable. Par conséquent, nous proposons une nouvelle structure basée sur l'introduction d'un égaliseur de raccourcissement du canal (CSE) au réseau UWB coopératif, avant le récepteur Rake au niveau du relai et à la destination. Cette méthode a pour but d'immuniser le système UWB coopératif contre les interférences entre symbole (ISI) et de réduire la complexité du récepteur Rake. Le travail effectué dans cette thèse porte sur:

- L'introduction de l'état de l'art sur la communication UWB et conception des impulsions luttant contre les interférences à bande étroite (NBI).
- L'étude de la communication coopérative en présentant son intérêt et ses protocoles de relayages conventionnels, ainsi que la stratégie de sélection d'antenne/ relai.
- L'évaluation des performances des systèmes Time-Hopping UWB coopératifs à relais multiples utilisant le protocole de relayage « Decode and Forward », dans différents environnements de canaux UWB IEEE 802.15.4a et en présence des interférences d'accès multiples (MAI).
- La proposition et l'évaluation des performances d'une nouvelle structure basée sur la combinaison du CSE avec le système UWB coopératif à relai équipé de multiple antennes et utilise la stratégie de sélection de la meilleure antenne (AS).

Les résultats de simulation en termes de BER confirment l'efficacité de la méthode proposée non seulement pour combattre les erreurs du canal telle que l'ISI mais aussi pour réduire la complexité du récepteur et rendre le système plus robuste. Ainsi, la stratégie de sélection d'antenne peut atteindre la diversité complète (FD) avec une complexité du système réduite.

Abstract

The work of this thesis is part of the cooperative networks in ultra wide band (UWB) communications. This combination called UWB Cooperative Communication (C-UWB) can boost the performance of UWB systems and help in increasing the network coverage without necessitating increased transmission. However, most models of UWB channels have a very long impulse response which makes the Rake receiver more complex and unrealizable. Therefore, we propose a new structure based on the introduction of a channel shortening equalizer (CSE) to the cooperative UWB network, before the Rake receiver at the relay node and at the destination. This method aims to immunize the cooperative UWB system against inter-symbols interference (ISI) and to reduce the complexity of the Rake receiver. The work done in this thesis focuses on:

- The presentation of UWB communication and design of some pulses for narrow-band interference avoidance (NBI).
- The study of the cooperative communication by presenting its interest and its conventional relaying protocols, as well as the strategy of selection of antenna / relay.
- The evaluation of the performance of multi-relay Cooperative Time Hopping UWB systems using the Decode and Forward relay protocol, in different UWB IEEE 802.15.4a channel environments and in the presence of multiple access interferences (MAI).
- The proposal and performance evaluation of a new structure based on the combination of the CSE with the cooperative UWB system, using relay equipped with multiple antennas and the best antenna selection strategy is performed (AS).

The simulation results in terms of BER confirm the effectiveness of the proposed method not only to combat channel errors such as ISI but also to reduce the complexity of the receiver and make the system more robust. Thus, the antenna selection strategy can achieve full diversity (FD) with reduced system complexity.

ملخص

إن عمل هذه الأطروحة يندرج ضمن شبكات الربط التعاوني في أنظمة الإتصالات ذات النطاق الواسع UWB يمكن لهذه التركيبة أن تعزز أداء أنظمة UWB و تساعد على زيادة تغطية الشبكة دون الحاجة إلى زيادة الإرسال. لكن معظم نماذج قنوات UWB لديها استجابة نبضة طويلة جداً تجعل مستقبل Rake أكثر تعقيداً وغير قابل للتطبيق. لهذا نقترح تصميم جديد مبني على إدماج طريقة تقصير القناة CSE في شبكة UWB التعاونية و ذلك بتركيبه قبل مستقبل Rake. تهدف هذه الطريقة إلى تحصيل نظام UWB التعاوني ضد التداخل بين الرموز ISI و الحد من تعقيد جهاز Rake. يركز العمل المنجز في هذه الرسالة على :

- دراسة تكنولوجيا نظام UWB و تصميم بعض النبضات المقاومة لتداخل الأنظمة ذات النطاق الضيق NBI.
- دراسة الاتصالات التعاونية من خلال إظهار أهميتها و طرق الربط الخاصة بها , بالإضافة إلى التطرق إلى بعض إستراتيجيات إختيار الرابط المناسب.
- تقييم و مقارنة أداء أنظمة TH-UWB التعاونية متعددة الروابط التي تستخدم تقنية الترميز Decode and Forward مع أنظمة TH-UWB بدون روابط تعاونية, ضمن قنوات UWB IEEE 802.15.4a مع وجود تداخل التواصل المتعدد MAI.
- إقتراح و تقييم أداء الهيكل الجديد المبني على إدماج RAKE مع نظام UWB التعاوني مجهز بهوائيات (Antennas) متعددة مع إستخدام إستراتيجية إختيار أفضل رابط هوائ.
- تؤكد نتائج التجربة من حيث معدل الخطأ BER على فعالية الطريقة المقترحة ليس فقط في مواجهة أخطاء القنوات مثل ISI بل و أيضا للحد من تعقيد جهاز الإستقبال و جعل النظام أكثر فعالية, كذلك يمكن للإستراتيجيات إختيار أفضل رابط هوائ لتحقيق التنوع الكامل (Full diversity) مع التقليل من تعقيد النظام.

Table des matières

Résumé.....	i
Abstract.....	ii
ملخص.....	iii
Table des matières.....	iv
Liste des figures	vii
Liste des tableaux.....	x
Liste des acronymes et abréviations.....	xi
Introduction générale.....	1

Chapitre 1 : Les communications Ultra Large Bande

1.1. Introduction.....	5
1.2. Définition.....	6
1.3. Motivation de la communication UWB.....	7
1.4. Applications UWB.....	8
1.4.1. Les systèmes de communication.....	9
1.4.2. Les systèmes d'imagerie.....	10
1.4.3. Les Systèmes radar embarqués.....	11
1.5. Régulation du spectre radio UWB.....	12
1.6. Comparaison entre un système UWB / Système à bande étroite.....	13
1.7. Conception des impulsions UWB luttant contre le NBI.....	15
1.7.1. L'impulsion basée sur la fonction PSWF utilisant l'algorithme EVD.....	16
1.7.2. L'impulsion basée sur l'approximation de Chebyshev utilisant l'algorithme de Parks-McClellan (PM).....	21 28
1.8. Impulsions UWB conventionnelles.....	29
1.8.1. L'impulsion gaussienne	29
1.8.2. Le monocycle gaussien.....	29
1.8.3. Le doublet gaussien.....	30
1.9. Modulations en UWB.....	33
1.10. Techniques d'accès multiple en UWB.....	33

1.10.1. Accès multiple par saut temporel (Time Hopping: TH).....	34
1.10.2. Accès multiple par séquence directe (Direct Sequence : DS)	34
1.11. Conclusion.....	

Chapitre 2 : Les communications coopératives

2.1. Introduction.....	35
2.2. La diversité.....	36
2.2.1. La diversité temporelle.....	36
2.2.2. La diversité fréquentielle.....	37
2.2.3. Diversité spatiale.....	37
2.3. Système MIMO (Multiple-Input Multiple-Output).....	38
2.3.1. Limitations des transmissions MIMO.....	40
2.4. La communication coopérative (MIMO Virtuel).....	41
2.5. Application de Communications Coopératives.....	43
2.5.1. Réseau Ad-hoc sans fil.....	43
2.5.2. Réseaux de capteurs sans fil (WSN).....	44
2.5.3. Les techniques de relayage dans la communication coopérative.....	44
2.6.1. Amplify-and-Forward (AF).....	45
2.6.2. Decode-and-Forward (DF).....	46
2.6. Sélection d'antenne / relai.....	47
2.7. Conclusion.....	48

Chapitre 3 : La diversité coopérative dans les communications UWB

3.1. Introduction.....	49
3.2. Le système UWB coopératif.....	50
3.3. Description du système de transmission TH-PPM UWB coopératif.....	51
3.3.1. Modèle de l'émetteur.....	52
3.3.2. Le canal IEEE 802.15.4a.....	53
3.3.3. La structure du récepteur.....	57
3.3.3.1. Le récepteur RAKE.....	58
3.3.3.2. Combinaison à ratio maximal (RAKE-MRC).....	59
3.3.3.3. Le signal à la sortie du récepteur.....	60
3.4. Résultats de simulation.....	63

3.5. L'effet du positionnement des relais sur les performances du système.....	69
3.6. Conclusion.....	70
Chapitre 4 : Raccourcissement de canal (CSE) dans les systèmes UWB coopératifs	
4.1. Introduction.....	72
4.2. Raccourcissement du Canal.....	73
4.2.1. Définition.....	73
4.2.2. Méthodes conventionnelles pour la conception d'un CSE.....	74
4.3. Modèle du système coopératif en présence d'un CSE.....	75
4.3.1. Modèle du signal UWB.....	77
4.3.2. Modèle du canal UWB.....	77
4.3.3. Critère de sélection d'antenne.....	78
4.3.4. Raccourcissement du canal basé sur la méthode MSSNR.....	78
4.3.5. Structure du récepteur.....	81
4.3.5.1. Récepteur RAKE.....	82
4.4. Résultats de simulation.....	83
4.5. Conclusion.....	89
Conclusion générale et perspective.....	90
Annexe.....	93
Bibliographie.....	106

Liste des figures

Figure 1.1.	Comparaison entre les spectres fréquentiels d'un système UWB et un système à bande étroite.....	6
Figure 1.2.	les principaux standards WLAN \ WPAN débit et portée maximale.....	10
Figure 1.3.	Exemple d'utilisation de radar UWB destiné à la détection de collision..	11
Figure 1.4.	Systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF	12
Figure 1.5.	Masques d'émission indoor et outdoor des signaux UWB définis par la FCC.....	13
Figure 1.6.	comparaison de l'impulsion et la densité spectrale entre (a) un signal UWB et (b) un signal à bande étroite	14
Figure 1.7.	Architecture d'un émetteur et d'un récepteur UWB-IR en présence des méthodes préventives et correctives pour lutter contre le NBI.....	15
Figure 1.8.	La DSP de l'impulsion gaussienne et ses dérivées.....	16
Figure 1.9.	Le Spectre désiré.....	17
Figure 1.10.	Schéma de l'algorithme de conception d'impulsion.....	17
Figure 1.11.	Impulsion en UWB générée en utilisant la fonction PSWF et l'algorithme EVD (a) La forme d'impulsion. (b) la DSP de l'impulsion.	19
Figure 1.12.	Le spectre désiré avec une fenêtre d'interférence à bande étroite.....	19
Figure 1.13.	Impulsion en UWB générée pour éviter une seule NBI : (a) La forme d'impulsion basée sur la foction PSWF en utilisant l'algorithme EVD. (b) la DSP de l'impulsion.....	20
Figure 1.14.	Impulsion en UWB générée pour éviter double NBI : (a) La forme d'impulsion PSWF en utilisant l'algorithme EVD. (b) la DSP de l'impulsion	21
Figure 1.15.	Le spectre désiré et son spectre normalisé.....	22
Figure 1.16.	DSP de l'impulsion UWB basée sur l'approximation de Chybyshev en ajustant les paramètres N et W.....	23
Figure 1.17.	Impulsion UWB basée sur l'approximation de Chybyshev pour éviter une seule NBI : (a) L'impulsion, (b) DSP de l'impulsion.....	24
Figure 1.18.	Impulsion UWB basée sur l'approximation de Chybyshev pour éviter les multiple NBI : (a) L'impulsion, (b) DSP de l'impulsion.	25

Figure 1.19.	Comparaison des performances des impulsions en terme de probabilité d'erreur binaire en changeant les paramètres N et W.....	26
Figure 1.20.	Comparaison des performances des impulsions en terme de probabilité d'erreur binaire pour la lutte contre une seule NBI.....	27
Figure 1.21.	Comparaison des performances des impulsions en terme de probabilité d'erreur binaire pour la lutte contre les multiple NBI.....	27
Figure 1.22.	L'impulsion gaussienne (—) et ses dérivées (première (—) et deuxième (—)) : (a). représentation temporelle; (b). représentation spectrale.....	28
Figure 1.23.	Modulation par amplitude d'impulsion (PAM).....	31
Figure 1.24.	Modulation par position d'impulsion (PPM).....	31
Figure 1.25.	Modulation Tout ou Rien (OOK).....	32
Figure 1.26.	Modulation de phase (BPSK).....	32
Figure 1.27.	Représentation d'un signal TH-UWB.....	33
Figure 1.28.	Représentation d'un signal DS-UWB.....	34
Figure 2.1.	La technique de répétition	36
Figure 2.2.	Communications multi-porteuse.....	37
Figure 2.3.	La transmission SIMO.....	38
Figure 2.4.	Le concept du système MIMO.....	39
Figure 2.5.	Modèles de la communication coopérative : (a) Relais classique, (b) Multi- relais, (c) Relais multi-accès.....	42
Figure 2.6.	Réseau ad-hoc sans fil.....	43
Figure 2.7.	Réseaux de capteurs sans fil.....	44
Figure 2.8.	Technique de relayage Amplify-and-Forward (AF).....	45
Figure 2.9.	Technique de relayage Decode-and-Forward (DF).....	46
Figure 3.1.	Le modèle général du système coopératif.....	51
Figure 3.2.	Chaine de transmission du système de communication TH-UWB multi-utilisateurs.....	52

Figure 3.3.	Profil puissance-retard du modèle du canal UWB IEEE 802.15.4a selon le formalisme de Saleh-Valenzuela (SV).....	54
Figure 3.4.	Exemples de réalisations des modèles CM1 à CM4.....	56
Figure 3.5.	Récepteur RAKE.....	60
Figure 3.6.	Performances du système TH-PPM UWB coopératif avec 1 et 2 relais utilisant P-Rake et S-Rake sous le canal CM1. (a) Sans MAI. (b) En présence de MAI.....	65
Figure 3.7.	Performances du système TH-PPM UWB coopératif (avec 1 et 2 relais) sous le canal CM2. (a) Sans MAI. (b) En présence de MAI.....	66
Figure 3.8.	Performances du système TH-PPM UWB coopératif (avec 1 et 2 relais) sous le canal CM3. (a) Sans MAI. (b) En présence de MAI.....	67
Figure 3.9.	Performances du système TH-PPM UWB coopératif (avec 1 et 2 relais) sous le canal CM4. (a) Sans MAI. (b) En présence de MAI.....	68
Figure 3.10.	Performances BER avec relais à différentes positions.....	70
Figure 4.1.	Schéma de principe d'une chaîne de transmission en bande de base avec le CSE.....	74
Figure 4.2.	Le scénario de relayage.....	76
Figure 4.3.	La partie de fenêtre désirée « win » et la partie « wall » du canal effectif.....	79
Figure 4.4.	Performances du système TH-PPM UWB au niveau du relai utilisant la sélection d'antenne, le CSE et le canal CM1.....	85
Figure 4.5.	Performances du système TH-PPM UWB au niveau du relai utilisant la sélection d'antenne, le CSE et le canal CM4.....	85
Figure 4.6.	Performances du système TH-PPM UWB coopératif, avec un relai équipé de 1 et 2 antennes en présence du CSE et du canal CM1.....	86
Figure 4.7.	Performances du système TH-PPM UWB coopératif, avec un relai de 1 et 2 antennes en présence du CSE et du canal CM4.....	87
Figure 4.8.	Performances du système coopératif TH-PPM-UWB avec transmissions AS et FD en présence du CSE pour le canal CM1.....	88
Figure 4.9.	Performances du système coopératif TH-PPM-UWB avec transmissions AS et FD en présence du CSE pour le canal CM4.....	88

Figure B.1. Principe de la méthode MMSE..... 96

Liste des tableaux

Tableau 3.1. Canaux IEEE802.15.4a..... 55
Tableau 3.2. Les pertes de propagation (pathloss) pour chaque modèle de canal..... 63

Liste des acronymes et abréviations

AF	Amplify and Forward
ARQ	Automatic Repeat Request
AS	Antenna Selection
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BEP	Bit Error Probability
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CF	Compress-and Forward
CPU	Central Processing Unit
CSE	Chanel Shortening Equalizer
CSI	Channel State Information
DF	Decode-and-Forward
DMT	Discrete MultiTone
DS	Direct Sequence
ED	Energy Detector
EIRP	Equivalent Isotropically Radiated Power
EGC	Equal Gain Combining
EVD	Eigen Value Decomposition
FCC	Federal Communications Commission
FD	Full Diversity
FEC	Forward Error Correction Code
FIR	Finite Impulse Response
GPR	Ground Penetrating Radar
GPS	Global Positioning System

IFI	Inter-Frames Interferenece
IEEE	Institute of Electrical and Electronics
IR-UWB	Impulsionnel Radio Ultra Wide Band
ISI	Inter-Symbol Interference
ISM	Industrial, Science, and Medicine
LOS	Line Of Sight
MAI	Multiple Access Interference
MBR	Maximum Bit Rate
MCM	Multi Carrier Modulation
MDS	Minimum Delay Spread
MGSNR	Maximum Geometric Signal to noise ratio
MIMO	Multiple Inputs Multiple Outputs
Min ISI	Minimum InterSymbol Interference
MMSE	Minimum Mean Squared Error
MMSEC	Minimum Mean Square Error Combining
MPCs	Multipath components
MRC	Maximum Ratio Combining
MSSNR	Maximum Shortening Signal to noise ratio
NB	Narrow Band
NBI	Narrow Band Interference
NLOS	No Line of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OOK	On Off Keying
ORSL	Optimal Relay Source Link
ORDL	Optimal Relay Destination Link

P-Rake	Partial-Rake
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PPM	Pulse Position Modulation
PSD	Power Spectrel Density
PSWF	Prolate Spheroidal Wave Function
QoS	Quality of Service
RF	Radio Frequency
S-Rake	Selective-Rake
SHF	Super High Frequency
SIMO	Single Input Multiple Outputs
SIR	Shortening Impulse Response
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal-to-Noise Ratio
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum
TEQ	Time Domain Equalizer
TH	Time Hopping
TH-PPM	Time hopping-Pulse Position Modulation
TIR	Target Impulse Response
TR	Transmitted-Reference
UHF	Ultra High Frequency
UNII	Unlicensed National Information Infrastructure
UWB	Ultra Wideband
WBAN	Wireless Body Area Network
Wi-Fi	Wireless fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access

WLAN	Wireless local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network
WSN	Wireless Sensor Networks

Introduction générale

Les systèmes de communication devraient idéalement être conçus pour répondre à la demande de nouvelles recherches en termes de débit de données élevé, de faible coût, de faible puissance et de liaisons à haute vitesse. C'est pourquoi l'Ultra Large Bande (UWB – Ultra Wide Band) a attiré l'attention en tant qu'une technologie de couche physique idéale pour les réseaux personnels sans fil à haute et basse fréquence. Comme son nom l'indique, la transmission du système UWB couvre une bande passante énorme, normalement plusieurs gigahertz. Cette caractéristique offre des avantages importants tels que, une bonne capacité de pénétration des matériaux pour un positionnement et une localisation précis, une diversité riche en trajets multiples et une grande robustesse aux évanouissements multi-trajets, des débits de données élevés et une augmentation de la capacité des utilisateurs.

Cependant, pour permettre la coexistence pacifique de l'UWB avec d'autres technologies radio à bande étroite (Narrow bande : NB) et afin de réduire les interférences entre ces deux derniers, l'autorité de régulation américaine (Federal Communications Commission: FCC) présente un masque spectral UWB pour restreindre la densité spectrale de puissance d'émission (PSD) des impulsions UWB (c.-à-d. de $-41,3 \text{ dBm / MHz}$) [1]. Compte tenu de cette limitation stricte qui impose des restrictions importantes sur la performance et la couverture du système, les techniques de diversité coopérative sont introduites dans le système UWB [2-3]. Cette combinaison nommée Coopérative UWB (C-UWB) peut améliorer les performances des systèmes UWB et aider à augmenter la couverture du réseau sans nécessiter une transmission accrue.

En outre, il est bien connu que l'effet de l'évanouissement par trajets multiples peut être efficacement atténué par l'utilisation de différents types de diversité. La technique de diversité spatiale est particulièrement intéressante car elle fournit un gain de diversité sans avoir besoin de bande passante ou de temps de transmission supplémentaire. Cependant, l'utilisation de plusieurs antennes dans un appareil mobile ou dans les nœuds d'un réseau de capteurs sans fil ou tout autre petit dispositif portatif, est impraticable. Cela est dû à la limitation de la taille de ces dispositifs qui empêche d'obtenir une séparation d'antenne adéquate. La communication coopérative a le potentiel de surmonter cette limitation en transmettant les données à travers des nœuds relais. Ces derniers partagent leurs antennes distribuées appartenant à plusieurs terminaux pour créer un système MIMO (Multiple inputs multiple outputs) virtuel, aidant ainsi

le nœud source à transmettre des informations au nœud destinataire. Par conséquent, la communication coopérative conduit à plusieurs avantages tels que, un gain de diversité, un gain de capacité, une bonne qualité de service (QoS) et une transmission fiable [4-5].

Divers systèmes de relais coopératifs pour les systèmes UWB ont été proposés; les systèmes de décodage et transmission DF (Decode and Forward) et d'amplification et transmission AF (Amplify and Forward) sont les deux systèmes de relais coopératifs les plus utilisés et étudiés. Ils constituent une bonne solution pour augmenter les performances du système [6-16].

D'une autre part, exploiter la riche diversité du canal UWB et profiter de sa haute résolution de retard s'avère en effet une tâche très difficile. Le récepteur Rake cohérent peut résoudre le problème en rassemblant une énergie suffisante du signal dispersée sur les trajets multiples denses. Cependant, la principale considération dans la conception du récepteur UWB Rake est le nombre de trajets à combiner, puisque la complexité augmente avec le nombre de ses corrélateurs (appelés aussi doigts) [17]. Par conséquent, la fenêtre opérationnelle du Rake peut être assez longue pour provoquer des interférences entre symboles (Inter-Symbol Interferences ISI). Ces problèmes sont plus critiques dans un scénario de relais avec un grand nombre d'antennes.

La solution proposée dans cette thèse consiste à introduire un égaliseur de raccourcissement de canal (ou Channel shortening equalizer (CSE)) en tant qu'un bloc de traitement avant la réception de Rake au niveau du relai et à la destination [18]. Le CSE est un filtre à réponse impulsionnelle finie utilisé avant le récepteur Rake, qui force la réponse impulsionnelle de canal effectif, c'est-à-dire le couple (canal (CIR)-CSE) doit être confinée et concentrée dans un nombre désiré de trajets multiples qui sont disponibles dans une fenêtre temporelle souhaitée. En outre, le CSE est essentiel pour traiter le signal inutile (ISI) et permettre simultanément la mise en œuvre du récepteur Rake avec moins de doigts, tout en capturant une grande partie de l'énergie du canal [19].

Par ailleurs, la limitation de la mise en œuvre des antennes multiples est le coût et la complexité des canaux radio fréquence (RF) associées. Les schémas de sélection d'antenne AS (Antenna Selection) sont proposés pour fournir un bon gain de diversité, car ils sélectionnent les meilleures branches d'antenne pour la transmission. Ces approches allègent la complexité matérielle des systèmes en utilisant moins de canaux RF que le nombre réel des antennes, ce qui conduit à une réduction des coûts et de complexité et sans dégradation significative des performances par rapport à la diversité complète FD (Full diversity) [20-22].

Dans cette thèse, nous proposons une nouvelle conception du système basée sur la combinaison du CSE au réseau coopératif dans le contexte des systèmes UWB [18]. Cette technique est capable à la fois de diminuer la complexité du récepteur car elle réduit le nombre de doigts dans le corrélateur Rake en réduisant significativement le nombre de trajets du canal effectif, et elle conduit à l'atténuation des ISI qui déforment le signal transmis et provoquent des erreurs de détection au niveau du récepteur. De plus, un critère de sélection d'antenne est utilisé pour exploiter la diversité et alléger la complexité du matériel du système. Cette thèse est organisée comme suit :

Le premier chapitre introduit l'état de l'art de l'UWB conformément aux recommandations de la FCC. La conception du système de communication UWB, y compris une motivation démontrant son intérêt et ses caractéristiques, sa transmission et ses applications sont présentés. Nous discutons aussi, dans ce chapitre, la coexistence des systèmes UWB avec les systèmes sans fil à bande étroite. Par conséquent, deux méthodes de conception d'impulsions UWB luttant contre les interférences à bande étroite (Narrow band interférence : NBI) sont étudiées :

- La première conception d'impulsion est basée sur la fonction de PSWF (Prolate Sphéroïdal Wave Function) utilisant l'algorithme de décomposition de valeurs propres (Eigen Value Décomposition : EVD) [23-25].
- La deuxième est basée sur l'approximation de Chebychev utilisant l'algorithme de conception du filtre Parks-McClellan (PM) [25-27].

Ainsi, une comparaison des performances en termes de taux d'erreur binaire BER (bit error rate) est effectuée [25].

Le deuxième chapitre est destiné à l'étude des communications coopératives. Nous y introduisons les différentes notions sur les techniques de diversité ainsi qu'un aperçu de la technologie MIMO est présenté. Ensuite, nous décrivons principalement, le concept de coopération avec les protocoles de relayage conventionnels et quelques applications de la communication coopérative. Un accent particulier est mis sur la technique de sélection d'antenne/relai avec quelques critères utilisés dans la littérature.

Le troisième chapitre est consacré à l'évaluation des performances du système coopératif TH-PPM UWB (Time Hopping- Pulse Position Modulation UWB). Nous décrivons le modèle de la communication coopérative ainsi que le scénario du déroulement de la coopération. Les éléments clés du système incluant le modèle de l'émetteur, le canal UWB IEEE802.15.4a qui s'appuie sur le modèle statistique de Saleh-Valuenzela (S-V) [28], et le

récepteur RAKE sont présentés. La chaîne émetteur-récepteur UWB est développée en tenant compte de la transmission multi-utilisateurs pour évaluer la performance de la diversité coopérative. Les simulations sont réalisées dans différents environnements de canaux UWB IEEE 802.15.4a (CM1-CM4) prenant en compte l'effet des interférences entre utilisateurs (Multiple Access Interference : MAI).

Le quatrième, et le dernier, chapitre est dédié à l'étude et l'évaluation des performances du système proposé basé sur la combinaison du CSE au réseau coopératif dans le contexte des systèmes UWB [18]. Le concept du raccourcissement de canal basé sur l'algorithme de maximisation du rapport signal à bruit raccourci MSSNR (maximum shortening signal-to-noise ratio) est développé ainsi que le modèle du système coopératif proposé avec le critère de sélection d'antenne sont élaborés. Enfin, les résultats de simulations en termes de BER sont évalués et discutés.

Nous concluons cette thèse en présentant quelques perspectives de recherches que nous jugeons utile à entreprendre.

CHAPITRE 1

Les communications Ultra Large Bande (UWB)

1.1. Introduction

Ultra-Large Bande est une technologie radio récente avec des caractéristiques uniques permettant des avancements majeurs dans les communications sans fil. Pour sa réglementation, la FCC aux États-Unis, a déposé un premier rapport en 2002 allouant une Ultra large bande de fréquences à cette technologie émergente (3.1-10.6 GHz). De ce fait, ils sont forcés de coexister avec les systèmes radios à bande étroite existants et prévus tels que GSM, GPS, Wi-Fi et WiMAX. Cependant, afin de réduire les interférences entre les systèmes UWB et les systèmes NB existants, la FCC présente un masque spectral UWB pour restreindre le spectre de puissance des systèmes UWB. Par ailleurs, le spectre d'un signal transmis est influencé par la forme de modulation, les schémas d'accès multiple, et plus particulièrement par la forme spectrale de l'impulsion UWB. Le choix de cette dernière est donc une décision de conception clé dans les systèmes UWB. Plusieurs méthodes de conception d'impulsions de signaux UWB ont été proposées pour les faire correspondre au masque spectral FCC.

Dans ce chapitre, une brève description du système de communication par impulsions UWB est discutée. La conception du système de communication UWB, y compris une motivation démontrant son intérêt et ses caractéristiques, sa transmission et ses applications, est présentée. La comparaison avec d'autres normes et réglementations sans fil existantes est brièvement décrite dans ce chapitre, ainsi que deux méthodes de conception d'impulsions sont discutées et comparées en tant que méthodes de lutte contre les interférences à bande étroite (NBI).

1.2. Définition

L'appellation UWB a, pendant longtemps, désignée des formes d'ondes sans porteuse, c'est-à-dire des signaux impulsionnels dont la durée est de l'ordre de la nanoseconde [1], [29,30]. L'UWB est une technologie sans fil permettant de transmettre des données numériques sur un large spectre de fréquences avec une très faible densité de puissance et à des débits très élevés [9]. En définissant La largeur de bande passante (fractional bandwidth) par [31]:

$$BP = \frac{f_H - f_L}{f_c} \quad (1.1)$$

Où f_H et f_L représentent respectivement les fréquences limites haute et basse du spectre du signal, fréquences prises à -10dB. f_c est la fréquence centrale qui peut être calculée comme $f_c = (f_H + f_L)/2$. Les signaux UWB sont généralement définis par une largeur de bande fractionnelle de 20% ou plus [31].

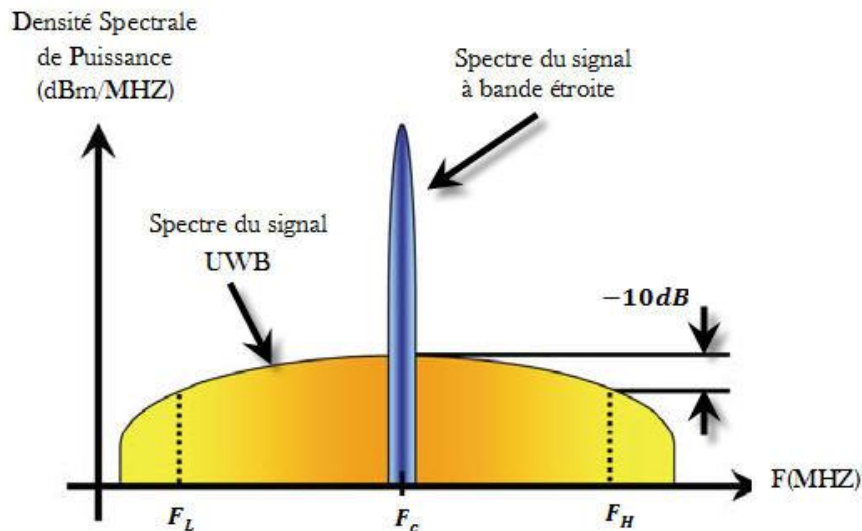


Figure 1.1. Comparaison entre les spectres fréquentiels d'un système UWB et un système à bande étroite [32].

La FCC étend cette définition à une catégorie plus large de signaux, en incluant les signaux dont la largeur de bande fractionnelle BP est supérieure à 20 % ou présentant une bande de fréquences supérieure à 500 MHz [1]. Typiquement, la largeur de bande des signaux UWB est de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz. La figure (1.1) illustre la comparaison entre les systèmes

radio conventionnels, qui modulent généralement un signal à bande étroite sur une fréquence porteuse, et les systèmes ultra large bande, qui présentent une très faible densité spectrale de puissance.

1.3. Motivation de la communication UWB

Dans un contexte de demande croissante de systèmes de communications sans fil à très haut débit, les technologies radio travaillant sur de larges bandes de fréquences sont donc plus à même de proposer des débits adéquats.

Dans une approche préliminaire, l'intérêt porté aux communications ultra large bande repose sur la formule de Shannon [33] (équation 1.2) donnant la capacité C d'un canal de largeur de bande B et pour un rapport signal-à-bruit SNR :

$$C = B \cdot \log_2(1 + SNR) \quad (1.2)$$

On remarque que la capacité maximale du canal augmente linéairement avec la largeur de bande du signal, et seulement de façon logarithmique avec le rapport signal à bruit. Il est donc clair que si l'on recherche des systèmes à très haute capacité, il faut rechercher à élargir la bande, ce qui est plus efficace que l'accroissement du rapport signal-à-bruit ; c'est ce qui est réalisé par la technique UWB.

D'une autre part, un problème typique des communications sans fil est l'évanouissement du signal dû à la propagation par trajets multiples, où la présence de nombreux diffuseurs va produire des signaux réfléchis qui peuvent causer une interférence destructive sur le signal direct entraînant la diminution de la puissance reçue et la réduction de l'efficacité des systèmes classiques. En raison de leur grande largeur de bande, les signaux UWB possèdent un fort pouvoir de résolution temporelle, typiquement de l'ordre de nanoseconde. Une première implication de cette propriété concerne la grande précision de localisation : connaissant le retard du signal d'un signal peut être connu avec une précision de l'ordre de 0.1 à 1 ns. Il est donc possible de localiser l'émetteur avec une précision de 3 à 30 cm (système radar de recul pour les voitures) [34, 35]. De ce fait, les systèmes UWB ont une grande robustesse face aux évanouissements rapides du canal de propagation dus aux trajets multiples permettant de réaliser des communications à hauts débits (environ 500Mbps).

Ainsi, la transmission d'impulsions de courtes durées des systèmes UWB, permet aux générateurs d'impulsions, aux amplificateurs et aux récepteurs de ne pas fonctionner de manière permanente, mais de fonctionner pour quelques nanosecondes dans chaque période de répétition. En outre, pour permettre la coexistence pacifique de l'UWB avec d'autres technologies radio à bande plus étroite, la FCC a limité la densité spectrale de puissance des signaux UWB à -41dBm/MHz [1], ce qui correspond à la limite de densité spectrale de puissance autorisée pour les émissions radio non intentionnelles. Il en ressort donc la possibilité de faire des systèmes à très basse consommation, en utilisant des bandes déjà utilisées par des systèmes à bande étroite sans gêne réciproque. C'est à l'absence d'émission permanente d'une fréquence porteuse que l'on doit cette diminution importante du niveau d'énergie rayonné par rapport à un système à bande étroite.

En effet, cette "empreinte spectrale" réduite est intéressante pour la diminution de la pollution électromagnétique, ainsi que pour la sécurité d'utilisateur du fait qu'il n'est pas continuellement exposé au rayonnement.

Cette propriété de faible densité spectrale de puissance améliore la sécurité des communications radio UWB, vu que les signaux transmis deviennent plus difficilement détectables. La transmission UWB est donc protégée avec une faible probabilité de détection et une faible probabilité d'interception. L'autre conséquence de cette particularité concerne la distance de propagation, qui se limite à une dizaine de mètres.

De plus, les signaux UWB ont une bonne capacité de pénétration dans le sol, les murs et les obstacles. Ceci est dû, comme le suggère la théorie électromagnétique aux fréquences basses contenues dans le spectre très large de l'UWB [32].

1.4. Applications UWB

Les signaux UWB présentent un intérêt pour plusieurs types d'applications, que ce soit pour leurs propriétés de pénétration dans les matériaux, leur aptitude à la localisation, ou encore pour la grande capacité du canal. Les applications potentielles de la technologie radio UWB concernent donc deux loges techniques : les systèmes très haut débit courte portée utilisant la norme IEEE 802.15.3a (typiquement 200 Mbit/s jusqu'à 10 m), et les systèmes bas débit longue portée en utilisant la norme IEEE 802.15.4a (typiquement 200 kbit/s à 100 m). Ces deux modes d'utilisation

du spectre radio UWB permettent un certain nombre d'applications typiques pour les systèmes UWB comprenant des applications commerciales et militaires sur la base d'une communication à haut débit de données, d'applications à courte portée, d'un radar de télédétection, d'un radar véhiculaire et de dispositifs multimédias [35-39]. En effet, Les applications des systèmes UWB sont principalement les systèmes d'imagerie radar.

1.4.1. Les systèmes de communication

Depuis quelques années, la demande croissante d'applications numériques sans fil ne cesse d'augmenter dans le monde des télécommunications, soit dans le milieu industriel ou au sein du grand public. L'information devrait être disponible, quel que soit le moment ou le lieu. Cette demande croissante pour une connectivité sans fil se traduit par le développement de nombreux standards pour les systèmes de communication sans fil courte portée. On peut citer Bluetooth, la famille des standards Wifi (IEEE 802.11 a, b et g), Zigbee (IEEE 802.15.4) et la norme récente 802.15.3. Notons que la plupart de ces technologies pour réseaux locaux (WLAN -Wireless Local Area Networks-) et personnels (WPAN - Wireless Personal Area Networks-) utilisent des fréquences libres dans les bandes ISM (Industrial, Science, and Medicine) et UNII (Unlicensed National Information Infrastructure), avec des largeurs de bandes maximales de l'ordre de la dizaine de MHz [32]. Cependant, L'UWB permet des débits très élevés avec une très faible puissance émise et une portée limitée [35], ce qui conduit à des applications bien adaptées pour le standard WPAN à courte portée utilisant les normes IEEE 802.15.3a [40]. La Figure 1.2 présente le positionnement de l'UWB par rapport aux principaux standards de WLAN / WPAN en terme de débit et de portée maximale. On remarque que contrairement aux normes Wifi, l'UWB se place dans le créneau des réseaux courte portée WPAN. Son débit potentiel dépasse cependant les performances de toutes les normes WLAN et WPAN actuelles.

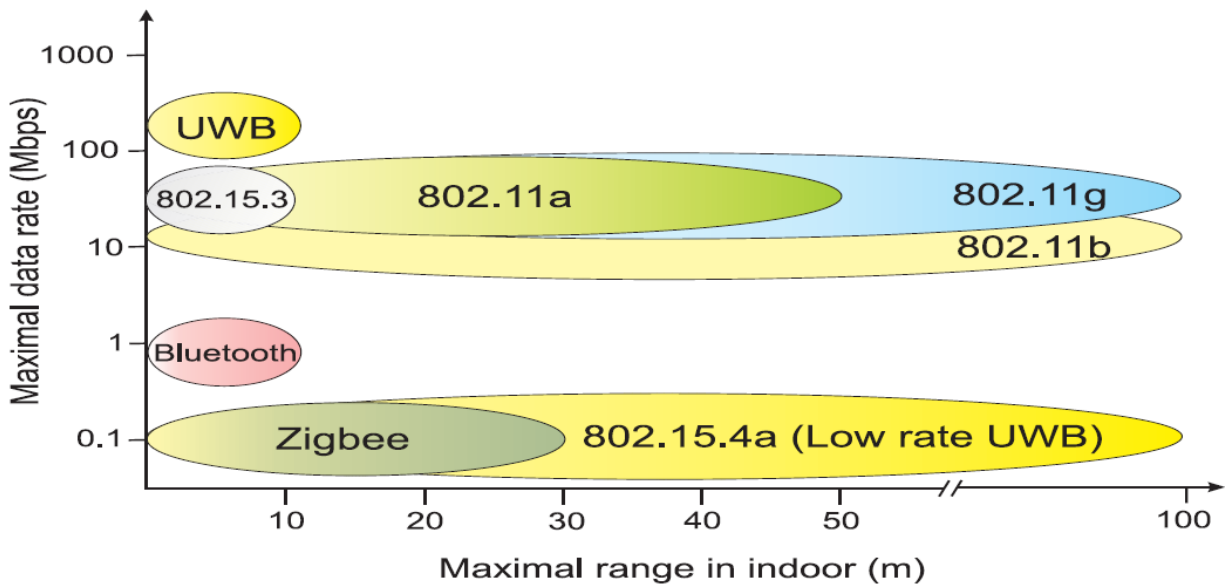


Figure 1.2. Les principaux standards WLAN \ WPAN débit et portée maximale [32].

1.4.2. Les systèmes d'imagerie

Les systèmes d'imagerie incluent les radars de pénétration du sol (GPR- Ground Penetrating Radars) [41], les appareils d'imagerie de mur, les appareils de détection capables de traverser les murs, les systèmes de surveillance ainsi que les appareils médicaux [42,43]. De plus, l'UWB peut être utilisée pour déterminer la distance entre deux objets en utilisant la norme IEEE 802.15.4a [28] en raison de sa résolution temporelle précise. Il est aussi une excellente solution pour la localisation à l'intérieur avec plus de précision qu'un système GPS (Global positioning system) [34,35].

- **Radar pour l'analyse du sol :** Les appareils de pénétration du sol permettent de détecter les objets enterrés et pourraient permettre de localiser des caches souterraines. Cette utilisation serait utile pour la police, les équipes de secouristes, ainsi que les applications militaires qui utilisent les radars UWB pour détecter les emplacements ennemis et détecter les boucles des mines terrestres. Une autre utilisation de ces GPR serait de détecter les défauts de structure de ponts, de routes ou encore de chemins de fer par des entreprises de construction et de travaux publics.
- **Systèmes de surveillance et radar à travers les murs :** Les équipements de surveillance fonctionneraient comme des radars adaptés à la sécurité, comme les radars UWB

établissant un champ RF stationnaire qui peuvent détecter l'intrusion des personnes et des objets et qui permettent de localiser leurs positions même à l'intérieur des espaces clos ou derrière les murs.

- **Systèmes d'imagerie médicale** : Les appareils médicaux seront susceptibles de détecter des objets dans le corps des patients, et pourraient être adaptés afin de détecter toute anomalie (tumeur cancéreuse, etc.).
- **Détecteurs et capteurs de niveau de liquide** : par exemple, dans un réservoir de pétrole brut, le radar UWB peut mesurer les niveaux du pétrole, d'émulsion, et les couches d'eau en même temps.

1.4.3. Systèmes radar embarqués

Une autre application potentielle est les systèmes radar de véhicule. Les radars véhiculaires peuvent mesurer l'emplacement et le mouvement des objets autour d'un véhicule en émettant des impulsions UWB et en détectant les signaux réfléchis [34], ou ils peuvent être intégrés au système de navigation du véhicule permettant plusieurs fonctions telles que la navigation automatique, les radars d'avertissement de collision (figure 1.3), les systèmes améliorés d'activation des coussins gonflables, les systèmes de suspension intelligents, etc.

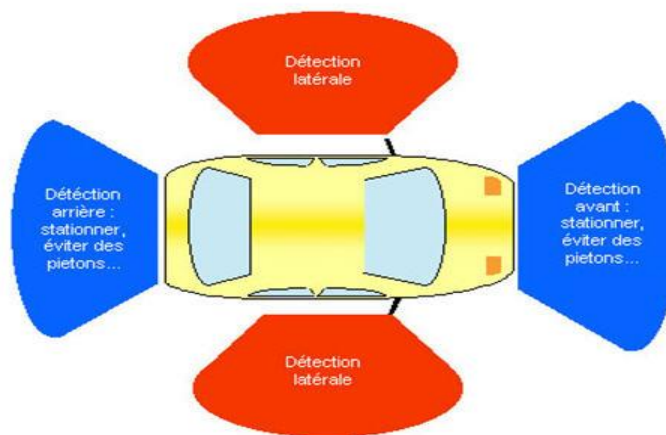


Figure 1.3. Exemple d'utilisation de radar UWB destiné à la détection de collisions.

1.5. Régulation du spectre radio UWB

Pionniers de la recherche dans le domaine, les États-Unis ont été les premiers à adopter une normalisation sur l'UWB. Afin de limiter les effets des signaux UWB sur les autres systèmes radio existants sur les bandes inférieures, la FCC a lancé ses travaux sur l'UWB dès 1998. En mai 2000, une première proposition de réglementation est publiée « Notice of proposed rule making » qui aboutit à la définition de la réglementation américaine des systèmes UWB en février 2002 via un premier rapport et ordonnance sur la technologie UWB [1]. Les règles définies dans cette loi sont très prudentes, permettant d'émettre des signaux principalement sur la bande 3.1 GHz-10.6 GHz. Cette partie du spectre permet d'utiliser une largeur de bande jusqu'à 7,5 GHz, en évitant les systèmes sensibles de téléphonie et le GPS, comme représenté dans la figure 1.4.

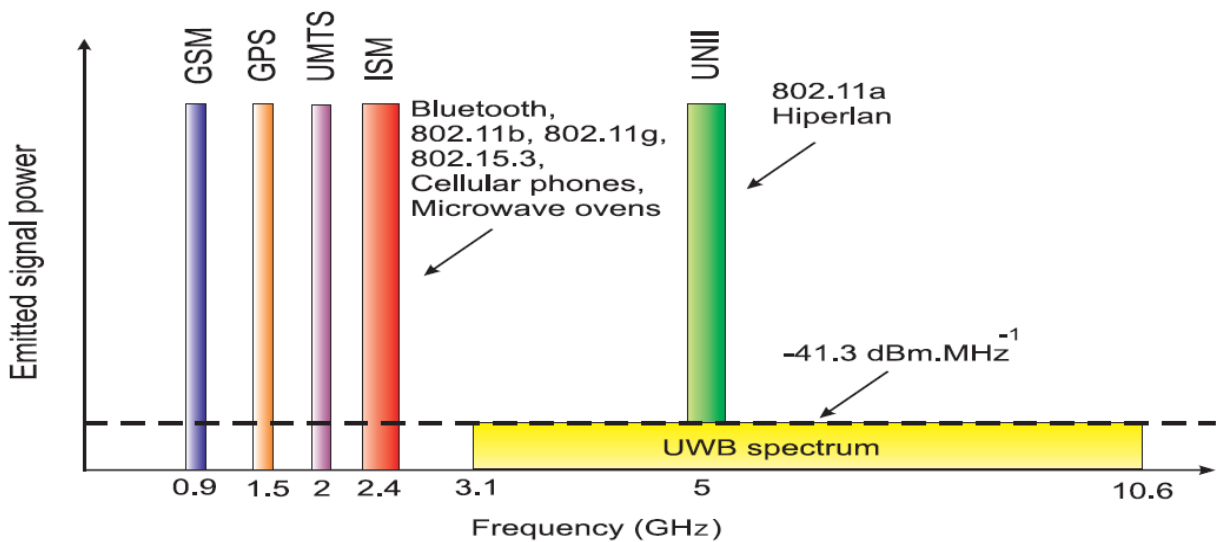


Figure 1.4. Systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF [44].

Toujours dans le souci de protéger ces services, la FCC a imposé une limite de densité spectrale de puissance très basse qui ne dépasse pas $-41,3 \text{ dBm/MHz}$ et qui est située sous le niveau d'émission non-intentionnelle. La figure 1.5 représente les gabarits de puissance (Equivalent Isotropically Radiated Power : EIRP) définis par cette réglementation lorsque les équipements sont censés fonctionner en intérieur (Indoor) ou en extérieur (Outdoor).

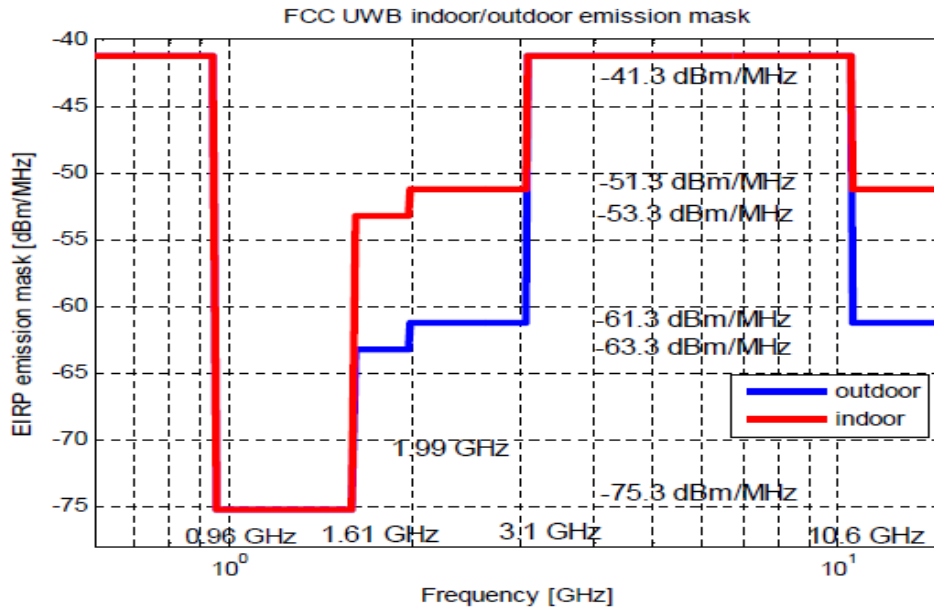


Figure 1.5. Masques d'émission indoor et outdoor des signaux UWB définis par la FCC [45].

1.6. Comparaison entre un système UWB / Système 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. En effet, les caractéristiques de la technique UWB diffèrent largement de celles des techniques classiques (figure 1.6). Cette technique transmet et reçoit des formes d'onde basées sur des impulsions de très courtes durées (de l'ordre de la nanoseconde) tandis que les techniques conventionnelles envoient et reçoivent des formes d'ondes sinusoïdales étalées dans le temps ayant de ce fait une densité spectrale de puissance beaucoup plus étroite que celle des signaux UWB [1].

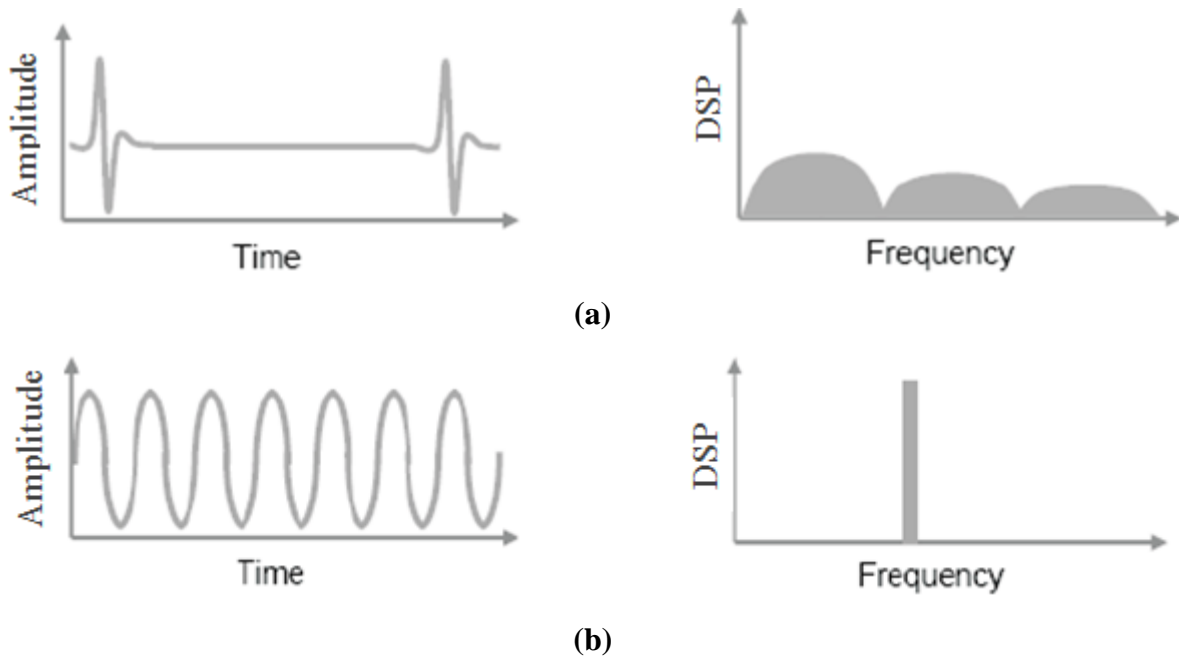


Figure 1.6. Comparaison de l'impulsion et la densité spectrale entre (a) un signal UWB et (b) un signal à bande étroite (NB) [46].

Puisque les systèmes Ultra large bande occupent une bande de fréquences très large, ils sont forcés de coexister avec de nombreux systèmes de communications à bande étroite transmettant dans la même bande fréquentielle. L'interférence causée par ces systèmes peut compliquer les transmissions des signaux UWB. La puissance transmise du signal UWB est contrôlée par un masque spectral imposé par la FCC. Par conséquent, les systèmes à bande étroite sont faiblement affectés par le signal UWB.

Cependant, en regardant le problème à l'inverse, le signal Interférant à Bande étroite NBI peut avoir une grande influence sur les systèmes UWB, et dans le cas limite le signal UWB est complètement noyé dans le signal NBI. Même si ce dernier est présent sur une petite fraction du spectre du signal UWB, les performances du système UWB peuvent être considérablement affectées.

La lutte contre le NBI peut être effectuée de façon préventive, avec des mécanismes élaborés dès l'émission du signal avant que ce dernier ne soit corrompu par le NBI. Ces méthodes préventives visent généralement à anticiper la présence du NBI à une fréquence donnée, et par conséquent à faire varier le spectre du signal émis de sorte à réduire au minimum la DSP à la fréquence considérée.

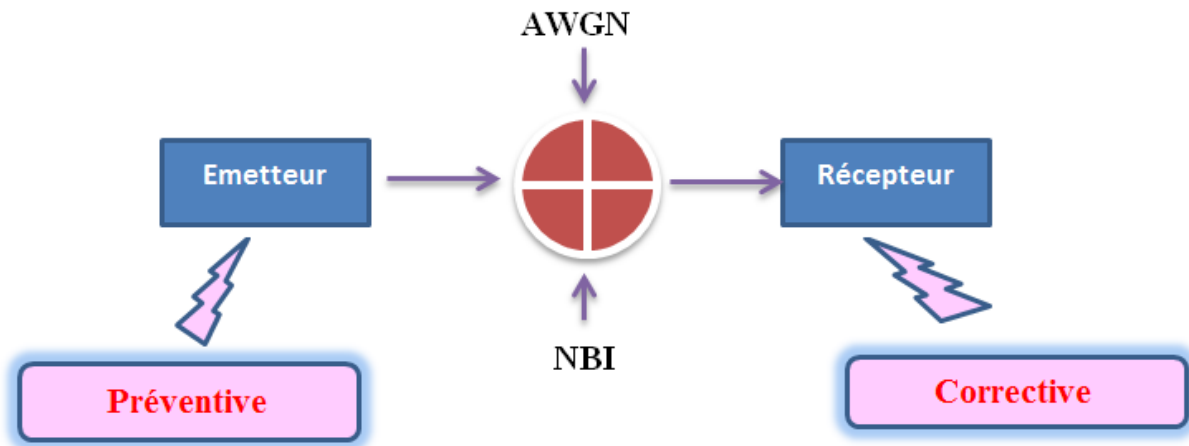


Figure 1.7. Architecture d'un émetteur et d'un récepteur UWB-IR en présence des méthodes préventives et correctives pour lutter contre le NBI.

La lutte contre le NBI peut également s'effectuer de manière corrective consistant cette fois-ci à utiliser le signal reçu pour supprimer ou atténuer le NBI, comme illustré dans la figure 1.7. Le problème de la conception du récepteur est alors de trouver la meilleure façon pour détecter l'information émise à partir du signal reçu. Les méthodes correctives pour la lutte contre le NBI sont nombreuses, parmi les architectures de récepteurs IR-UWB classiquement rencontrées dans la littérature : le récepteur RAKE [47], le récepteur à transmission de référence (transmitted-reference : TR) [48]. Le détecteur d'énergie (Energy Detector : ED) [49]. Cependant ces récepteurs, bien que performants, souffrent déjà d'une complexité qui se voit accentuée par les principes divers proposés pour limiter l'effet du NBI. De plus, pour être efficace, ces méthodes requièrent pour la plupart la connaissance préalable du NBI (fréquence, puissance ou largeur de bande). La limitation majeure de toutes ces techniques est la connaissance de la fréquence du signal NBI. A cet effet, nous avons étudié les méthodes préventives qui semblent moins complexes que celles correctives.

1.7. Conception des impulsions UWB luttant contre le NBI

Dans le cas où les statistiques du signal NBI sont connues, ce dernier peut être évité au récepteur en utilisant les méthodes préventives basées sur la conception d'une forme d'onde adéquate au niveau de l'émetteur où en ajustant convenablement les paramètres de la transmission.

Certaines solutions ont été proposées et, comme le montre la figure 1.8, bien que l'utilisation de dérivés Gaussiennes [50] soit plus fréquente en raison de sa mise en œuvre relativement simple, ce genre d'impulsion ne correspond pas si bien avec le masque défini par la FCC pour le système UWB.

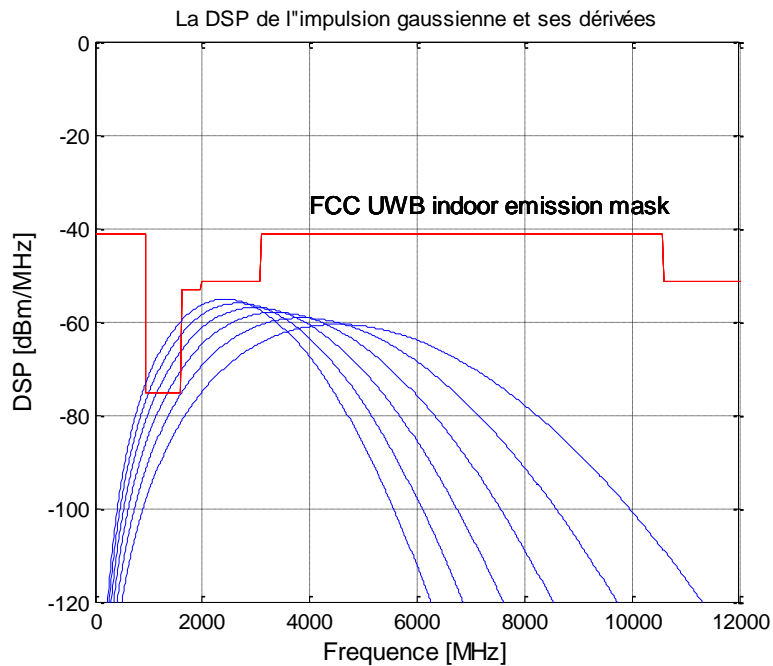


Figure 1.8. La DSP de l'impulsion gaussienne et ses dérivées.

Néanmoins, les méthodes préventives basées sur la conception d'impulsion luttant contre le NBI donnent une chance d'augmenter la puissance UWB émise et d'élargir la gamme d'application des systèmes UWB, tout en respectant le masque spectral FCC.

Nous étudions deux méthodes de conception d'impulsions, La première impulsion de conception basée sur la fonction de PSWF (Prolate Spheroidal Wave Function) utilisant l'algorithme de décomposition de valeurs propres (Eigen Value Décomposition : EVD) [23-25]. La deuxième conception d'impulsion est basée sur l'approximation de Chebychev [28] utilisant l'algorithme de conception du filtre Parks-McClellan (PM) [25-27].

1.7.1 L'impulsion basée sur la fonction PSWF utilisant l'algorithme EVD

L'algorithme de conception d'impulsion UWB utilisant les fonctions PSWF [24, 25] a été présenté pour la première fois dans [23].

Étant donné un masque désiré $H(f)$ qui peut être considéré comme un filtre passe-bande idéal comme le montre la figure 1.9 :

$$H(f) = \begin{cases} 1 & f_L < f < f_H \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (1.3)$$

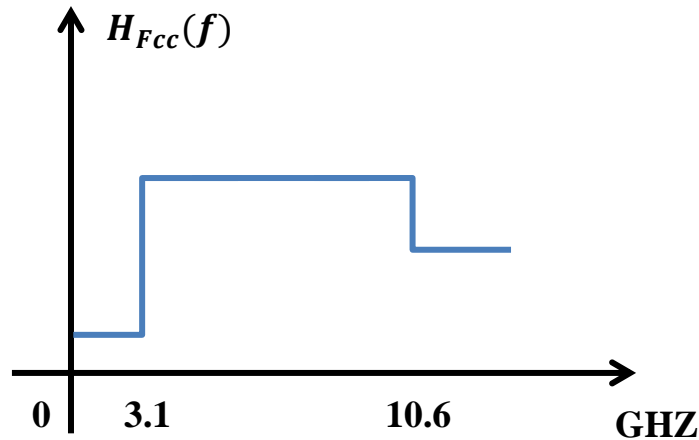


Figure 1.9. Le Spectre désiré.

Cet algorithme de conception d'impulsion utilise la réponse impulsionnelle correspondante $h(t)$ obtenue en utilisant la transformée de Fourier inverse de $H(f)$:

$$h(t) = 2f_H \text{sinc}(2f_H t) - 2f_L \text{sinc}(2f_L t) \quad (1.4)$$

Plus précisément nous souhaitons concevoir un signal d'impulsion $s(t)$ de durée T_m (période de l'impulsion) tout en présentant une distorsion minimale qui passe à travers le filtre $h(t)$ (figure 1.10). Autrement dit, lorsque l'impulsion $s(t)$ est envoyée à travers le filtre $h(t)$, la sortie du filtre sera égale à $\lambda s(t)$, avec λ est un facteur d'atténuation.

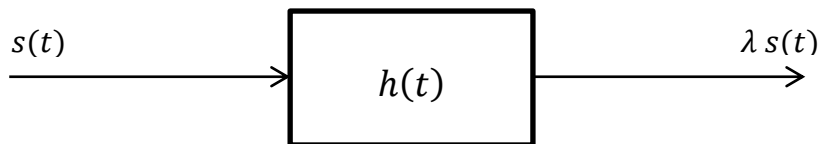


Figure 1.10. Schéma de l'algorithme de conception d'impulsion.

Le PSWF est un ensemble de fonctions d'impulsion limitées en temps et en fréquence. Ces impulsions sont déterminées à partir de l'équation (1.5).

$$\lambda s(t) = \int_{-\frac{T_m}{2}}^{\frac{T_m}{2}} s(t) \cdot h(t - \tau) d\tau \quad (1.5)$$

La fonction continue (1.5) est difficile à résoudre, [51] propose une solution dans le domaine discret en échantillonnant $\lambda s(t)$ à un taux de N échantillons par durée d'impulsion. L'équation (1.5) échantillonné devient :

$$\lambda s[n] = \sum_{m=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} s[m] \cdot h[n - m], \quad n = -\frac{N}{2} \dots \dots \frac{N}{2} \quad (1.6)$$

Où n et m prennent des valeurs de nombre entier. Sous forme vectorielle, l'équation (1.6) devient une opération de multiplication matricielle de taille $(N + 1) \times (N - 1)$ d'une matrice Hermitienne Toeplitz réelle \mathbf{H} avec le vecteur d'échantillon \mathbf{s} .

$$\lambda \mathbf{s} = \mathbf{H} \mathbf{s} \quad (1.7)$$

$$\lambda \begin{pmatrix} s \left[-\frac{N}{2} \right] \\ s \left[\frac{N}{2} + 1 \right] \\ \vdots \\ s \left[\frac{N}{2} \right] \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} h[0] & h[-1] & \dots & h[-N] \\ h[1] & h[0] & \dots & h[-N + 1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h[N] & h[N - 1] & \dots & h[0] \end{pmatrix}}_{\mathbf{H}} \cdot \begin{pmatrix} s \left[-\frac{N}{2} \right] \\ s \left[\frac{N}{2} + 1 \right] \\ \vdots \\ s \left[\frac{N}{2} \right] \end{pmatrix} \quad (1.8)$$

Il est clair que \mathbf{s} est un vecteur propre de la matrice \mathbf{H} . Par conséquent, nous définissons \mathbf{s} comme $[s_1, s_2, \dots, s_m]$, où les valeurs propres sont classés par ordre décroissant, c'est à dire, $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_M$. Comme c'est le cas avec PSWF, seuls les vecteurs propres correspondant à la plus grande valeur doivent être prises comme des références d'impulsion et sélectionnés pour la mise en œuvre.

La forme d'impulsion UWB générée en utilisant la fonction PSWF et sa densité spectrale de puissance $DSP(f) = |S(f)|^2$ sont représentées sur la figure 1.11 :

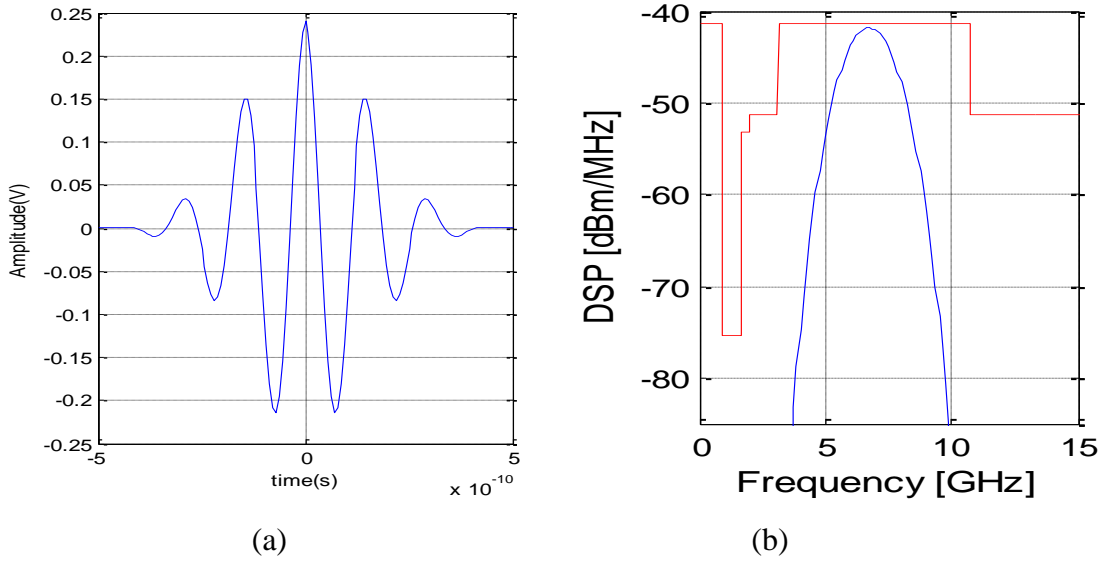


Figure 1.11. Impulsion en UWB générée en utilisant la fonction PSWF et l’algorithme EVD :
 (a) La forme d’impulsion. (b) la DSP de l’impulsion.

a. L’impulsion bas e sur la fonction PSWF pour éviter une seule NBI

Supposons qu’un système à bande étroite qui coexiste avec le système UWB dans une fenêtre d’interférence $N(f)$ comme le montre la figure 1.12 :

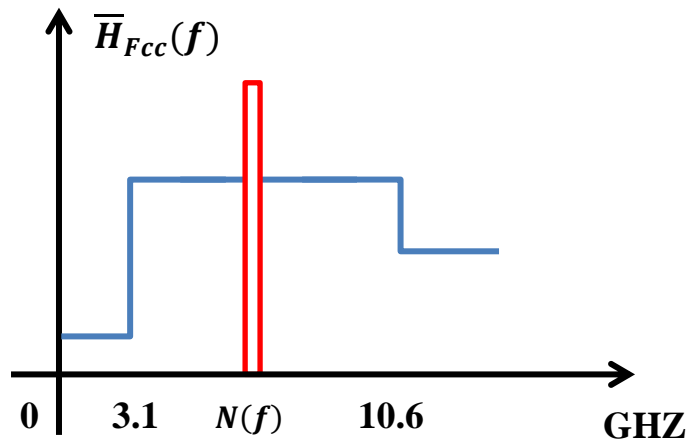


Figure 1.12. Le spectre d sir e avec une fenêtre d’interférence à bande étroite.

Nous pouvons obtenir l’impulsion d sir e comme suit:

- 1) On Partitionne la bande UWB en deux sous-bandes : (f_L, f_M) et (f_N, f_H) . On note que la condition $f_M > f_N$ est nécessaire.

- 2) On utilise dans chaque bande la méthode de décomposition de valeur propre (EVD : Eigenvalue Decomposition) pour générer deux sous-impulsions $s_1(t)$ et $s_2(t)$.
- 3) On ajuste f_M , f_N et l'amplitude d'impulsion.
- 4) On superpose les deux sous-impulsions pour générer l'impulsion UWB désirée. Il est clair que, dans la figure 1.13, la DSP de l'impulsion UWB a un point zéro (un creux) à f_0 .

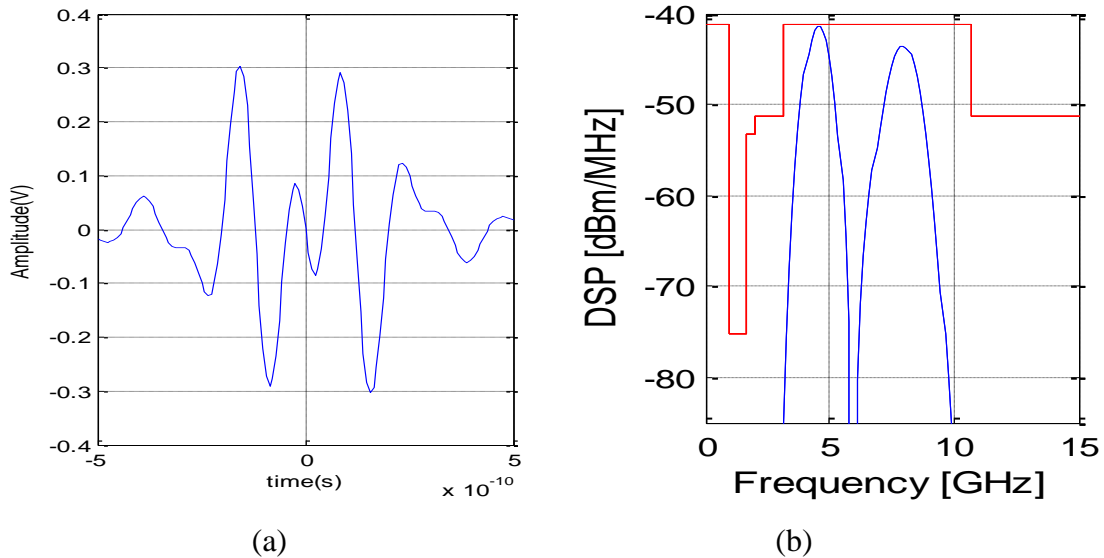


Figure 1.13. Impulsion en UWB générée pour éviter une seule NBI :

- (a) La forme d'impulsion basée sur la PSWF en utilisant l'algorithme EVD. (b) la DSP de l'impulsion.

b. L'impulsion basée sur la fonction PSWF pour éviter les double NBI

En utilisant la même idée pré-décrite, l'impulsion générée dans ce cas est le résultat de la superposition de trois sous-bandes et on obtient une impulsion ULB à deux creux, comme illustré dans la figure 1.14 :

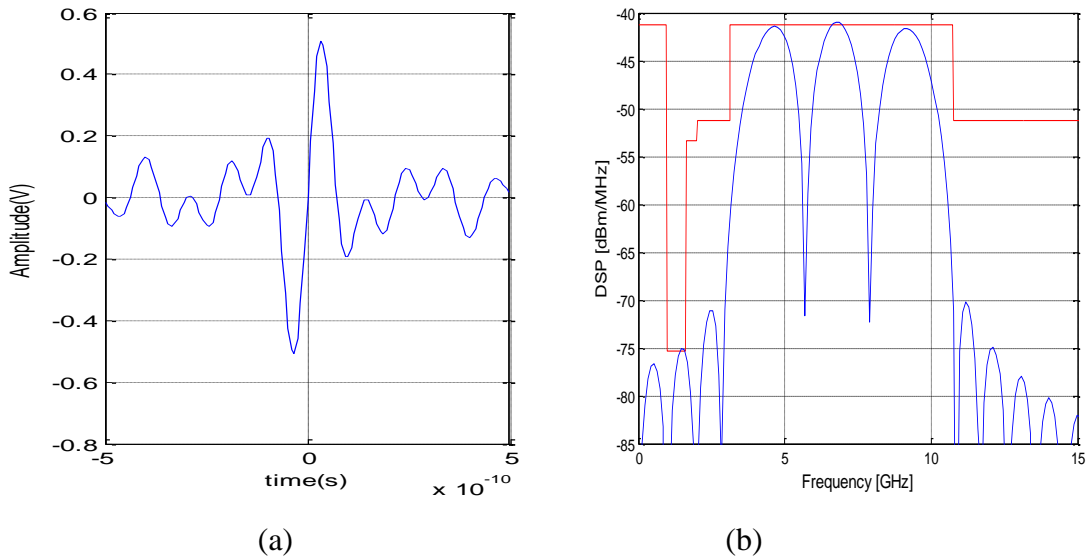


Figure 1.14. Impulsion en UWB générée éviter le double NBI : (a) La forme d’impulsion basée sur la PSWF en utilisant l’algorithme EVD. (b) la DSP de l’impulsion

Nous remarquons, le fait de créer des creux au niveau de la DSP qui sont parfois nécessaire pour éviter le NBI, mais lorsque ces creux deviennent profonds comme le montre les figures 1.13 (b) et 1.14 (b), il n’y aura pas de conformité avec le masque FCC, ce qui peut engendrer de plus les interférences. Alors, bien que la PSWF est une technique qui permet de minimiser l’interférence, mais ses performances sont limitées lorsque les creux de la DSP deviennent profonds.

1.7.2 L’impulsion basée sur l’approximation de Chebyshev utilisant l’algorithme de Parks-McClellan (PM) :

La théorie de base de l’approximation de la fonction de Chebyshev [52] est présentée avec l’utilisation de l’algorithme créé par Parks et McClellan (PM Algorithm) pour concevoir et mettre en œuvre des filtres à réponse impulsionnelle finie (FIR) efficaces et optimales. L’algorithme PM est une variation de l’algorithme de *Remez* avec la modification qu’il est spécifiquement conçu pour les filtres FIR et est devenue une méthode standard de conception de ces derniers [25-27]. Le but de cet algorithme est de minimiser l’erreur à travers l’approximation de Chebyshev. Considérons que l’interférence à bande étroite soit présente dans le spectre UWB. La fonction de transfert du filtre FIR équivalent est obtenue par la soustraction de la fenêtre d’interférence $N_n(f)$,

à partir du masque $\bar{H}(f)$ de l'UWB. Par conséquent, le spectre de l'impulsion $S(f)$ peut être obtenu de la manière suivante:

$$S(f) = \bar{H}(f) - N_n(f) \quad (1.9)$$

Le spectre de l'impulsion optimale estimé $\tilde{S}(f)$ peut être exprimé comme un polynôme d'ordre R :

$$\tilde{S}(f) = \sum_{i=0}^R a_i f^i \quad (1.10)$$

L'erreur d'observation est définie comme:

$$e(f) = \gamma(f)[S(f) - \tilde{S}(f)] \quad (1.11)$$

$\gamma(f)$ est une fonction de poids positive. La condition nécessaire et suffisante pour $\tilde{S}(f)$ unique, pour minimiser $|e(f)|$:

$$\min\{\max_{f \in \Gamma} |e(f)|\} = \min\{\max_{f \in \Gamma} |\gamma(f)[S(f) - \tilde{S}(f)]|\} \quad (1.12)$$

Où Γ est l'ensemble d'intervalle de fréquences disjointes dans $[0,0.5]$.

a. La conception d'impulsion Pour éviter les interférences avec le GPS

Afin d'éviter des interférences avec GPS, nous supposons que $\bar{H}_n(f)$ est le masque normalisé du masque désiré $\bar{H}_{FCC}(f)$, présenté comme suit (figure 1.15):

$$\bar{H}_n(f) = \begin{cases} 0, & f < 3.1 \text{ Ghz} \\ 1, & 3.1 \text{ Ghz} \leq f < 10.6 \text{ Ghz} \\ 0.316 & f > 10.6 \text{ Ghz} \end{cases} \quad (1.13)$$

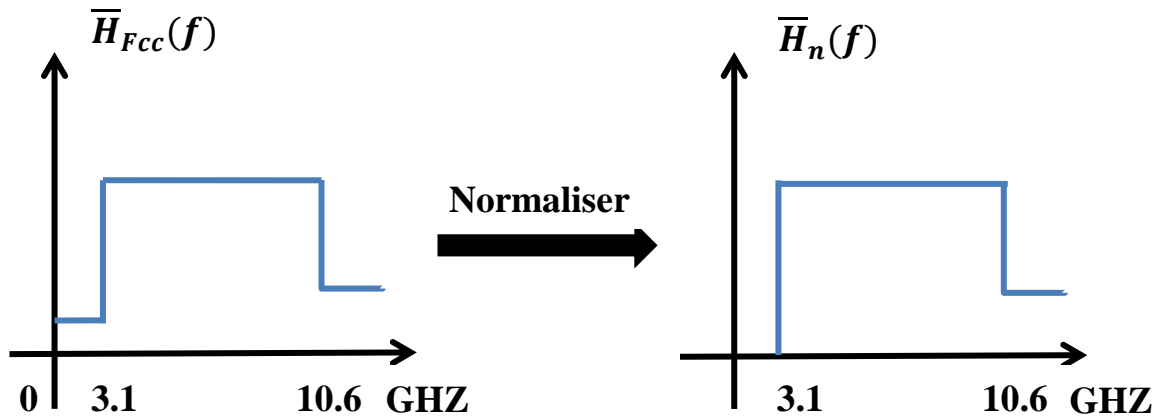


Figure 1.15. Le spectre désiré et son spectre normalisé.

La fonction `remez (N, W, F, M)` sous MATLAB est utilisée pour mettre en œuvre l'algorithme de Parks-McClellan (PM) et obtenir la solution qui minimise la fonction d'erreur (1.12), où N représente les points d'échantillonnage, F est le vecteur de fréquence, M est la valeur correspondante de l'amplitude et W est le vecteur de poids.

Afin d'obtenir le spectre désiré ci-dessus, nous avons réglé le vecteur de fréquence $F = [0, 0.22134, 0.3, 0.66, 0.7572, 1]$ et la transformée de Fourier idéale de la bande de fréquences correspondante $M = [0, 0, 1, 1, 0.316, 0.316]$ [53]. Ensuite, nous avons ajusté les paramètres N et W de façon d'avoir les formes appropriées (figure 1.16).

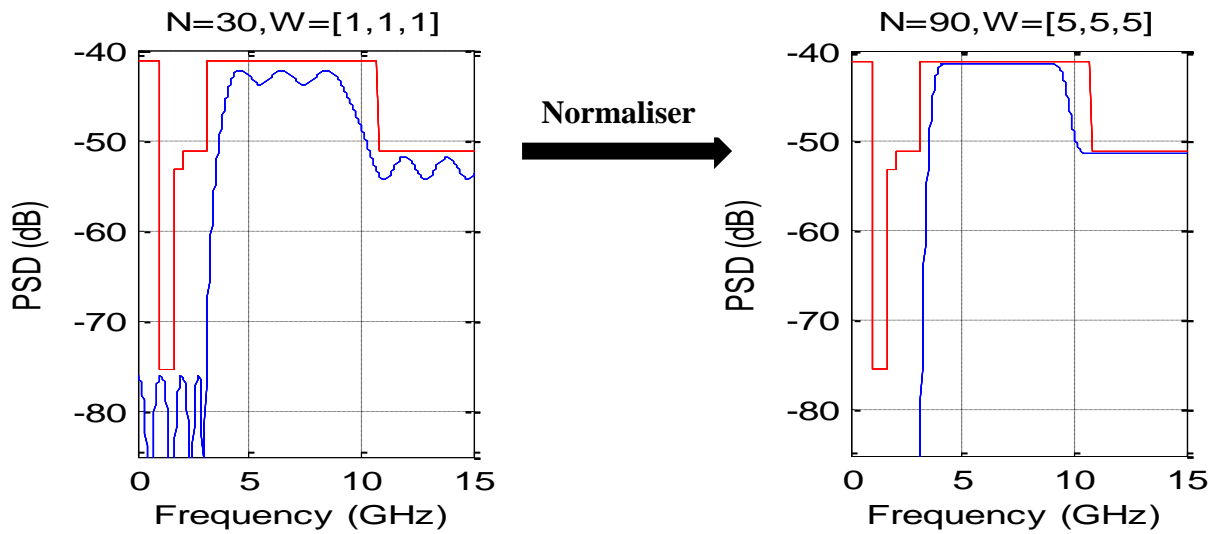


Figure 1.16. DSP de l'impulsion UWB basée sur l'approximation de Chebyshev en ajustant les paramètres N et W .

b. La conception d'impulsion pour éviter une seule NBI

Nous supposons qu'une interférence à bande étroite d'une bande passante de 100 MHz est située à 5 GHz. Dans ce cas, pour éviter l'interférence, une impulsion est obtenue (figure 1.17), en ajustant la fonction `remez (N, F, M, W)` comme suit [25-27] :

- Les points d'échantillonnage $N=90$,
- le vecteur de fréquence $F = [0, 0.23, 0.2616, 0.337, 0.3616, 0.3856, 0.391, 0.73, 0.762, 1]$,
- le vecteur d'amplitude correspondant $M = [0, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 1, 0.316, 0.316]$,
- le vecteur poids $W = [6, 1, 6, 1, 3]$.

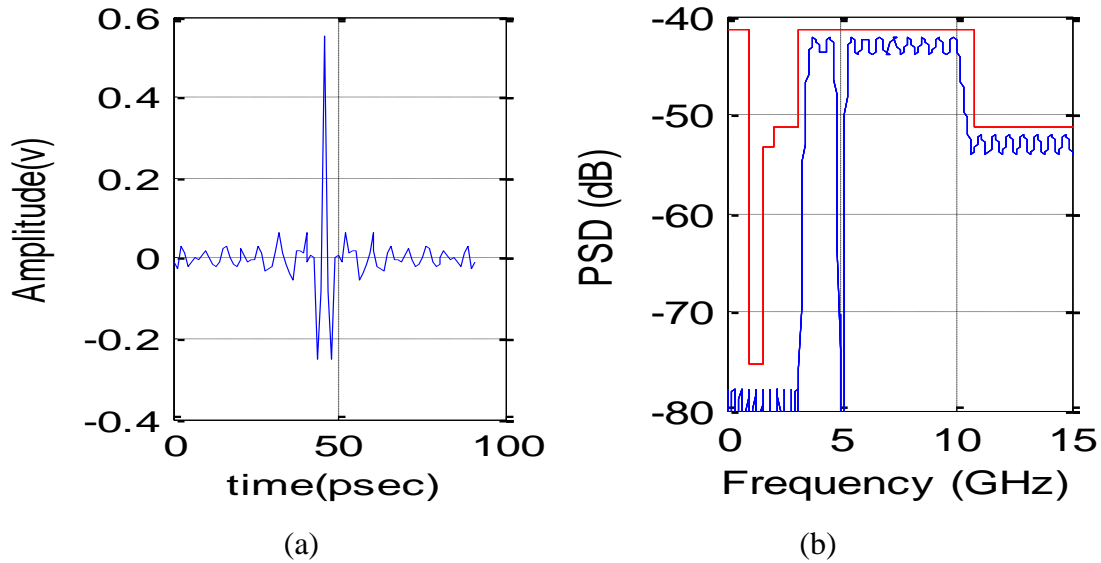


Figure 1.17. Impulsion UWB basée sur l'approximation de Chybyshev pour éviter une seule NBI : (a) L'impulsion, (b) DSP de l'impulsion

c. La conception d'impulsion pour éviter les multiple NBI

Supposons maintenant que deux interférences à bande étroite avec leur bande passante de 100 MHz sont situées à 5 GHz et 8 GHz [27]. Pour éviter ces interférences, une impulsion est obtenue [25-27] en ajustant la fonction remez (N, F, M, W) comme suit :

- Les points d'échantillonnage $N=120$,
- le vecteur de fréquence $F = [0, 0.23, 0.2416, 0.3631, 0.36612, 0.38791, 0.395, 0.56024, 0.5752, 0.58020, 0.595901, 0.752, 0.762, 1]$,
- le vecteur d'amplitude correspondant $M = [0, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 1, 1, 0.316, 0.316]$,
- le vecteur poids $W = [25, 2, 1, 2, 1, 2, 8]$.

La figure 1.18 montre l'impulsion générée pour la lutte contre les multiples NBI et sa DSP.

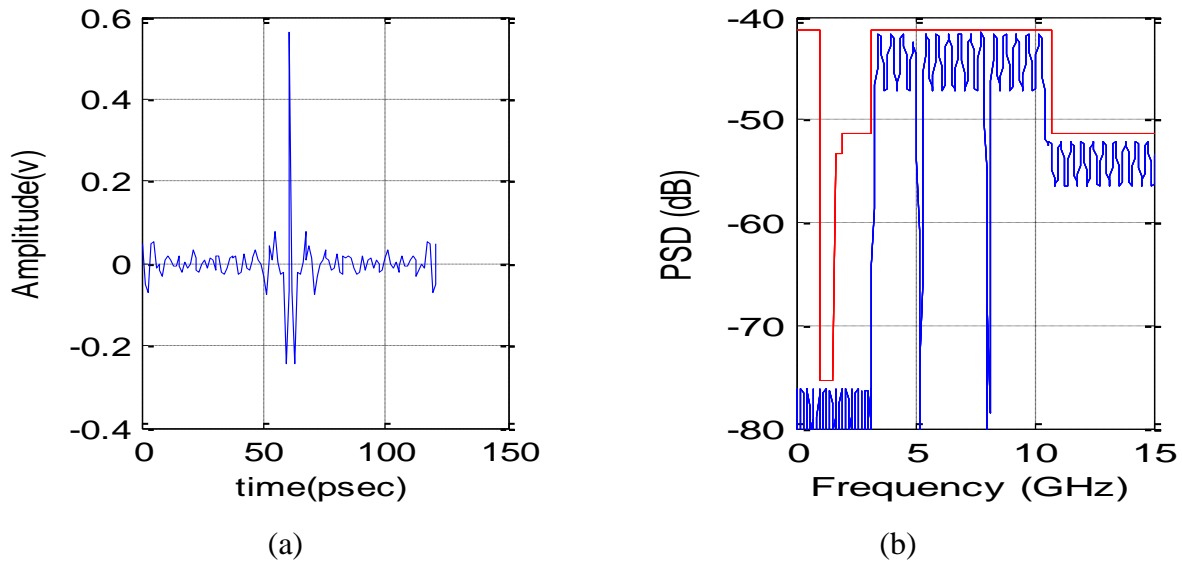


Figure 1.18. Impulsion UWB basée sur l'approximation de Chybyshev pour éviter les multiple NBI : (a) L'impulsion, (b) DSP de l'impulsion

d. Comparaison des performances des impulsions en terme de BER

La comparaison a été présentée pour l'analyse de performance de probabilité d'erreur binaire (BER) du système de communication PPM-TH-UWB (Pulse Position Modulation Time-Hopping Ultra Wideband) utilisant l'impulsion basée sur l'approximation de la fonction de Chebyshev, l'impulsion de la cinquième dérivée gaussienne [50] et l'impulsion Hermitienne [54] dans un canal à bruit additif blanc gaussien (AWGN) avec l'interférence NBI.

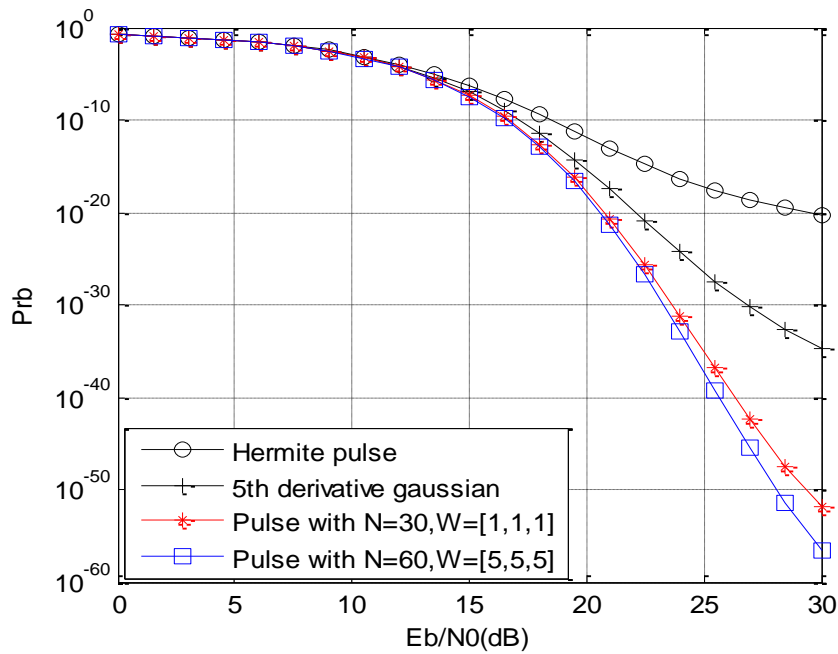


Figure 1.19. Comparaison des performances des impulsions en terme de probabilité d'erreur binaire en changeant les paramètres N et W.

Comme décrit dans la figure 1.19, la probabilité d'erreur binaire diminue avec l'augmentation du rapport signal / bruit. Comparée à l'impulsion de la cinquième dérivée gaussienne et à l'impulsion de Hermite, l'impulsion conçue sur la base de l'approximation de la fonction de Chebyshev pour éviter la coexistence avec le system GPS montre de meilleures performances. Comme nous pouvons observer que le meilleur degré d'approximation est, lorsque les paramètres N et W sont plus élevés.

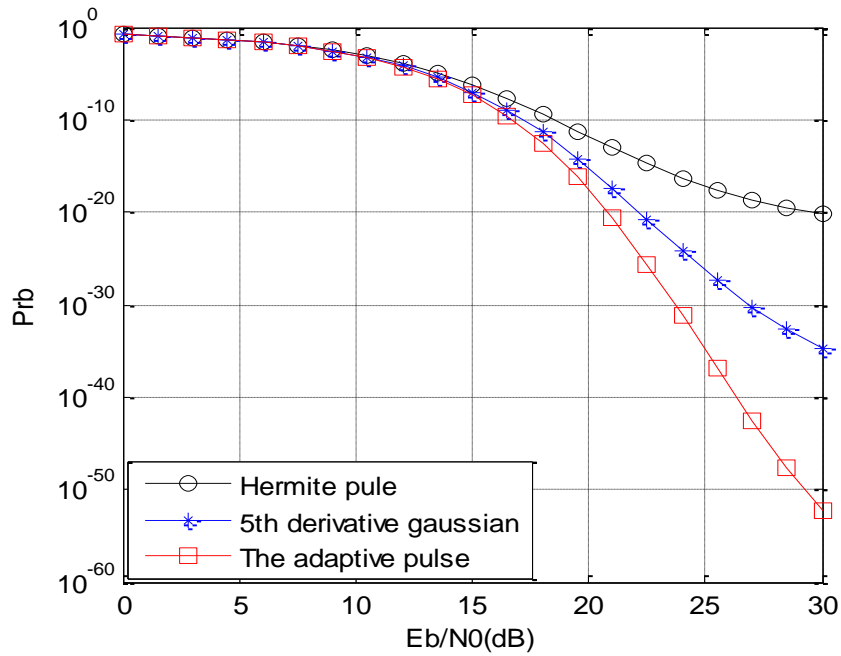


Figure 1.20. Comparaison des performances des impulsions en terme de probabilité d'erreur binaire pour éviter une seule NBI

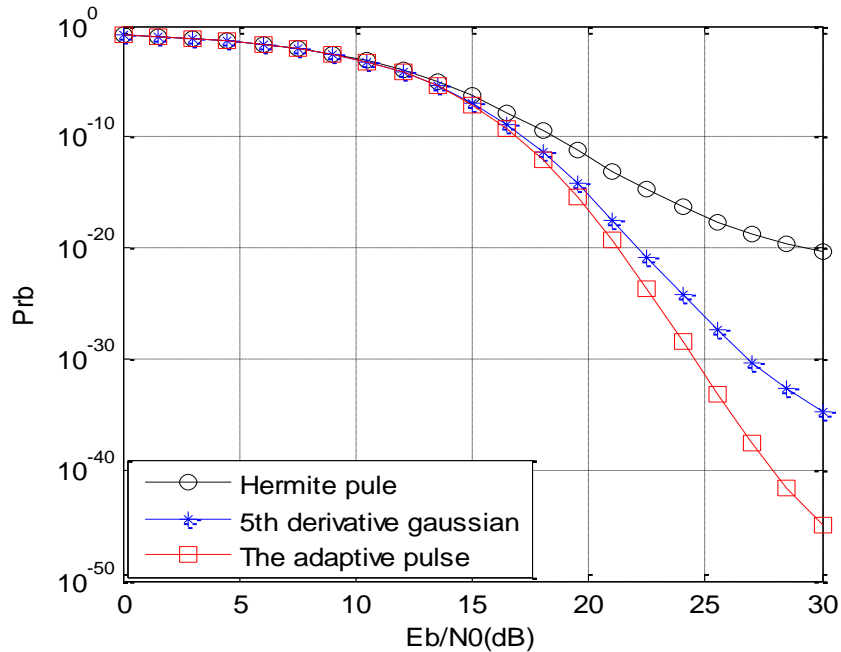


Figure 1.21. Comparaison des performances des impulsions en termes de probabilité d'erreur binaire pour éviter les multiple NBI

Les figures 1.20 et 1.21 présentent la performance de probabilité d'erreur binaire pour une seule NBI et multiple NBI, respectivement. Comme le montrent ces deux figures, le BER décroît avec l'augmentation du rapport signal à bruit. Par rapport à l'impulsion de la cinquième dérivée gaussienne et à l'impulsion Hermitienne, l'impulsion générée utilisant l'approximation de la fonction de Chebyshev a une probabilité d'erreur binaire inférieure due à l'absence des interférences NBI qui ont été évitées dans la conception de l'impulsion. En utilisant cette méthode, plusieurs systèmes à bande étroite peuvent être automatiquement évités sans diminuer la DSP des impulsions UWB sur la plage du masque FCC.

1.8. Impulsions UWB conventionnelles

L'UWB impulsional est basée sur la transmission et la réception d'impulsions ultra brèves. Dans la plupart des systèmes UWB, trois types d'impulsions sont classiquement utilisés : L'impulsion gaussienne, le monocycle gaussien (dérivée première de la gaussienne) et le doublet gaussien (la dérivée seconde de la gaussienne) [50]. L'avantage des dérivées gaussiennes provient du fait qu'elles permettent de centrer la densité spectrale de puissance à l'intérieur du masque de fréquences autorisé. La figure 1.22 montre la représentation temporelle et fréquentielle de l'impulsion gaussienne et ses dérivées.

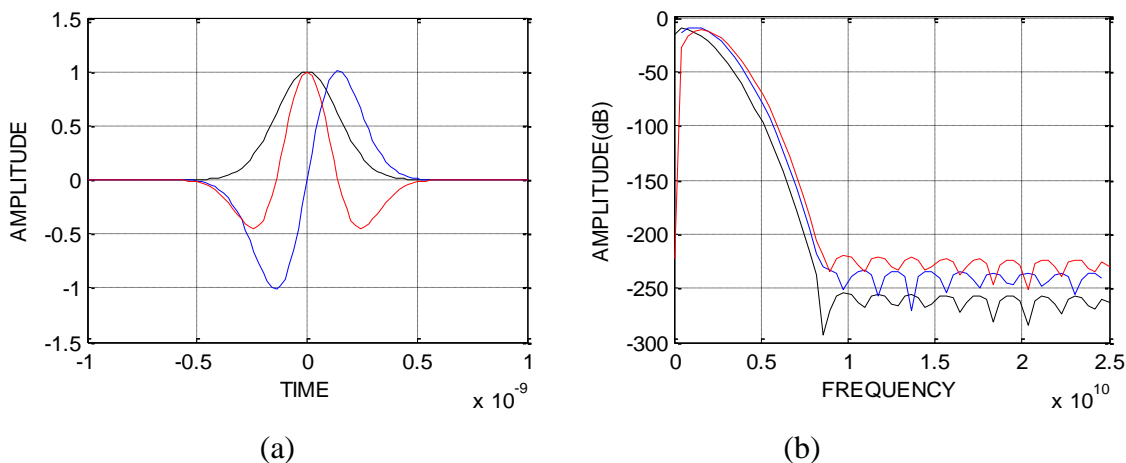


Figure 1.22. L'impulsion gaussienne (—) et ses dérivées (première (—) et deuxième (—))
 (a) représentation temporelle; (b) représentation spectrale.

1.8.1. L'impulsion gaussienne

L'impulsion gaussienne a la forme d'une distribution gaussienne. Elle constitue un modèle mathématique facilement manipulable et compatible avec les possibilités de filtrage réel, son expression dans le domaine temporel est donnée par l'équation (1.14).

$$p(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.14)$$

Où A est l'amplitude du signal et σ^2 représente la variance et σ est la constante du temps permettant d'ajuster la largeur de l'impulsion. Dans le domaine fréquentiel, l'impulsion gaussienne a la forme suivante :

$$P(f) = A \exp(-2(\sigma\pi f)^2) \quad (1.15)$$

Le défaut de l'impulsion gaussienne réside dans sa valeur moyenne non nulle, qui correspond dans le domaine fréquentiel à une composante continue importante. L'impulsion gaussienne ne peut donc généralement pas se propager sans déformation, et on lui préfère généralement ses dérivées.

1.8.2. Le monocycle gaussien

Le monocycle gaussien est la première dérivée de l'impulsion gaussienne, sa représentation temporelle est donné par :

$$p_1(t) = \frac{d}{dt} p(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma^3} t \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.16)$$

Dans le domaine fréquentiel, l'équation du spectre du monocycle gaussien est la suivante :

$$P_1(f) = 2i\pi f A \exp(-2(\sigma\pi f)^2) \quad (1.17)$$

1.8.3. Le doublet gaussien

Appelée aussi la dérivée seconde de l'impulsion gaussienne, son expression dans le domaine temporel est donnée par l'équation suivante :

$$p_2(t) = \frac{d^2}{dt^2} p(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma^3} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \left(\frac{t^2}{\sigma^2} - 1\right) \quad (1.18)$$

Dans le domaine fréquentiel, le doublet gaussien est défini comme :

$$P_2(f) = (2\pi f)^2 A \exp(-2(\sigma\pi f)^2) \quad (1.19)$$

Il faut souligner que de nombreuses autres formes d'impulsions peuvent être utilisées pour les applications UWB. Le choix de la forme de l'impulsion est généralement dicté par les exigences de la conception et de l'application du système et il est essentiel pour le masque FCC et les limites de puissance d'émission. Les formes d'impulsion gaussiennes sont choisies parce qu'elles sont relativement faciles à générer.

1.9. Modulations en UWB

Une impulsion UWB en elle-même ne contient aucune donnée; par conséquent, une longue séquence d'impulsions appelée train d'impulsions avec modulation de données est utilisée pour la communication. La modulation est destinée à mettre en forme le signal à émettre de telle sorte que la transmission soit possible à travers un canal physique donné. Cette opération consiste à modifier un ou plusieurs paramètres, fréquence, amplitude et phase. La modulation joue un rôle important car elle peut être déterminante dans la robustesse de la liaison ainsi que le débit de données ; ces deux éléments peuvent impacter sur la complexité et le choix des architectures d'émission et de réception. Le choix de tel ou tel type de modulation est imposé par diverses contraintes telles la largeur de bande disponible, le débit, les puissances autorisées et la complexité des émetteurs récepteurs. Diverses modulations peuvent être utilisées pour coder l'information avant la transmission des impulsions. Les types de modulations les plus fréquemment utilisés sont les suivants :

- Modulation de position « Pulse Position Modulation » (PPM)
- Modulation d'amplitude « Pulse Amplitude Modulation » (PAM)
- Modulation tout ou rien « On Off Keying » (OOK)
- Modulation de phase ou modulation dite biphase « Binary Phase Shift Keying » (BPSK)

La modulation par amplitude d'impulsion (PAM) est la forme la plus simple de modulation d'impulsion. Elle consiste à faire varier l'amplitude des impulsions de façon proportionnelle au signal modulant (figure 1.23). En raison des atténuations conséquentes des canaux sans fil, la modulation PAM est difficile à implémenter en raison des difficultés à extraire pertinemment le niveau de l'impulsion.

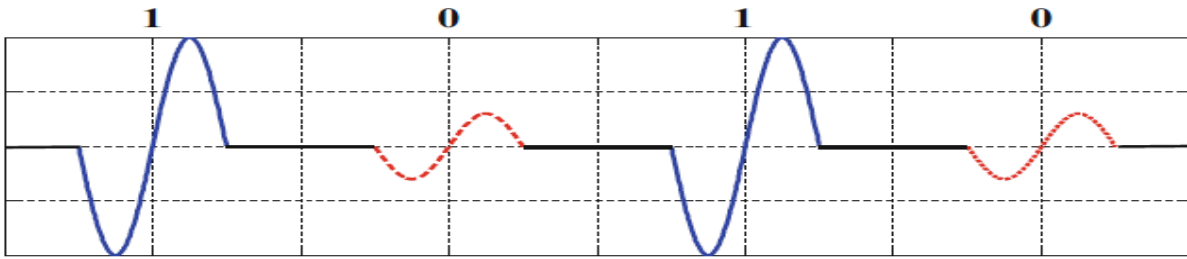


Figure 1.23. Modulation par amplitude d'impulsion (PAM) [56].

La modulation PPM présente de meilleures prédispositions pour ce type de problème. La modulation par position d'impulsion (PPM) consiste à décaler dans le temps la position de l'impulsion pour coder la donnée (figure 1.24). Cette technique offre plusieurs avantages : premièrement, le décalage temporel permet de rompre la périodicité d'émission des impulsions. Cela permet d'éviter la création de raies spectrales aux harmoniques de la fréquence de répétition des impulsions, et ainsi, de lisser le spectre du signal émis. Deuxièmement, sa mise en œuvre est relativement simple puisqu'elle nécessite simplement de contrôler précisément l'instant d'émission des impulsions. La PPM permet enfin d'implémenter des modulations à un grand nombre d'états, elle peut être utilisée avec la plupart des récepteurs et sans complexité matérielle additionnelle. Mais cette méthode nécessite en contrepartie un timing extrêmement précis puisque l'information est contenue dans les décalages temporels.

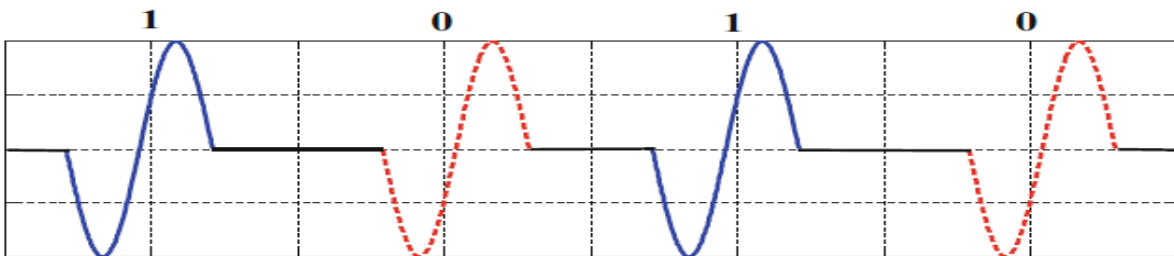


Figure 1.24. Modulation par position d'impulsion (PPM) [56].

La modulation tout ou rien (OOK), cas particulier de la PAM, consiste à émettre, ou ne pas émettre, une impulsion en fonction de la valeur de la donnée (figure 1.25). Ce type de modulation conduit à des structures émetteur/récepteur simples mais souffre de quelques inconvénients comme le risque de perte de la synchronisation à la réception lorsque de longues suites de « 0 »

sont émises où il s'avère impossible de différencier entre la présence du signal à l'état 0 ou l'absence du signal. Pour éviter ce problème on utilise la modulation binaire BPSK.

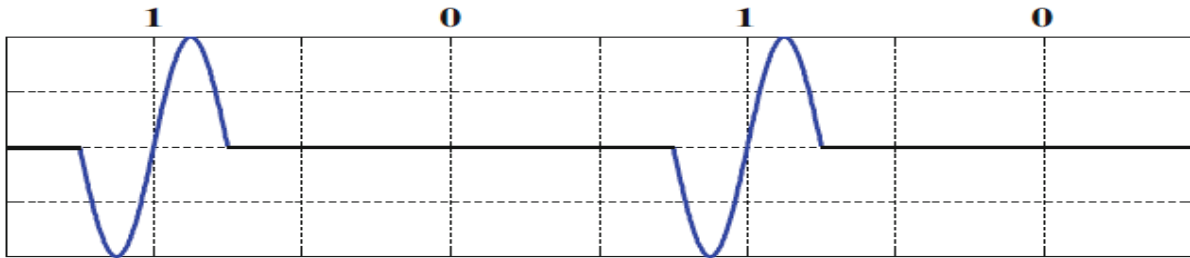


Figure 1.25. Modulation Tout ou Rien (OOK) [56].

La modulation de phase à deux états appelée (BPSK) consiste à coder la valeur de la donnée dans la phase de l'impulsion (0 ou π) (figure 1.26). La position de l'impulsion reste fixe et c'est uniquement sa phase qui varie ce qui permet de simplifier la synchronisation. On peut ainsi considérer cette modulation comme une particularité de la PAM dont les amplitudes sont antipodales. Par contre, étant une modulation d'enveloppe constante, la BPSK va être incompatible avec les récepteurs à détection d'énergie.

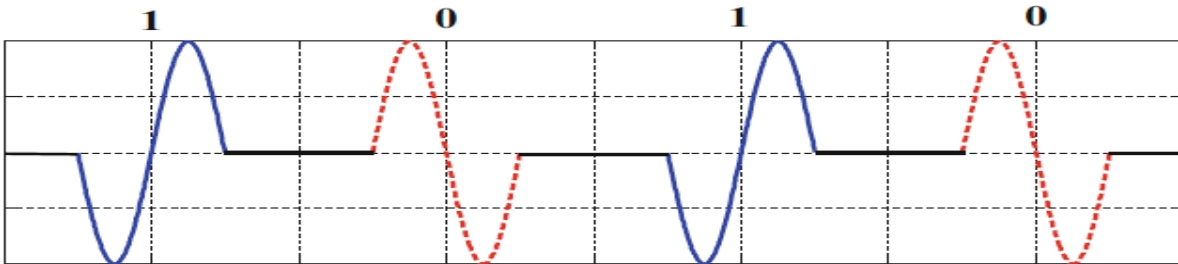


Figure 1.26. Modulation de phase (BPSK) [56].

Le choix du type de modulation est donc difficile et reste une affaire de compromis entre facilité d'implémentation, densité spectrale de puissance, robustesse aux canaux de transmission (atténuations et trajets multiples), capacités de détection, etc. Il semble que la modulation PPM soit généralement celle qui est retenue, principalement en raison du fait que les décalages relatifs des impulsions restent inchangés lors de la propagation.

1.10. Techniques d'accès multiple en UWB

Dans les systèmes UWB, plusieurs utilisateurs peuvent partager le même spectre UWB simultanément. Pour accommoder ces utilisateurs multiples, une technique d'accès multiple appropriée est nécessaire [9]. Il existe deux schémas d'accès multiple courants: la technique du saut temporel (TH) et la technique de l'étalement de séquence directe (DS). La différence entre les deux systèmes est que la technique TH concerne la randomisation de l'emplacement de l'impulsion UWB transmise dans le temps, alors que la technique DS concerne la transmission continue d'impulsions comprenant un seul bit de données

1.10.1. Accès multiple par saut temporel (Time Hopping: TH)

Introduite par R. Scholtz dès 1993, la technique du saut temporel (TH), est l'origine de nombreux travaux académiques. Elle est la première méthode d'accès multiple utilisée dans la radio impulsionnelle et l'une des plus couramment employées de nos jours. Son principe, comme le montre la figure 1.27, consiste à différencier les utilisateurs par les instants d'émission des impulsions à l'aide d'un code pseudo-aléatoire connu de l'émetteur et du récepteur [44].

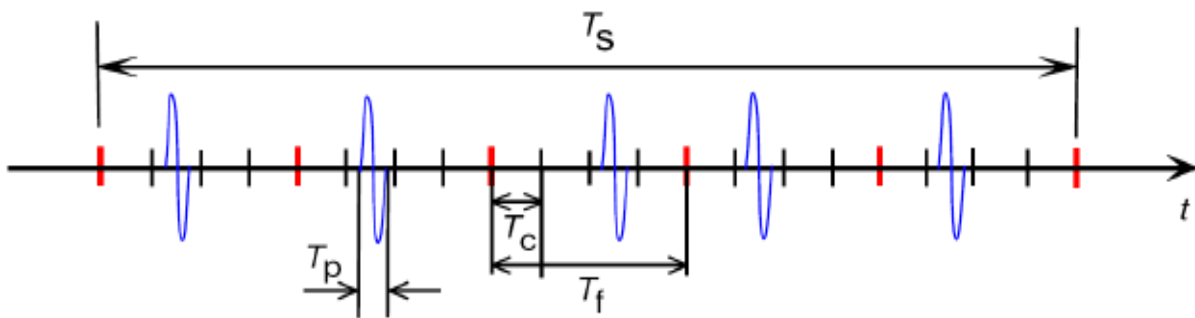


Figure 1.27 : Représentation d'un signal TH-UWB [56].

Effectuer l'accès multiple par saut temporel TH présente entre autres l'avantage d'améliorer l'étalement du spectre. En effet, si la modulation par position d'impulsion (PPM) est utilisée, des pics de puissance vont être introduits dans le spectre. Le code permet de réduire ces pics. De plus il permet également l'accès multiples. D'autre part, pour pouvoir décoder un signal UWB, le récepteur a besoin de connaître la séquence pseudo-aléatoire utilisée par l'émetteur, ce qui permet de garantir un certain niveau de confidentialité aux données transmises.

1.10.2. Accès multiple par séquence directe (Direct Sequence : DS)

Cette approche d'étalement de spectre par séquence directe (DS) est basée sur la transmission continue d'impulsion composant les bits d'information [57]. La séquence d'étalement sert à polariser les impulsions comme le montre la Figure 1.28.

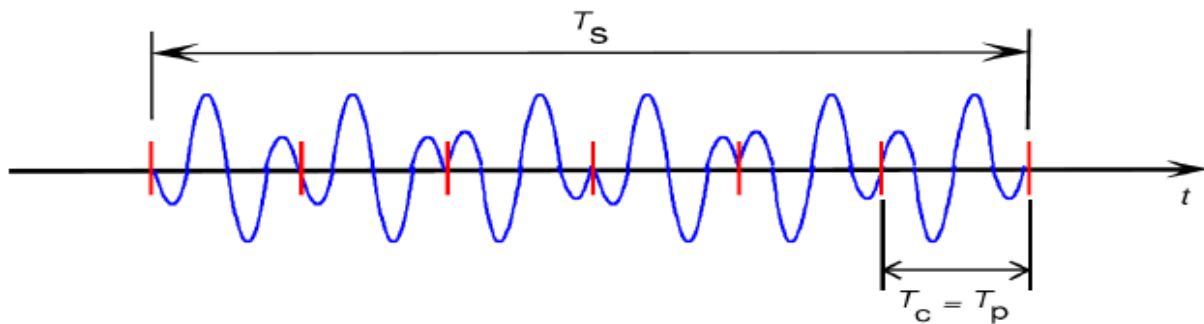


Figure 1.28. Représentation d'un signal DS-UWB [56].

Le signal résultant est alors une transmission continue d'impulsion UWB dont le nombre dépend de la durée de l'impulsion elle-même et du débit binaire défini par le système.

1.11. Conclusion

Dans ce chapitre, les concepts de base de la communication UWB sont discutés. Une brève description du système UWB est donnée. L'intérêt de l'UWB et les principales applications sont présentés. Ainsi, Différentes formes d'impulsions UWB gaussiennes sont référencées dans une étude théorique et une simulation des formes d'impulsion UWB luttant contre les NBI avec une étude comparative en termes de BER des impulsions implémentées est effectué dans ce chapitre. Cependant, La limitation de la puissance d'émission du signal UWB exigée par la FCC pour éviter les interférences NBI impose des restrictions importantes sur la performance et la couverture du système.

Chapitre 2

Les communications coopératives

2.1. Introduction

Afin d'atténuer l'effet de l'évanouissement par trajets multiples du canal de transmission, la diversité est d'une importance primordiale dans les systèmes sans fil [58]. Les formes de diversité bien connues sont la diversité temporelle, la diversité fréquentielle et la diversité spatiale. La méthode couramment utilisée pour atteindre la diversité spatiale consiste à utiliser plusieurs antennes. Malheureusement, les équipements sans fil pourraient ne pas être en mesure de prendre en charge plusieurs antennes en raison de certains facteurs tels que le coût, la taille et les limitations du matériel [59]. L'idée de base des communications coopératives est que, contrairement à la diversité spatiale utilisant des antennes multiples d'émission et / ou de réception, le réseau coopératif est construit sur le modèle de canal relais classique [67] et exploite la diversité spatiale en utilisant une collection d'antennes distribuées, appartenant à plusieurs terminaux. Cette classe de méthodes permet aux mobiles à antenne unique de partager leurs antennes dans un environnement multi-utilisateur tel qu'un système MIMO virtuel, offrant ainsi plusieurs avantages tels que le gain de diversité, le gain de capacité, la bonne la qualité de service (QoS) et la fiabilité de transmission [4,5].

Dans ce chapitre, nous commençons par fournir un aperçu des techniques de diversité incluant la diversité temporelle, la diversité fréquentielle et la diversité spatiale. Ensuite, nous présentons une revue de la technologie MIMO, ainsi que la communication coopérative dite MIMO virtuel et ses techniques de relayage conventionnels. Enfin, une brève description de la technique de sélection d'antenne/relai avec quelques critères utilisés dans la littérature est présentée.

2.2. La diversité

La diversité est l'une des méthodes les plus importantes utilisées pour lutter contre les effets nuisibles de l'évanouissement des canaux. L'idée de base de la diversité est de transmettre et / ou de recevoir des composantes du signal non corrélées à travers plusieurs trajets indépendants afin d'augmenter les chances d'avoir moins d'erreurs au niveau du récepteur.

2.2.1. La diversité temporelle

Le signal est transmis plusieurs fois sur plusieurs intervalles de temps. Les signaux reçus à des moments différents ne sont pas corrélés, puisque le canal de propagation sans fil est variable dans le temps. Lorsque l'on étudie la diversité temporelle dans les communications sans fil, il est utile de considérer la durée pendant laquelle le canal sans fil est stationnaire (la réponse impulsionnelle du canal est considérée comme invariante). Cette durée est appelée temps de cohérence T_c . Cependant, cette technique de diversité introduit un retard important dans le système. La diversité temporelle peut être employée en utilisant des techniques telles que l'entrelacement, le code de correction d'erreurs (FEC : forward error correction code) ou la technique de répétition automatique (ARQ : automatic repeat request). Dans cette dernière, la diversité de temps peut être obtenue en répétant le même signal plusieurs fois, comme le montre la Figure 2.1 Par conséquent, lorsque la période de répétition est supérieure au temps de cohérence du canal sans fil, toutes les répliques sont modifiées par un canal sans fil différent. Ainsi, la probabilité qu'une réplique puisse être décodée avec succès augmente avec le nombre de répliques. L'inconvénient de cette technique est qu'elle a une faible efficacité spectrale.

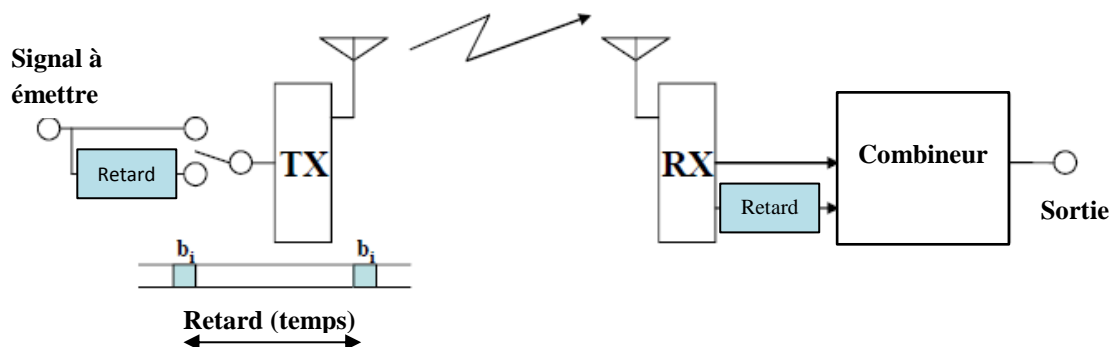


Figure 2.1. La technique de répétition [60]

2.2.2. Diversité fréquentielle

La transmission est effectuée en utilisant plusieurs canaux de fréquence répartis sur un large spectre affecté par l'évanouissement sélectif en fréquence. Cela implique l'utilisation simultanée de plusieurs fréquences pour transmettre des informations car la longueur d'onde pour différentes fréquences entraîne des caractéristiques d'évanouissement différentes et non corrélées. Lors de l'étude de la diversité fréquentielle dans les communications sans fil, il est utile de considérer la bande passante sur laquelle un canal sans fil est considéré comme un gain constant. Cette bande de fréquence est appelée bande passante de cohérence B_c . Une technique de transmission atteint une diversité de fréquence lorsqu'elle permet l'émission et/ou la réception de composantes des signaux séparées par une bande de fréquence de B_c au moins. Des exemples de systèmes utilisant la diversité fréquentielle sont les systèmes de communication à spectre étalé à saut de fréquence (FH-SS : frequency hopping spread spectrum) et à multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM : orthogonal frequency-division multiplexing). L'OFDM est un moyen d'atteindre la diversité de fréquence. Le flux de données à haut débit est divisé en plusieurs flux de faible débit de données parallèles. Chaque sous-flux est transmis sur un sous-canal dont la bande passante est inférieure à la bande passante de cohérence du canal sans fil.

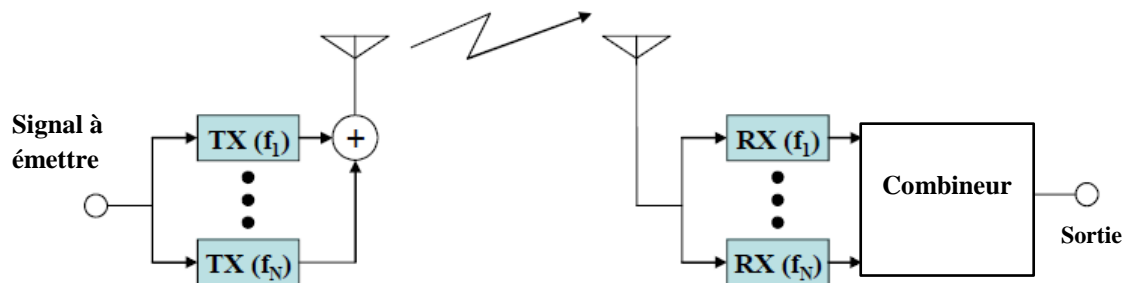


Figure 2.2. Communications multi-porteuse [60].

2.2.3. Diversité spatiale

Le signal est transmis sur plusieurs trajets de propagation différents. Cela peut être réalisé en utilisant plusieurs antennes de réception et / ou plusieurs antennes d'émission. Des antennes multiples offrent à un récepteur plusieurs observations du même signal car chaque antenne connaît un environnement d'interférence différent. Ainsi, il est probable qu'une antenne recevra un signal suffisant, si une autre a subi un évanouissement profond. Lors de l'étude de la diversité spatiale dans les communications sans fil, il est utile de considérer la

séparation des espaces sur laquelle un canal sans fil est considéré comme stationnaire. Cette séparation spatiale est appelée distance de cohérence D_c . Une technique de transmission atteint une diversité spatiale lorsqu'elle permet l'émission et / ou la réception de composantes de signal séparées d'une distance de D_c au moins. Par exemple, dans un système SIMO (Single Input Multiple Output), le signal est transmis par une seule antenne et il est reçu par plusieurs antennes. Tant que les différentes antennes du récepteur sont espacées d'une distance supérieure à D_c , les évanouissements subis par les signaux reçus peuvent être considérés comme non corrélés.

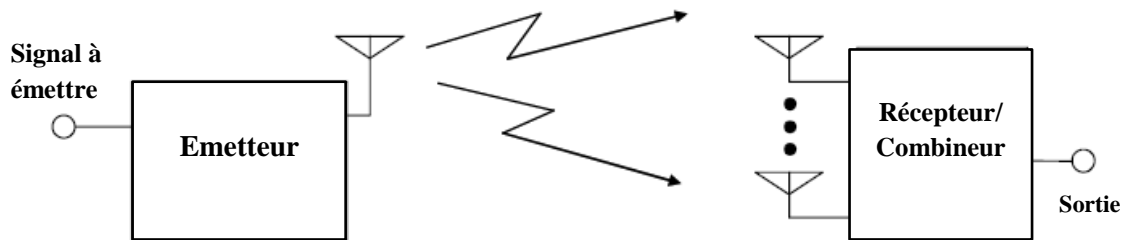


Figure 2.3. La transmission SIMO [60].

Dans le paragraphe qui suit, nous mettons l'accent sur les techniques MIMO, puisque les communications coopératives ont été initialement présentées comme une solution alternative aux schémas de transmission MIMO.

2.3. Système MIMO (Multiple-Input Multiple-Output)

La diversité spatiale est traditionnellement mise en œuvre par l'utilisation d'antennes multiples pour la transmission et la réception, appelée technique MIMO. Dans la littérature, il existe d'autres modèles de systèmes MIMO simplifiés qui exploitent la diversité spatiale.

Pour les environnements sans fil riche en dispersion, les systèmes MIMO (avec séparation entre antennes adjacentes) permettent au récepteur de voir des versions indépendantes des informations transmises en fournissant des trajets spatiaux indépendants entre chaque paire d'antennes, comme illustré dans la Figure 2.4. Les systèmes MIMO utilisent des techniques de traitement spatio-temporel pour fournir une communication de données fiable et de capacité élevée.

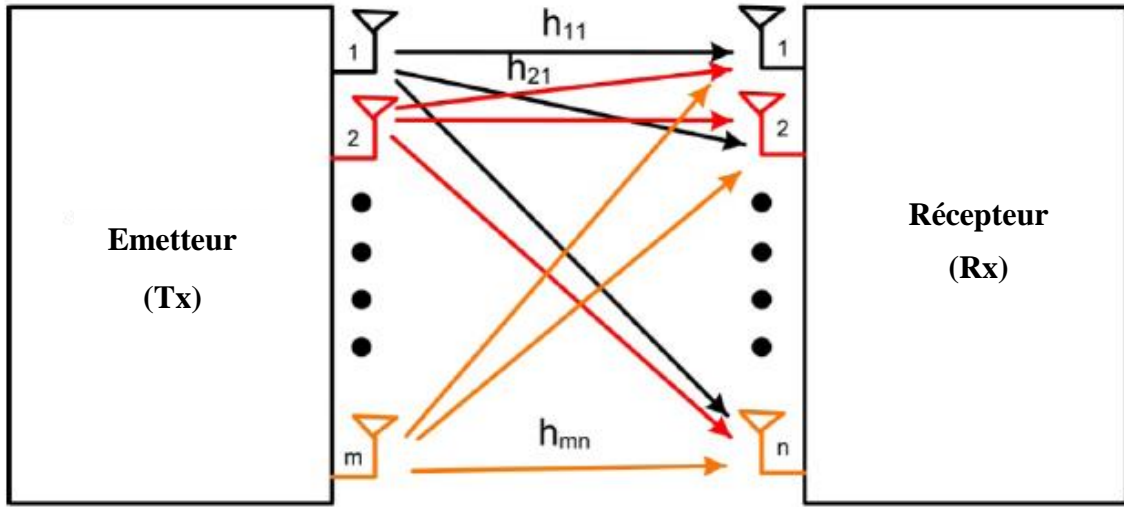


Figure 2.4. Le concept du système MIMO [61]

La théorie de Shannon mesure la capacité du canal en bits par seconde par Hertz, qui est la quantité maximale d'information qui peut être transmise à travers un canal et reçue avec une erreur négligeable [62]. Étant donné une liaison SISO avec un signal d'entrée S corrompu par un bruit AWGN et la bande passante occupée B en hertz, la capacité peut s'écrire comme suit:

$$C_{SISO} = B \log_2(1 + \rho) \quad (2.1)$$

où ρ est le SNR moyen. Cette relation indique que pour une augmentation linéaire de la capacité du canal, une augmentation exponentielle du rapport signal / bruit SNR est nécessaire.

Pour le cas d'une liaison MIMO complète avec m antennes d'émission et n antennes de réception. La matrice de canal \mathbf{H} est donnée par :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1m} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n1} & h_{n2} & \dots & h_{nm} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Où $h_{i,j}$ sont les coefficients du canal entre la $i^{\text{ème}}$ antenne d'émission et la $j^{\text{ème}}$ antenne de réception. Les entrées de \mathbf{H} suivent la distribution de Rayleigh. Il a été montré dans [63-65] que la capacité d'un tel système MIMO est donnée par :

$$C_{MIMO} = B \log_2[\det(I_m + \frac{\rho}{n} \mathbf{H}\mathbf{H}^*)] \quad (2.3)$$

Où ρ est le SNR moyen à n'importe quelle antenne réceptrice, I_m est une matrice $m \times m$ unitaire, \mathbf{H}^* est la matrice conjuguée et transposée de \mathbf{H} . En effet, pour un grand nombre $m = n$ d'antennes, la capacité moyenne augmente linéairement avec m :

$$C_{MIMO} = m \times B \log_2(1 + \rho) \quad (2.4)$$

En général, l'utilisation de m antennes des deux côtés d'un système de communication sans fil donné, a le potentiel d'évoluer linéairement par m la relation fondamentale de la capacité de Shannon [66].

Cependant, les inconvénients majeurs des systèmes MIMO sont la complexité accrue et les multiples canaux radiofréquence (RF) associées aux antennes multiples qui sont importantes en termes de taille, de puissance et de matériel.

2.3.1. Limitations des transmissions MIMO

Les transmissions MIMO induisent un surcoût dû à l'installation de plusieurs antennes sur les terminaux. De plus, un temps de traitement supplémentaire est nécessaire pour traiter plusieurs signaux émis et / ou reçus. Mais la principale limitation des transmissions MIMO est due à la distance de cohérence D_c . En effet, la diversité spatiale est atteinte si et seulement si les signaux reçus peuvent être considérés comme non corrélés. Et cette propriété ne peut être atteinte que lorsque les antennes de réception sont espacées d'au moins la distance de cohérence. La distance de cohérence est de l'ordre de $\lambda/2$, λ étant la longueur d'onde des signaux calculés par l'équation suivante :

$$\lambda = \frac{c}{f_c} \quad (2.5)$$

c est la vitesse de la lumière et f_c est la fréquence porteuse. Par exemple, dans la bande de fréquence des réseaux wifi IEEE 802.11, la fréquence porteuse est choisie proche de 2,4 GHz. Donc, l'espace entre les antennes est de l'ordre de 6 cm. Cette contrainte peut ne pas convenir aux systèmes dans lesquels la taille des terminaux sans fil doit être minimisée, par exemple, réseaux de capteurs où les dispositifs mobiles cellulaires qui ne peuvent être équipés que d'une seule antenne en raison de leur petite taille physique, ce qui ne facilite pas l'espace pour installer plusieurs antennes non corrélées.

Pour remédier à cet inconvénient, une catégorie de techniques dites de **communication coopérative** est proposée pour permettre aux dispositifs mobiles à antenne unique de partager

leurs antennes dans un sens pour constituer un système MIMO virtuel et obtenir certains avantages d'un système MIMO.

2.4. La communication coopérative (MIMO Virtuel)

La notion de coopération remonte au travail original de Cover et El Gamal [67] sur les propriétés théoriques de l'information du canal relai. Ils ont modélisé un canal relai pour inclure un nœud source, un nœud relai et un nœud destinataire, comme illustré dans la Figure 2.5.a ci-dessous. Leur travail était basé sur l'analyse de la capacité d'un réseau à trois nœuds composé d'une source, d'un relai et d'un récepteur. Mais, la popularité des communications coopératives revient aux travaux récents [5], [68,69], où les auteurs ont montré les avantages du relayage coopératif dans un environnement sans-fil cellulaire et ad-hoc.

Dans une communication coopérative, plusieurs nœuds relais opèrent conjointement avec le nœud source afin de transmettre ses informations à la destination. Par conséquent, l'exploitation des techniques MIMO devient possible sans la nécessité d'avoir plusieurs antennes aux nœuds du réseau. La communication bénéficie ainsi de la diversité spatiale puisque les signaux sont transmis sur des canaux à évanouissements indépendants, ce qui garantit une meilleure détection au récepteur.

Les techniques de coopération profitent de la propriété de diffusion des signaux sans-fil. Le fait que le signal d'une source vers une destination peut être « écouté » par les nœuds voisins, permet à ces derniers de traiter le signal « écouté » et le transmettre vers la destination. Les traitements aux relais consistent à une répétition du signal « écouté » (un exemple sera de décoder puis recoder l'information ou bien simplement amplifier le signal reçu avant de le transmettre), ou à des stratégies plus sophistiquées comme compresser le signal reçu avant de le transmettre [70]. La destination combine les signaux issus de la source et des relais (ou seulement des relais) afin d'augmenter la résistance contre les évanouissements du canal.

Dans la figure 2.5, nous illustrons les différents modèles de la communication coopérative.

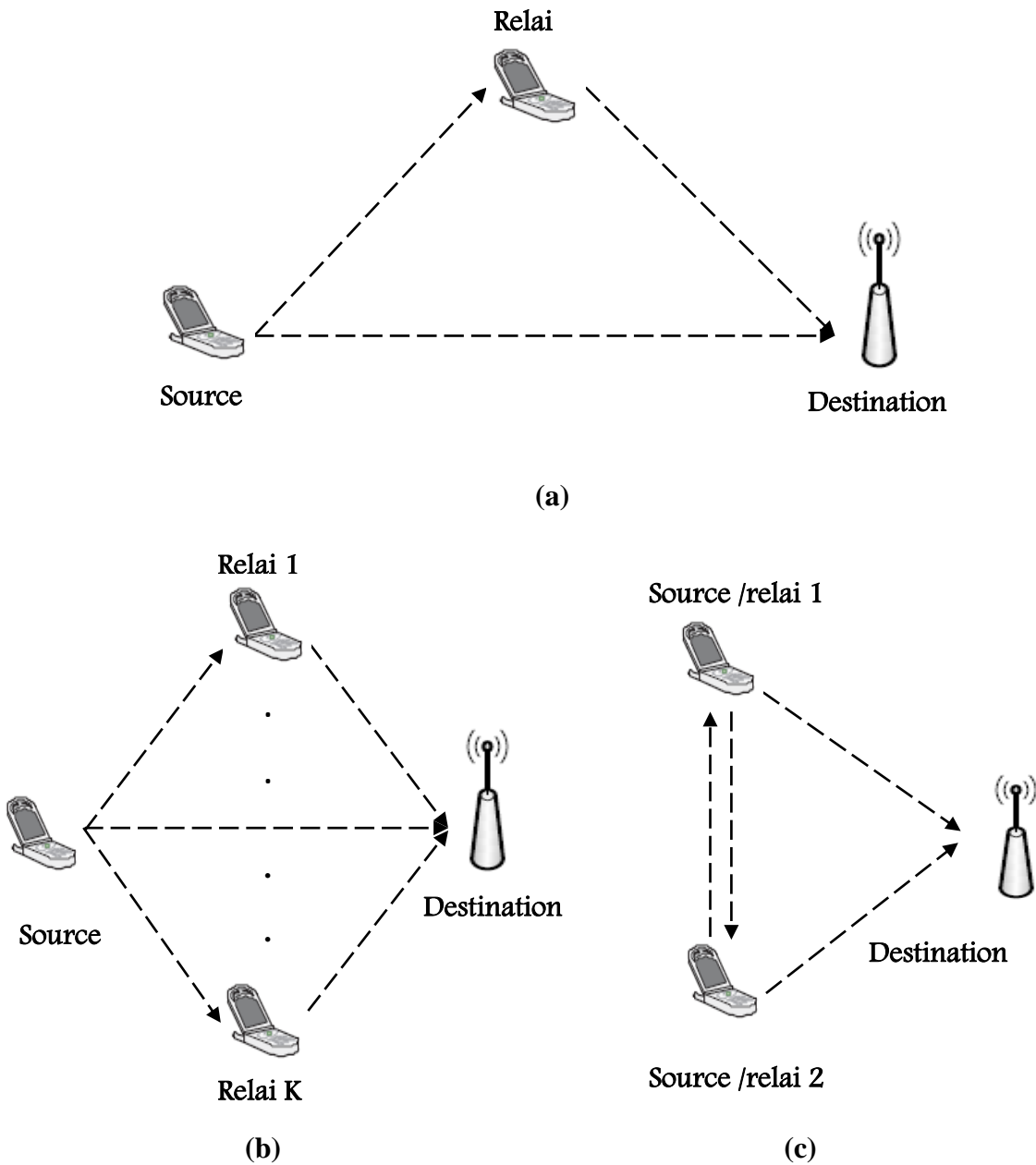


Figure 2.5. Modèles de la communication coopérative : (a) Relais classique, (b) Multi-relais, (c) Relais multi-accès.

La figure 2.5.a est le modèle le plus classique. Comme décrit précédemment, la source diffuse simultanément le signal au relais et à la destination, puis le relais retransmet l'information à la destination. Un nœud source, équipé d'une seule antenne ne peut avoir une diversité spatiale supérieure à 1. A l'aide d'un relais, il est capable de doubler sa diversité spatiale. En effet, la destination reçoit la même information par deux trajets indépendants, donc la diversité spatiale est égale à 2. Dans la figure 2.5.b nous présentons le modèle du réseau de coopération à relais multiples. Intuitivement, nous pensons aux nœuds relais comme

des antennes multiples d'un système MIMO. Par conséquent, des structures de transmission MIMO sont applicables sur ce type de réseaux [71-73] afin d'augmenter la fiabilité ou le débit de la transmission. La figure 2.5.c illustre un modèle de coopération où la source d'information peut jouer le rôle d'un relai.

2.5. Application de Communications Coopératives

L'idée clé de la coopération entre utilisateurs est le partage de ressources entre plusieurs nœuds d'un réseau. La raison de l'exploration de la coopération de l'utilisateur est que la volonté de partager la puissance et le calcul avec les nœuds voisins peut conduire à des économies de ressources réseau globales. Parmi les nouvelles applications :

2.5.1. Réseau Ad-hoc sans fil

C'est un réseau autogéré et autonome sans infrastructure préétablie ni contrôleur centralisé [74]. Dans ce réseau, les nœuds distribués de manière aléatoire forment un réseau temporairement fonctionnel qui prend en charge la sortie ou la jonction sans interruption des nœuds.

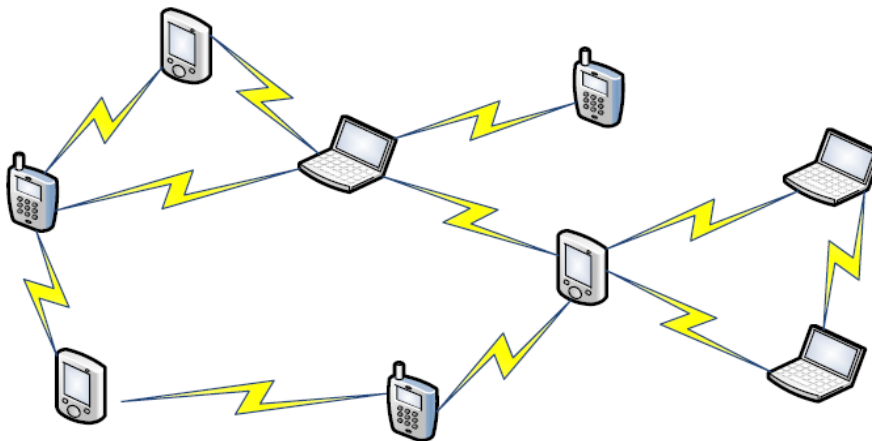


Figure 2.6. Réseau ad-hoc sans fil [75]

De tels réseaux ont été déployés avec succès pour les communications militaires et les applications civiles potentielles comprennent l'utilisation commerciale et éducative, la gestion des catastrophes, le réseau de véhicules routiers, etc.

2.5.2. Réseaux de capteurs sans fil (WSN)

Les réseaux de capteurs sans fil (WSNs : Wireless sensor networks) ont attiré l'attention du monde entier ces dernières années. Le réseau consiste en des capteurs autonomes répartis dans l'espace pour surveiller en coopération les conditions physiques ou environnementales telles que la température, le son, les vibrations, la pression, les mouvements ou les polluants.

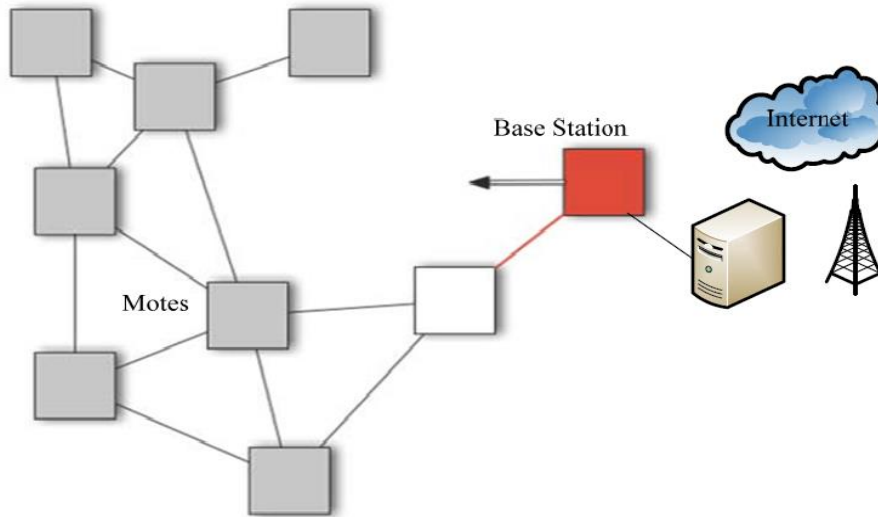


Figure 2.7. Réseaux de capteurs sans fil [75]

Ces capteurs sont petits, avec un traitement CPU (central processing unit) limité, des ressources informatiques, de la mémoire et de la puissance. Pour lutter contre ces limitations, ces capteurs sont équipés d'interfaces sans fil qu'ils pourraient utiliser pour communiquer entre eux et également pour former un réseau ad-hoc en coopération pour envoyer leurs données à la station de base [76].

2.6. Les techniques de relaying dans la communication coopérative

Pour permettre la coopération entre les utilisateurs, plusieurs techniques de relaying ont été développées depuis l'introduction de la diversité coopérative [2-3]. Au départ, pour assurer une diversité souhaitée, on cherchait les meilleures techniques de codage qui consistaient à répartir l'information, d'une façon optimale, entre la source et les relais. Différentes méthodes de codage, comme le code en blocs ou le code convolutif, peuvent être utilisées dans ce protocole appelé *coded-cooperation* [77]. Cependant, d'autres protocoles de transmission plus simples qui dépendent de l'action prise par le relai à la réception de l'information ont été

présentés [5]. Les techniques de communications coopératives s'organisent en deux grandes familles : les protocoles de relayage régénératif et les protocoles de relayage transparent.

Dans le relayage transparent, le signal est relayé tel qu'il est reçu sans aucune modification. Dans cette famille, nous pouvons citer : Amplify and Forward (AF) [5], [78]. Tandis que, Les protocoles de relayage régénératif modifient le signal reçu avant de le retransmettre. Dans cette famille, nous pouvons citer : le protocole Decode-and-Forward (DF) [68], [79], où le relai décode le message en entier, il le ré-encode puis il le retransmet à la destination, ainsi que le protocole Compress-and Forward (CF) [70], qui permet au relai d'envoyer une version quantifiée de son signal reçu. D'une manière générale, les techniques régénératives sont plus performantes que les techniques transparentes et nécessitent beaucoup plus de capacité de calcul [6], [8], [14-16], [80]. Dans cette partie, on se limite à introduire les protocoles les plus populaires tels que l'amplify-and-forward et le decode-and-forward.

2.6.1. Amplify-and-Forward (AF)

Amplify-and-Forward (AF) [5], [78] est l'une des techniques de coopération les plus simples et populaires [80]. Dans cette technique, le relai amplifie le signal émis par la source, puis il le retransmet vers la destination. Comme indiqué sur la figure 2.8, aucune démodulation ou décodage du signal reçu n'est effectué dans ce protocole. Autrement dit, le relai retransmet simplement le signal qu'il reçoit et le multiplie par un gain β .

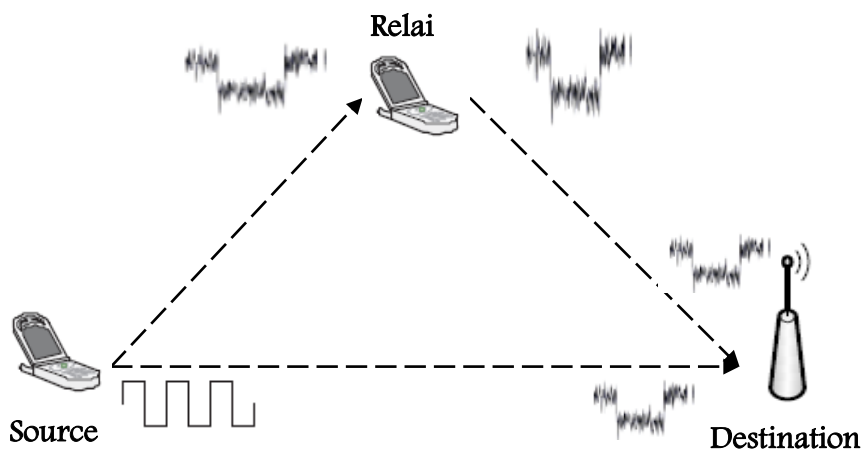


Figure 2.8. Technique de relayage Amplify-and-Forward (AF)

La destination reçoit donc deux copies du même signal, celle transmise par la source et celle par le relai. La copie du signal transmise par le relai est modélisée par l'expression suivante :

$$X_R[n] = \beta Y_{S,R}[n] \quad (2.6)$$

Où $X_R[n]$ est le symbole n transmis par le relai R, $Y_{S,R}$ est le signal reçu par le relai et β est le gain d'amplification. L'avantage offert par cette approche est sa simplicité d'implémentation puisqu'aucune opération de décodage ou de traitement de signal complexe n'est requise au nœud relai. Par contre, l'inconvénient est que la version relayée du signal est corrompue par du bruit amplifié et le processus d'amplification augmentera le niveau de bruit ainsi que le signal par rapport à la contrainte de puissance. Ceci pourrait détériorer la capacité de décodage de la destination. Malgré l'amplification du signal source bruité, la destination reçoit deux versions indépendantes de ce signal, permettant d'augmenter l'efficacité de sa détection des signaux et la diversité du second ordre est atteinte, ce qui est le meilleur résultat possible de ce protocole.

2.6.2. Decode-and-Forward (DF)

Dans le protocole DF [68], [79], et comme son nom l'indique, le relai décode le signal qu'il reçoit de la source, et ré-encode une estimation de ce message avant de l'envoyer à la destination (figure 2.9). Dans ce cas, le bruit n'est pas amplifié (contrairement à AF) et une nouvelle version du signal est transmise. Le signal transmis par R peut être modélisé par:

$$X_R[n] = \hat{X}_R[n] \quad (2.7)$$

Où $\hat{X}_R[n]$ est la version estimée du symbole $X_R[n]$, ensuite, le nœud relai transmet $\hat{X}_R[n]$ à la destination.

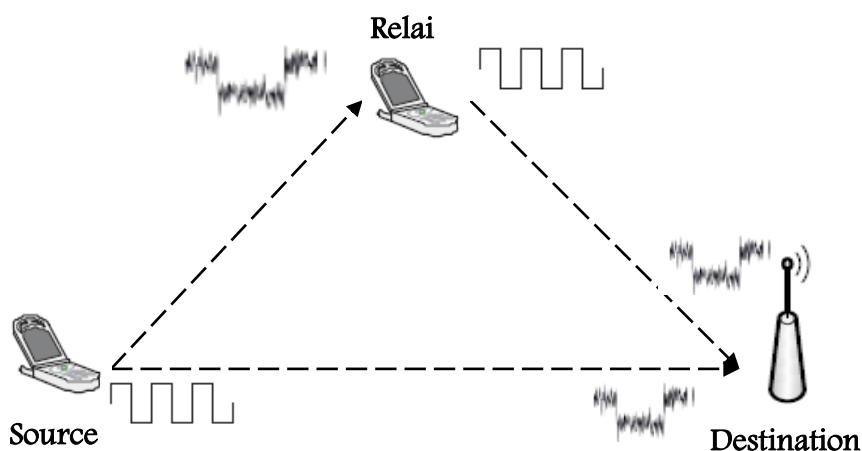


Figure 2.9. Technique de relayage Decode-and-Forward (DF)

Cependant, si les signaux sont correctement décodés au niveau du relais, les performances sont meilleures que le protocole AF, car le bruit est éliminé. Lorsque la qualité du canal entre la source et le relais est meilleure, le relais est capable de décoder très rapidement et correctement. De plus, la méthode DF peut être étendue pour combiner des techniques de codage qui pourraient être incorporées dans les protocoles réseau (en utilisant le codage spatio-temporel par exemple) [81].

2.7. Sélection d'antenne / relais

La sélection d'antennes a été envisagée auparavant pour les systèmes MIMO. Cette stratégie a montré une diversité impressionnante et des gains de codage [82-84]. L'idée est de n'utiliser qu'un sous-ensemble des antennes disponibles. La conséquence est que, tout en tirant parti des avantages des antennes disponibles, le nombre de canaux RF est réduit au nombre d'antennes sélectionnées, ce qui entraîne une réduction des coûts et de la complexité.

La performance de la communication coopérative est limitée en termes de diversité lorsque le lien source-relais est mauvais (ISI et bruit) et / ou lorsque les interférences d'accès multiple (MAI) sont présentes. Cette dégradation est attribuée à des erreurs au niveau des nœuds relais. Par conséquent, si une meilleure fiabilité est obtenue au niveau des nœuds relais, la diversité peut s'améliorer, voire être maintenue.

Pour cela, la sélection d'antenne au niveau du relais est utilisée afin d'améliorer la fiabilité des liaisons, où le nœud relais est supposé équipé de plusieurs antennes et le récepteur sélectionne la/les meilleure(s) antenne(s) selon le critère de sélection utilisé. Ainsi, l'extension naturelle de la sélection d'antenne est la sélection du relais, par laquelle le relais qui bénéficie de la meilleure fiabilité parmi plusieurs relais est sélectionné. Dans ce dernier cas, chaque nœud relais est supposé être équipé d'une seule antenne. Il est également possible de sélectionner plusieurs relais (sélection partielle) pour la coopération [85]. En outre, plusieurs critères de sélection ont été proposés [85-88]. Dans [86], un système coopératif composé d'un nœud source (S), d'un nœud destination (D) et de N relais est considéré. Tous les nœuds sont supposés être équipés d'antennes individuelles et le critère ORSL (Optimal Relay Source Link) est proposé. Dans ce cas, la source S sélectionne la meilleure liaison source-relais pour la transmission, c'est-à-dire qui correspond au meilleur canal S-R avec le SNR le plus élevé. Par conséquent, le rapport SNR du signal reçu à R (γ_{SR}) doit satisfaire :

$$\gamma_{SR} = \max_{i=1, \dots, N} \{\gamma_{SR_i}\} \quad (2.8)$$

Par ailleurs, le critère ORDL (optimal Relay Destination Link) a été introduit pour les réseaux coopératifs [87]. Dans le schéma ORDL, le candidat ayant le meilleur lien entre les relais et D ($R_i \rightarrow D$) est sélectionné comme relais. Supposons que le relais sélectionné est R. À savoir, le rapport SNR du lien R - D (γ_{RD}) doit satisfaire :

$$\gamma_{RD} = \max_{i=1,\dots,N} \{\gamma_{R_i D}\} \quad (2.9)$$

2.8. Conclusion

Nous avons montré, dans ce chapitre, notre intérêt pour la diversité coopérative qui est une alternative du système MIMO, ainsi que pour la sélection d'antennes/relais. Nous avons présenté les techniques de diversité connues qui peuvent être utilisées pour améliorer la qualité de la transmission et la capacité du canal. En outre, pour le concept de coopération, nous avons principalement décrit les protocoles de relayage conventionnels tel que DF et AF qui peuvent assurer la diversité et quelques applications de la communication coopérative.

Chapitre 3

La diversité coopérative dans les communications UWB

3.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous résumons les éléments clés d'un modèle de système coopératif TH-PPM radio impulsif UWB (IR-UWB) pour étudier la performance de la diversité coopérative dans différents environnements de canaux UWB IEEE 802.15.4a. La chaîne émetteur-récepteur UWB sera développée en tenant compte de la transmission multi-utilisateurs. La contrainte de puissance et les propriétés du canal UWB sont de grandes motivations pour utiliser le récepteur Rake qui peut exploiter la diversité en capturant l'énergie dispersée sur de nombreux composants multi-trajet (MPCs : Multipath components) du canal UWB et augmente la puissance collectée au niveau du récepteur. Avec une connaissance parfaite des coefficients du canal (CSI : Channel State Information) et en présence du bruit AWGN, le récepteur Rake avec une combinaison de rapport maximum (MRC) maximise le SNR et peut améliorer les performances du récepteur. Ainsi, nos résultats montrent une amélioration significative due au gain de la diversité fourni par les nœuds relais.

Les simulations sont réalisées dans quatre types de canaux UWB (CM1-CM4) prenant en compte l'effet des interférences entre utilisateurs (MAI) par rapport à l'accès libre (en ignorant les MAI) et la transmission directe non coopérative. L'influence de la coopération avec un nombre différent de relais est étudiée ainsi qu'une comparaison de performance des récepteurs RAKE partiel et sélectif (P-Rake et S-Rake) est faite. Enfin, nous évaluons les performances du positionnement du relai d'un système coopératif TH-PPM-UWB dont le nœud relai est supposé placé à différentes distances de la source et de la destination.

3.2. Le système UWB coopératif

Comme le signal UWB s'étend sur une large bande passante de plusieurs gigahertz, la FCC a établi une norme selon laquelle la puissance moyenne transmise du signal UWB est assez faible (-41,3 dBm/MHz) pour éviter les interférences entre les systèmes UWB et les technologies sans fil existantes [1]. Cette limitation impose des restrictions importantes sur la performance et la couverture du système. De plus, la puissance du signal reçu diminue après sa transmission à travers le canal d'évanouissement par trajets multiples, ce qui rend difficile la détection et la démodulation des signaux UWB [89]. Par conséquent, les techniques de communication coopérative qui sont une alternative des techniques de diversité spatiale MIMO [2-3] sont introduites dans le système UWB. Cette combinaison nommée Coopérative UWB (C-UWB) peut améliorer les performances des systèmes UWB et aider à augmenter la couverture du réseau sans nécessiter une augmentation de la transmission. Il en résulte aussi plusieurs avantages tels que le gain en diversité, le gain de capacité, la bonne QoS et la fiabilité de la transmission [4-5].

Le système UWB coopératif suit généralement une structure de réseau ad-hoc [74] afin de réduire la complexité du système. Dans ce type de structure, chaque nœud peut jouer l'un des trois types de rôle de nœuds suivants: un nœud source (S), un nœud de destination (D) et un nœud relais (R). Cependant, dans un processus de communication spécifique, chaque nœud ne peut jouer qu'un seul rôle, où un système UWB coopératif comprend un nœud source, un nœud de destination et un ou plusieurs nœuds relais.

Divers systèmes de relais coopératifs pour les systèmes UWB ont été proposés, les systèmes Decode and Forward (DF) et Amplify and Forward (AF) sont les deux systèmes de relais coopératifs les plus utilisés et étudiés. Ils constituent une bonne solution pour augmenter la performance du système [80]. Les réseaux coopératifs DF pour le modèle de canal SV modifié ont été rapportés [8], [14] et [15], ainsi que les réseaux coopératifs AF [9]. Par ailleurs, les performances du détecteur cohérent et non cohérent ont également été étudiées pour les systèmes UWB à relai DF et AF [4], [6], [7] et [10], ainsi que pour les systèmes UWB utilisant un schéma DF avec plusieurs antennes [12].

3.3. Description du système de transmission TH-PPM UWB coopératif

Dans ce chapitre, nous nous concentrerons sur le modèle général de communication coopérative UWB illustré dans la figure 3.1, avec une source, une destination et un ou plusieurs relais désignés par S, D et R respectivement.

Le relais assiste la transmission S-D en utilisant le protocole DF afin de fournir un gain de diversité et ainsi améliorer la fiabilité de la détection à la destination. Le scénario de communication se déroule en deux phases. Dans la première phase, S émet un signal vers R et D. Ensuite, R et D reçoivent des versions du signal source. Dans la seconde phase, S reste silencieux, tandis que R recode et retransmet une version estimée du signal reçu à D. Par la suite, D combine les signaux reçus pendant les deux phases. L'intervalle de transmission se divise en deux intervalles de temps « time slots » de durée égale.

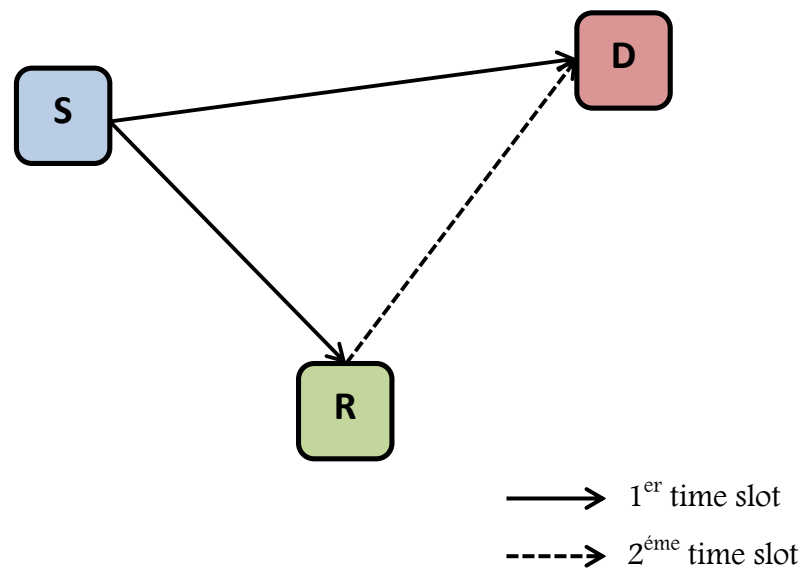


Figure 3.1. Le modèle général du système coopératif.

Les nœuds de réseau sont constitués de terminaux radio synchrones équipés chacun d'une seule antenne et fonctionnent en mode « half-duplex » ; c'est-à-dire à tout moment, un nœud peut transmettre ou recevoir, mais pas les deux.

La chaîne émetteur-récepteur UWB illustrée dans la figure 3.2 sera développée en tenant compte de transmission multi-utilisateurs. En effet, plusieurs utilisateurs transmettent

simultanément leurs signaux UWB en appliquant la technique d'accès multiple à saut temporelle (TH-UWB) pour éviter les collisions catastrophiques.

Les données d'informations peuvent être échangées entre des nœuds dans les réseaux WSN ou à partir de n'importe quelle application dans les réseaux WPAN, tel que ; un dispositif numérique personnel, un flux numérique d'un lecteur DVD, un e-mail ou un navigateur Web. L'évanouissement des canaux UWB est modélisé selon la norme IEEE 802.15.4a. En raison de la transmission multi-utilisateur, le signal reçu à la destination est corrompu par des MAI et du bruit. Comme la transmission UWB est limitée en puissance, nous utilisons le récepteur Rake afin de collecter l'énergie de la propagation par trajets multiples.

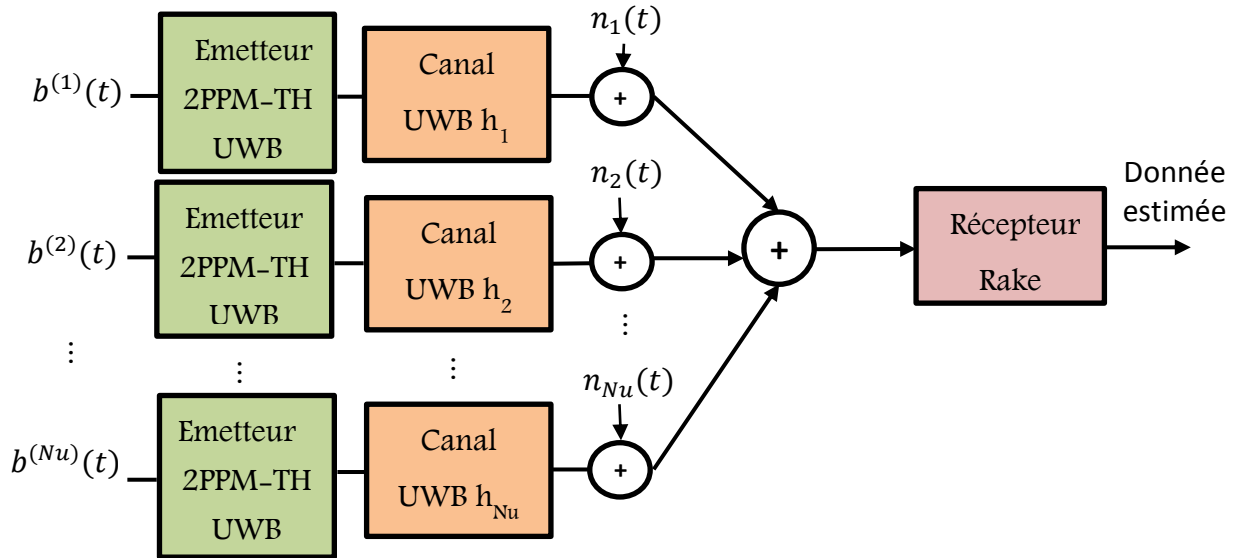


Figure 3.2. Chaîne de transmission du système de communication TH-UWB multi-utilisateurs.

3.3.1. Modèle de l'émetteur

Considérons le modèle de transmission TH-UWB avec N_u utilisateurs transmettent simultanément des signaux impulsifs du doublet gaussien avec une modulation PPM à travers le canal UWB. En général, le signal transmis de l'utilisateur i peut être exprimé comme

$$x_i(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{f=0}^{N_f-1} \sqrt{E_i} p(t - jT_s - fT_f - g_{j,f}^{(i)}T_c - \varepsilon b_j^{(i)})$$

$$x_i(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{f=0}^{N_f-1} \tilde{p}_i \left(t - jT_s - fT_f - g_{j,f}^{(i)}T_c - \varepsilon b_j^{(i)} \right) \quad (3.1)$$

Où E_i est l'énergie de l'impulsion émise par chaque utilisateur i et $\tilde{p}_i(t)$ est la version associée de l'impulsion UWB $p(t)$ transmise par utilisateur i , où $\sqrt{E_i}$ a été absorbé dans $\tilde{p}_i(t)$. T_s est la durée d'un symbole correspondant à la périodicité du code TH. Elle est composée de N_f trames de durée T_f . Chaque trame est constituée de N_h chips, soit $T_f = N_h T_c$ où T_c est la durée du chip TH. Le retard $g_{j,f}^{(i)}T_c$ est celui du code de TH, $g_{j,f}^{(i)}$ est le code pseudo-aléatoire définissant la séquence TH de l'utilisateur i . ε est l'écart temporel introduit par la PPM et $b_j^{(i)}$ est une donnée binaire (0 ou 1) portée par l'impulsion.

3.3.2. Le canal IEEE 802.15.4a

Afin de s'adapter à un plus grand nombre d'applications potentielles, le groupe de travail IEEE 802.15.4a a proposé un modèle élargi à la fois en fréquences et en types d'environnement [28]. Les applications visées sont de type bas débit (de 1 kbit/s à quelques Mbit/s), dans des environnements intérieurs (résidentiel et de bureau), extérieurs, mais aussi industriels (usines, etc.) et corporels (pour les applications WBAN).

Les modèles définis dans le cadre IEEE802.15.4a s'appuient sur le modèle statistique de Saleh-Valuenzela (S-V) [90] qui assimile la réponse impulsionnelle du canal à une succession de plusieurs groupes de trajets appelés clusters et arrivant chacun avec un retard donné. Chaque cluster est composé de trajets caractérisés par une atténuation complexe et un retard. Des paramètres sont fournis pour caractériser les taux d'arrivée des clusters Λ et des rayons λ . ainsi que les coefficients de décroissance exponentielle inter- et intra-clusters (Γ et γ). Le formalisme S-V de la réponse impulsionnelle du canal $h(t)$ est donné dans l'expression 3.2 et une illustration en est faite en figure 3.3.

$$h(t) = \tilde{\beta} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_{k,l} e^{j\phi_{k,l}} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (3.2)$$

où $\alpha_{k,l}$ sont les coefficients de gain multi-trajets, T_l est l'instant d'arrivé du $l^{ième}$ cluster, $\tau_{k,l}$ est le retard du $k^{ième}$ MPC par rapport à l'instant d'arrivé du cluster T_l , L est le nombre de clusters, K est le nombre des MPCs dans un cluster. De même, le facteur $\tilde{\beta}$ modélise

conjointement le *pathloss* et le *shadowing* et la phase $\phi_{k,l}$ est considérée comme une variable aléatoire uniformément distribuée dans l'intervalle $[0, 2\pi]$.

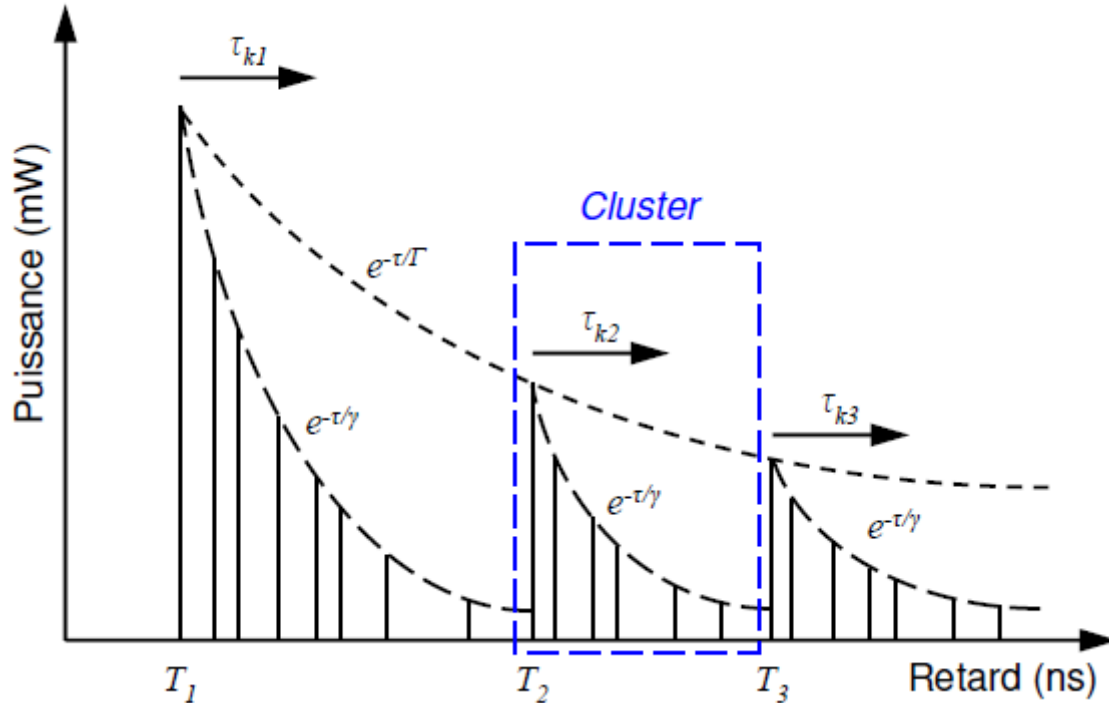


Figure 3.3. Profil puissance-retard du modèle du canal UWB IEEE 802.15.4a selon le formalisme de Saleh-Valenzuela (SV) [32].

La différence majeure du modèle IEEE 802.15.4a par rapport au modèle IEEE 802.15.3a réside dans la prise en compte d'une modélisation réaliste des pertes par propagation (*pathloss*), à la fois en distance et en fréquence (cf. annexe A.2). Ainsi, les variations petite-échelle de l'amplitude des rayons sont modélisées par une loi de Nakagami (cf. annexe A.11), tandis que, dans le modèle IEEE 802.15.3a les fluctuations d'amplitude des rayons sont modélisées par une loi log-normale.

Ce modèle présente l'avantage d'être très complet, au prix d'une complexité accrue. Neuf types de canaux ont été identifiés, avec une différenciation provenant des paramètres du modèle qui sont influencés par chaque environnement : résidentiel, bureautique, industriel, et extérieur :

- les modèles CM1 et CM2 qui sont la configuration respective en vue directe (LOS : Line Of Sight) et sans vue directe (NLOS : No Line of Sight) pour un environnement intérieur résidentiel.

- les modèles CM3 et CM4 qui correspondent respectivement aux configurations LOS et NLOS pour un environnement intérieur de bureau.
- les modèles CM5 et CM6 qui correspondent respectivement aux configurations LOS et NLOS pour un environnement extérieur.
- les modèles CM7 et CM8 qui correspondent respectivement aux configurations LOS et NLOS pour un environnement intérieur industriel.
- le modèle CM9 correspond à l’environnement extérieur NLOS pour les cas particuliers d’une exploitation agricole ou d’une zone couverte de neige.

Quelques caractéristiques des modèles IEEE802.15.4a sont présentées dans le tableau 3.1 où l’on distingue principalement :

- N_{paths}^{-10dB} qui représente le nombre de trajets dits principaux dont l’énergie est à moins de 10 dB inférieure à celle du trajet le plus fort.

Modèle du canal	Type de canal	N_{paths}^{-10dB}	$N_{paths}^{85\%}$	Γ_m	Indice (n)
CM1	LOS résidentiel	17	55	16.4	1.79
CM2	NLOS résidentiel	37	115	18.5	4.58
CM3	LOS bureau	22	45	11.5	1.63
CM4	NLOS bureau	60	128	13.3	3.07
CM8	NLOS Industriel	392	1134	88.8	2.15

LOS : Line of sight — vue directe

NLOS : No line of sight — absence de vue directe

Tableau 3.1. Canaux IEEE802.15.4a [91].

- $N_{paths}^{85\%}$ qui représente le nombre de trajets sur lesquels est répartie 85% de l’énergie.
- Γ_m qui représente l’étalement moyen des retards des trajets.
- L’indice n caractérise les *Pathloss* dans le milieu pour chaque modèle de canal.

Le tableau 3.1 permet d’apprécier la grande influence de l’environnement. Ainsi le canal résidentiel en vue directe (CM1-LOS) a un nombre plus réduit de trajets, avec 55 trajets contenant 85% de l’énergie, tandis que ce même pourcentage d’énergie est atteint avec plus de 1100 trajets dans le cas du canal industriel sans vue directe (CM8-NLOS). On distingue

également que l'absence de vue directe entraîne l'augmentation considérable du nombre de trajets pour atteindre un niveau donné d'énergie cumulée.

Par ailleurs, la figure 3.4 illustre des réalisations des quatre premiers modèles CM1 à CM4.

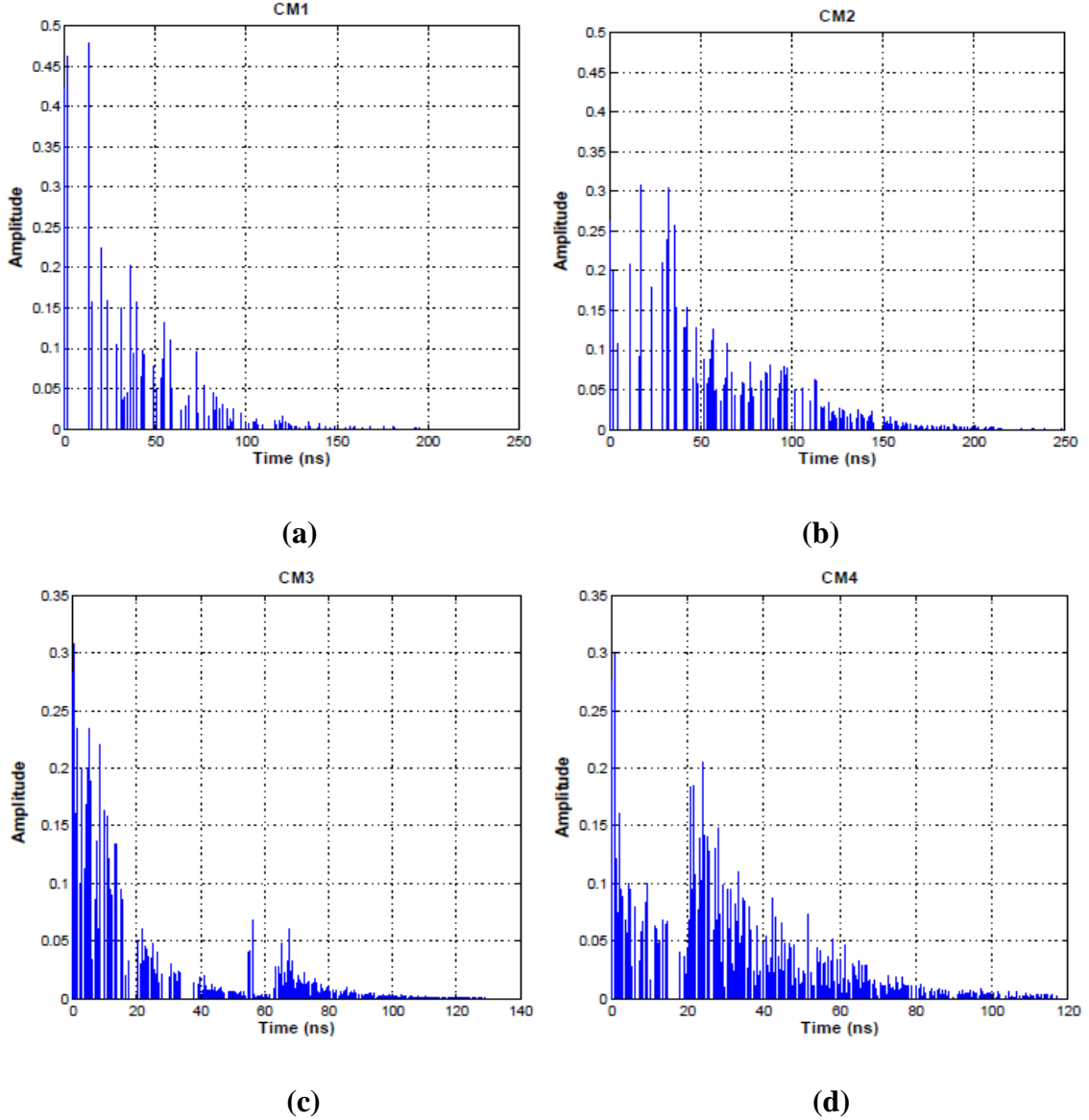


Figure 3.4. Exemples de réalisations des modèles CM1 à CM4 [91].

Enfin, l'expression finale de la réponse impulsionnelle du canal multi-trajet s'écrit comme

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} h_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (3.3)$$

Pour la simplicité de notation, nous avons inséré le paramètre $h_{k,l}$ au lieu de $\tilde{\beta} \alpha_{k,l} e^{j\phi_{k,l}}$ de l'équation (3.3).

Une description des modèles de canaux UWB IEEE 802.15.4a avec leurs paramètres et leurs principales caractéristiques peuvent être trouvés détaillés dans [28].

3.3.3. La structure du récepteur

Au récepteur, les signaux de tous les N_u utilisateurs avec propagation par trajets multiples sont sommés, de sorte que le signal total reçu est donné par

$$r(t) = \sum_{i=1}^{N_u} x_i(t) * h_i(t) + n(t) \quad (3.4)$$

Où $*$ dénote l'opération de convolution, $x_i(t)$ est le signal émis du $i^{\text{ème}}$ utilisateur, $h_i(t)$ est la réponse impulsionnelle du canal entre l'utilisateur i et le récepteur et $n(t)$ est le bruit AWGN avec une moyenne nulle et une variance $N_0/2$.

Dans le schéma de communication considéré, les signaux reçus à la destination et au relai pendant le 1er time slot sont donnés en (3.5) et (3.6), respectivement. Dans le 2ème time slot, le relai décode d'abord le signal source, recode et transmet ensuite les données estimées de la source à la destination. Le signal reçu à la destination dans le deuxième time slot est indiqué au (3.7) :

$$r_{SD}(t) = x_{S_u}(t) * h_{S_uD}(t) + \sum_{i=1, i \neq S_u}^{N_u} x_{S_i}(t) * h_{S_iD}(t) + n_{SD}(t) \quad (3.5)$$

$$r_{SR}(t) = x_{S_u}(t) * h_{S_uR}(t) + \sum_{i=1, i \neq S_u}^{N_u} x_{S_i}(t) * h_{S_iR}(t) + n_{SR}(t) \quad (3.6)$$

$$r_{RD}(t) = x_{R_u}(t) * h_{R_uD}(t) + \sum_{i=1, i \neq R_u}^{N_u} x_{R_i}(t) * h_{R_iD}(t) + n_{RD}(t) \quad (3.7)$$

où $x_{S_u}(t)$ est le signal de source diffusé de l'utilisateur d'intérêt S_u dans le 1^{er} time slot et $x_{R_u}(t)$ est le signal du relai diffusé de l'utilisateur d'intérêt R_u dans le 2^{ème} time slot, qui est la retransmission du signal source après décodage, estimation et recodage. $h_{S_uD}(t)$, $h_{S_uR}(t)$ sont les réponses impulsionnelles de canal entre l'utilisateur d'intérêt S_u et les récepteurs D et R dans le 1^{er} time slot, respectivement, et $h_{R_uD}(t)$ est le canal entre l'utilisateur d'intérêt R_u au niveau du relai et le récepteurs D dans le 2^{ème} time slot.

De la même manière, $x_{S_i}(t)$ et $x_{R_i}(t)$ sont le signal transmis du $i^{\text{ème}}$ utilisateur de la source et du relai, respectivement. $h_{S_iD}(t)$, $h_{S_iR}(t)$ et $h_{R_iD}(t)$ sont les réponses impulsionnelles de canal du $i^{\text{ème}}$ utilisateur des liens SD et SR dans le 1er time slot, et le lien RD dans le 2ème time slot, respectivement. $n_{SR}(t)$ représente le bruit AWGN disponible au relais et $n_{SD}(t)$ et $n_{RD}(t)$ sont le bruit AWGN disponible à la destination dans le 1er et le 2ème time slot, respectivement. Dans (3.5), (3.6) et (3.7), les premier, deuxième et troisième termes sont respectivement le signal reçu, l'interférence d'accès multiple (MAI) et le bruit complexe AWGN.

Ainsi, Les équations (3.5), (3.6) et (3.7) peuvent être exprimées comme suit

$$r_{SD}(t) = \sum_{k=0}^{K_1-1} \sum_{f=0}^{N_f-1} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} h_k^{(S_uD)} \tilde{p}_{S_u} \left(t - jT_s - fT_f - c_{j,f}^{(S_u)} T_c - \varepsilon b_j^{(S_u)} - \tau_k^{(S_uD)} \right) + \sum_{i=1, i \neq S_u}^{N_u} x_{S_i}(t) * h_{S_iD}(t) + n_{SD}(t) \quad (3.8)$$

$$r_{SR}(t) = \sum_{k=0}^{K_2-1} \sum_{f=0}^{N_f-1} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} h_k^{(S_u)} \tilde{p}_{S_u} \left(t - jT_s - fT_f - c_{j,f}^{(S_u)} T_c - \varepsilon b_j^{(S_u)} - \tau_k^{(S_uR)} \right) + \sum_{i=1, i \neq S_u}^{N_u} x_{S_i}(t) * h_{S_iR}(t) + n_{SR}(t) \quad (3.9)$$

$$r_{RD}(t) = \sum_{k=0}^{K_3-1} \sum_{f=0}^{N_f-1} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} h_k^{(R_uD)} \tilde{p}_{R_u} \left(t - jT_s - fT_f - c_{j,f}^{(R_u)} T_c - \varepsilon b_j^{(R_u)} - \tau_k^{(R_uD)} \right) + \sum_{i=1, i \neq R_u}^{N_u} x_{R_i}(t) * h_{R_iD}(t) + n_{RD}(t) \quad (3.10)$$

3.3.3.1. Le récepteur RAKE

Plusieurs solutions ont été proposées pour prendre en compte la multitude de trajets du canal UWB; l'un des procédés rencontrés dans la littérature est le récepteur RAKE (râteau ou récepteur à doigts) [17]. Ce récepteur est optimal car il permet de contrer efficacement les effets des trajets multiples en recombinaison en phase chacun des échos reçus. Des modifications sont toutefois apportées de façon à exploiter la diversité liée au canal multi-

trajet pour maximiser l'énergie disponible au récepteur. L'idée générale est d'exploiter les différentes composantes des trajets multiples pour améliorer la prise de décision. Le récepteur RAKE est constitué d'un nombre de doigts réalisant chacun une corrélation sur le trajet sur lequel il est verrouillé, suivis d'une opération de combinaison sur l'ensemble des sorties des doigts.

La performance du récepteur RAKE dépend de la technique de sélection des trajets ainsi que de la méthode de combinaison utilisée. Par ailleurs, plusieurs possibilités de sélection des trajets pour le récepteur RAKE sont également envisageables quant au nombre de branches constituant le récepteur RAKE autrement dit le nombre de composantes prises en compte: On peut distinguer trois types de récepteur :

- All RAKE prend en compte tous les trajets et peut donc devenir rapidement très complexe.

Pour diminuer le nombre de branches et ainsi la complexité du récepteur, deux autres options sont proposées :

- PRAKE (Partial RAKE) dans lequel seuls les premiers trajets sont considérés
- SRAKE (Sélectif RAKE) où les trajets les plus significatifs (les plus énergétiques) sont exploités.

En complément aux techniques de sélection des trajets interviennent les méthodes utilisées pour combiner les sorties des corrélations effectuées sur chaque doigt du Rake. On peut citer parmi de nombreuses méthodes de combinaison des corrélations : Equal Gain Combining (EGC) [92], Minimum Mean Square Error Combining (MMSEC) [92, 93], Maximum Ratio Combining (MRC) [92] and [94].

3.3.3.2. 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 [94], utilise la combinaison à ratio maximal (MRC) pour combiner la sortie des branches. Avec MRC, les sorties des corrélateurs sont pondérées en fonction de l'amplitude du signal reçu, avant d'être envoyées vers le système de décision. Cela nécessite une connaissance parfaite des coefficients du canal (CSI) du côté du récepteur, et il obtient les meilleures performances parmi les autres systèmes de combinaison.

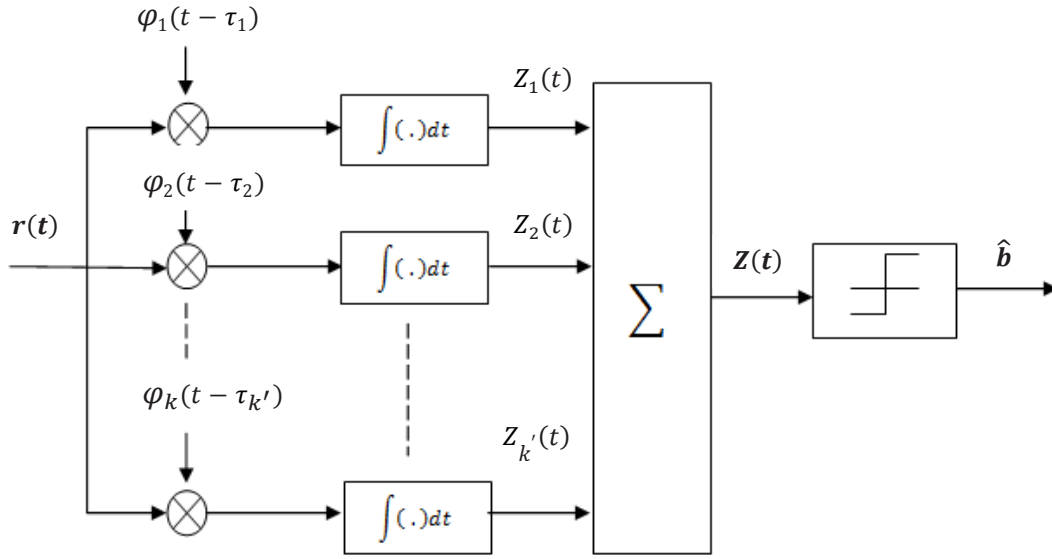


Figure 3.5. Récepteur RAKE.

3.3.3.3. Le signal à la sortie du récepteur

Dans notre scénario, nous recherchons un récepteur simple de faible complexité avec des performances acceptables, nous avons donc choisi d'implémenter le Rake partiel avec MRC (P-Rake-MRC) aux relais et à la destination. En supposant que le CSI est disponible pour le récepteur pour tous les schémas proposés, le récepteur P-Rake-MRC traitera un sous-ensemble du nombre total de trajets, puis les combiner en utilisant la technique MRC pour atteindre la diversité par trajets multiples. Tandis que, pour réaliser la diversité par la coopération, le récepteur combine les données détectées à partir des liaisons SD et RD. Dans ce qui suit, nous utilisons un récepteur P-Rake à K' doigts qui capture les premiers K' trajets de la liaison UWB. Les formes d'onde du modèle « Template » utilisées dans les corrélateurs à la destination et au relai dans le 1^{er} time slot et à la destination dans le 2^{ème} time slot sont donnés respectivement par

$$\varphi_{SD}^{(k')}(t) = \sum_{f=0}^{N_f-1} \vartheta\left(t - fT_f - g_f^{(S_u)}T_c - \tau_{k'}^{(S_u^D)}\right) \quad (3.11)$$

$$\varphi_{SR}^{(k')}(t) = \sum_{f=0}^{N_f-1} \vartheta\left(t - fT_f - g_f^{(S_u)}T_c - \tau_{k'}^{(S_u^R)}\right) \quad (3.12)$$

$$\varphi_{RD}^{(k')}(t) = \sum_{f=0}^{N_f-1} \vartheta\left(t - fT_f - g_f^{(R_u)}T_c - \tau_{k'}^{(R_uD)}\right) \quad (3.13)$$

Où $0 \leq k' \leq K' - 1$ et $\vartheta(t) = p(t) - p(t - \varepsilon)$.

En théorie, les codes TH sont conçus pour assurer une transmission UWB simultanée et orthogonale dans des environnements multi-utilisateurs. Cependant, une transmission orthogonale parfaite ne peut pas être réalisée dans la pratique en raison de la propagation par trajets multiples, de la transmission asynchrone et de l'autocorrélation et l'inter-corrélation imparfaites des codes TH. Par conséquent, les variables de décision à la sortie des récepteurs Rake à la destination dans le 1^{er} et le 2^{ème} time slot sont données respectivement par

$$\hat{Z}_{SD} = \sum_{k'=0}^{K'-1} \int_0^{T_s} r_{SD}(t) \varphi_{SD}^{(k')}(t) dt \quad (3.14)$$

$$\hat{Z}_{RD} = \sum_{k'=0}^{K'-1} \int_0^{T_s} r_{RD}(t) \varphi_{RD}^{(k')}(t) dt \quad (3.15)$$

En substituant (3.8) et (3.11) dans (3.14), la variable de décision à la sortie du récepteur Rake à la destination dans le 1er time slot peut s'écrire comme suit:

$$\begin{aligned} \hat{Z}_{SD} = & \int_0^{T_s} \sum_{l=0}^{L_1-1} \sum_{k=0}^{K_1-1} \sum_{f=0}^{N_f-1} \sum_{k'=0}^{K'-1} h_{k,l}^{(S_uD)} \tilde{p}_{S_u} \left(t - fT_f - g_f^{(S_u)}T_c - \varepsilon b^{(S_u)} - T_l^{(S_uD)} - \tau_{k,l}^{(S_uD)} \right) \vartheta \left(t - fT_f \right. \\ & \left. - g_f^{(S_u)}T_c - \tau_{k'}^{(S_uD)} \right) dt \\ & + \int_0^{T_s} \sum_{i=1, i \neq S_u}^{N_u} \sum_{l=0}^{L_1-1} \sum_{k=0}^{K_1-1} \sum_{f=0}^{N_f-1} \sum_{k'=0}^{K'-1} h_{k,l}^{(S_iD)} \tilde{p}_{S_i} \left(t - fT_f - g_f^{(S_i)}T_c - \varepsilon b^{(S_i)} - T_l^{(S_iD)} - \tau_{k,l}^{(S_iD)} \right) \vartheta \left(t \right. \\ & \left. - fT_f - g_f^{(S_u)}T_c - \tau_{k'}^{(S_uD)} \right) dt \\ & + \int_0^{T_s} n_{SD}(t) \sum_{f=0}^{N_f-1} \sum_{k'=0}^{K'-1} \vartheta \left(t - fT_f - g_f^{(S_u)}T_c - \tau_{k'}^{(S_uD)} \right) dt \end{aligned} \quad (3.16)$$

De la même manière, en substituant (3.10) et (3.13) dans (3.15), la variable de décision à la sortie du récepteur Rake à la destination dans le 2^{ème} time slot peut s'écrire comme suit:

$$\begin{aligned}
 \hat{Z}_{RD} = & \int_0^{T_s} \sum_{l=0}^{L_1-1} \sum_{k=0}^{K_1-1} \sum_{f=0}^{N_f-1} \sum_{k'=0}^{K'-1} h_{k,l}^{(RuD)} \tilde{p}_{Ru} \left(t - fT_f - g_f^{(Ru)} T_c - \varepsilon b^{(Ru)} - T_l^{(RuD)} - \tau_{k,l}^{(SuD)} \right) \vartheta \left(t \right. \\
 & \left. - fT_f - g_f^{(Ru)} T_c - \tau_{k'}^{(RuD)} \right) dt \\
 & + \int_0^{T_s} \sum_{i=1, i \neq Ru}^{N_u} \sum_{l=0}^{L_1-1} \sum_{k=0}^{K_1-1} \sum_{f=0}^{N_f-1} \sum_{k'=0}^{K'-1} h_{k,l}^{(RiD)} \tilde{p}_{Ri} \left(t - fT_f - g_f^{(Ri)} T_c - \varepsilon b^{(Ri)} - T_l^{(RiD)} - \tau_{k,l}^{(RiD)} \right) \vartheta \left(t \right. \\
 & \left. - fT_f - g_f^{(Ru)} T_c - \tau_{k'}^{(RuD)} \right) dt \\
 & + \int_0^{T_s} n_{RD}(t) \sum_{f=0}^{N_f-1} \sum_{k'=0}^{K'-1} \vartheta \left(t - fT_f - g_f^{(Ru)} T_c - \tau_{k'}^{(RuD)} \right) dt
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

Par conséquent, \hat{Z}_{SD} et \hat{Z}_{RD} peuvent être décomposés en trois termes, le signal désiré, l'interférence entre utilisateurs (MAI) et le bruit AWGN comme :

$$\hat{Z}_{SD} = D^{SD} + \hat{I}_{MAI}^{RD} + \hat{\eta}^{SD} \tag{3.18}$$

$$\hat{Z}_{RD} = D^{RD} + \hat{I}_{MAI}^{RD} + \hat{\eta}^{RD} \tag{3.19}$$

A la destination, le récepteur combine les deux variables de décision avec un facteur de combinaison λ qui contrôle l'effet near-far. Cet effet est constitué de la différence de pathloss et dépend de la puissance transmise et des distances de propagation. Ce type de détecteur a été désigné sous le nom de $\lambda - \text{MRC}$ [69]. La variable de décision finale est alors donnée par

$$\hat{Z} = \hat{Z}_{SD} + \lambda \hat{Z}_{RD} \tag{3.20}$$

où $\lambda = PL_{RD}/PL_{SD}$, avec PL_{RD} et PL_{SD} sont les pathloss en dB des liaisons R-D et S-D, respectivement. Le pathloss $PL(d) = PL_{ref} + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_{ref}} \right)$ est en fonction de la distance, où PL_{ref} est le pathloss à la distance de référence d_{ref} qui est fixée à 1 m et n est l'indice du pathloss, qui dépend également de l'environnement et de l'existence ou non de LOS (tableau 3.2).

Ensuite, le récepteur fait la décision « hard decision » comme suit

$$\begin{cases} 0 & \text{si } \Re[\hat{Z}] > 0 \\ 1 & \text{si } \Re[\hat{Z}] \leq 0 \end{cases} \tag{3.21}$$

3.4. Résultats de simulation

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation, par la méthode de Monte Carlo, d'un système de transmission TH-PPM UWB coopératif avec et sans les interférences MAI. D'après [95], pour la plupart des conceptions de code TH, si une impulsion est corrompue par une interférence, il est fortement possible qu'une seule impulsion interfère avec la position d'impulsion de l'utilisateur d'intérêt. Par conséquent, dans ce qui suit, nous considérons un seul utilisateur de plus (interférent) c.-à-d. le nombre d'utilisateurs $N_u = 2$. L'impulsion transmise est la dérivée seconde d'une gaussienne de durée 0.7 ns et d'un décalage ε de la modulation PPM fixé à 0.15 ns. Les liaisons de transmission (source-relais, source-destination et relais-destination) sont modélisées selon les modèles de canal IEEE 802.15.4a notamment les quatre types de canaux UWB, à savoir CM1, CM2, CM3 et CM4. La durée de chip est égale à la somme de la durée de l'impulsion et du décalage temporel de la modulation PPM, $T_c = 0.85$ ns, chaque trame est constituée de 100 chips, où chaque chip est présenté par une impulsion.

Le pathloss $PL(d) = PL_{ref} + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_{ref}} \right)$ est en fonction de la distance, où PL_{ref} est le pathloss à la distance de référence d_{ref} qui est fixée à 1 m et n est l'indice du pathloss, qui dépend également de l'environnement et de l'existence ou non de LOS (tableau 3.2).

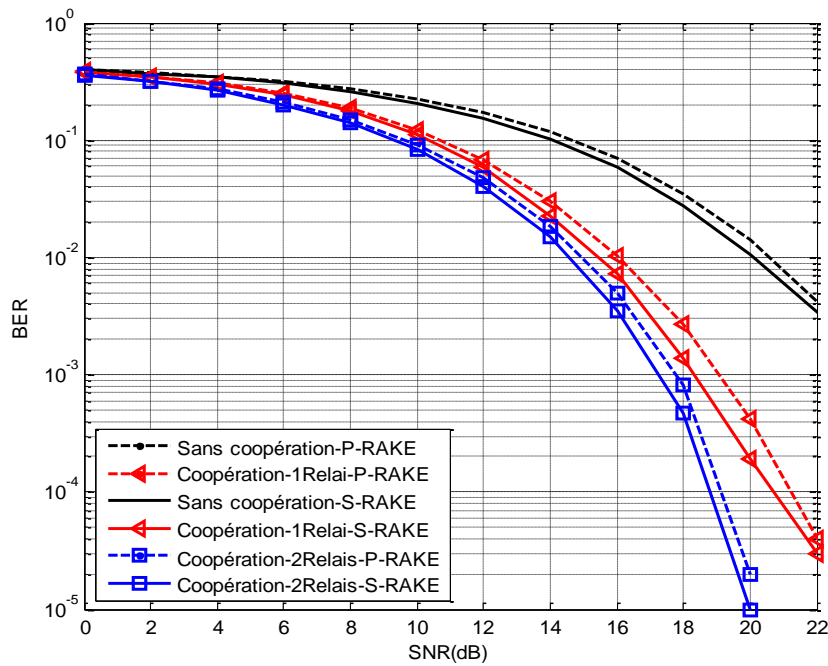
Pathloss	CM1	CM2	CM3	CM4
$PL_{ref}[\text{dB}]$	-43.9	-48.7	-35.4	-59.9
n	1.79	4.58	1.63	3.07
k	1.12	1.53	0.03	0.71

Tableau 3.2. Les pertes de propagation (*pathloss*) pour chaque modèle de canal [28].

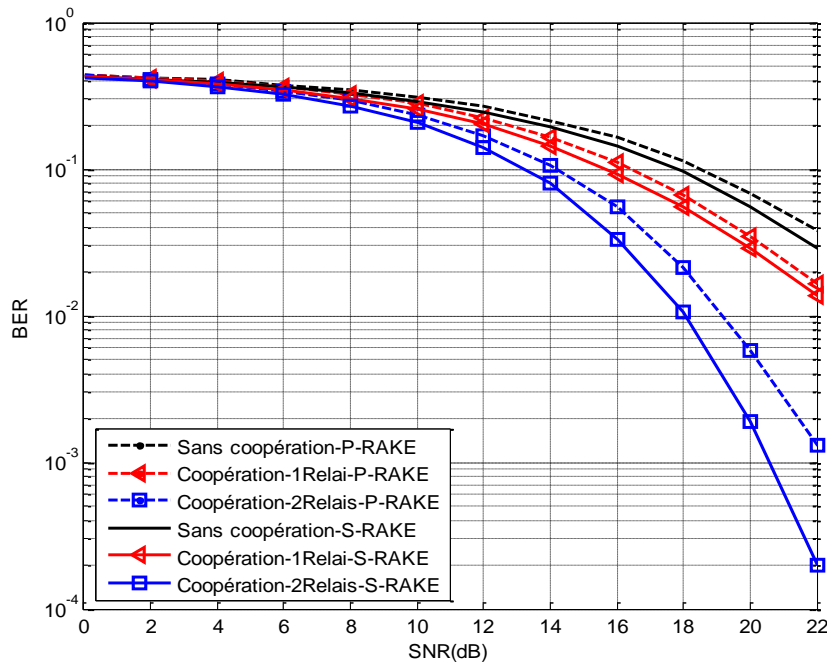
Nous supposons que la distance entre la source et la destination d_{SD} est fixée à 3m, et que le nœud relai se trouve exactement au point milieu entre les nœuds source et destination. Ainsi, nous considérons que les énergies émises sont égales pour les différents nœuds et aux plus égalent à la limite de puissance d'émission maximale de la FCC, c.-à-d. $E_S = E_R = -41.3$ dBm/MHz.

Nous étudions principalement l'influence de la coopération avec un nombre différent de relais. Le récepteur, de type Rake partiel (P-Rake-MRC) à cinq doigts (fingers), est supposé avoir une connaissance parfaite des coefficients du canal. En outre, l'augmentation du nombre

de doigts dans un récepteur Rake améliorera les performances du système mais en revanche augmentera la complexité de calcul. Afin d'améliorer les performances sans augmenter le nombre de corrélateurs (doigts) du Rake, nous pouvons utiliser un Rake sélectif (S-Rake-MRC), qui sélectionne les meilleurs K' MPCs. Dans la figure 3.6, nous évaluons les performances des récepteurs S-Rake-MRC et P-Rake-MRC avec 5 doigts, sans et avec 1-2 relais coopératifs, sans et en présence d'interférences MAI et pour un canal multi-trajets CM1.



(a)

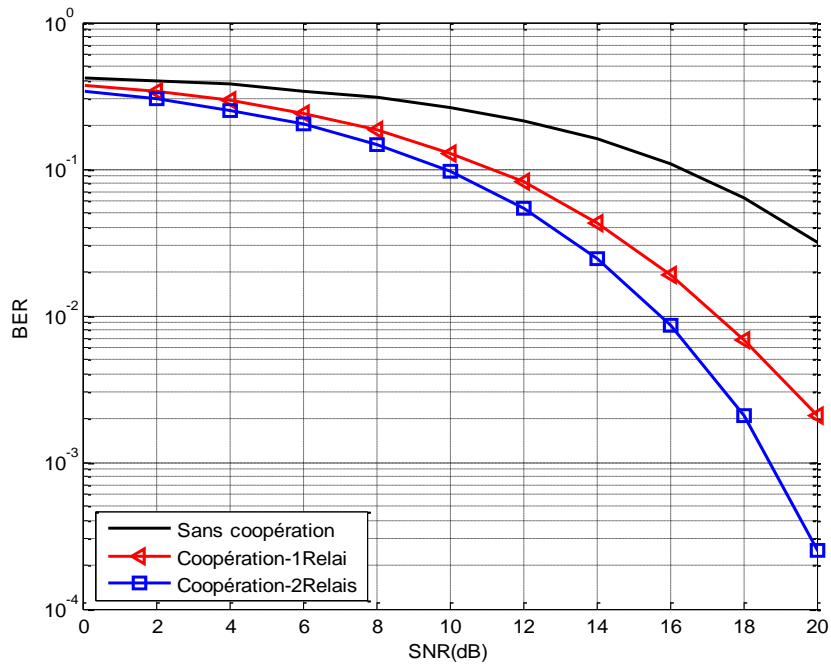


(b)

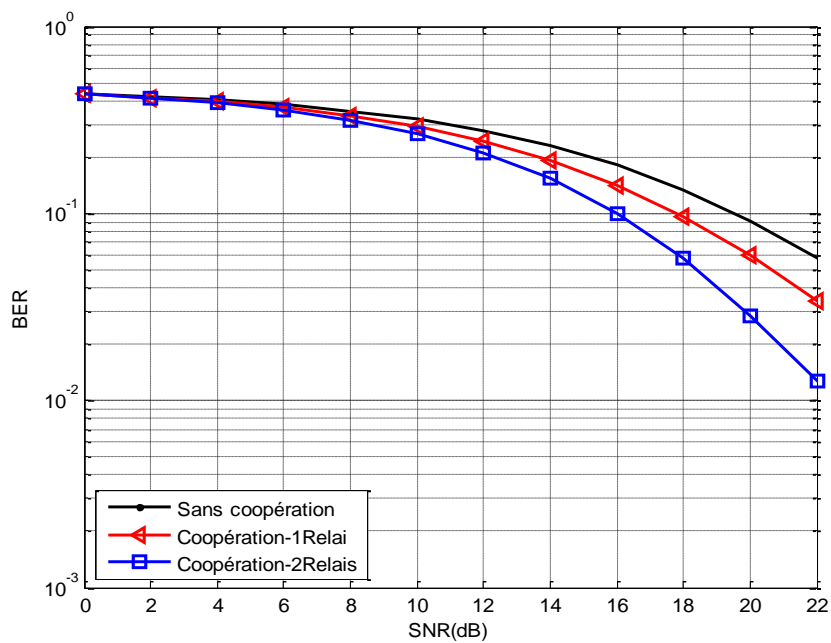
Figure 3.6. Performances du système TH-PPM UWB coopératif avec 1 et 2 relais utilisant P-Rake et S-Rake sous le canal CM1. (a) Sans MAI. (b) En présence de MAI.

Comme le montre la figure 3.6, le RAKE sélectif (S-Rake) présente de bons résultats puisqu'il sélectionne les plus forts K' trajets parmi les K multi-trajets du canal, mais ces meilleurs composants K' sont déterminés par un algorithme de recherche dans tous les multi-trajets du canal, ce qui augmente sa complexité de conception et rend sa fenêtre d'exploitation assez longue pour causer des ISI. Tandis que, le récepteur Partial-Rake (P-Rake), malgré qu'il fournit des performances sous-optimales par rapport au SRAKE puisqu'il capte juste une fraction de l'énergie du signal désiré disponible dans les premiers K' multipaths, mais il est moins complexe vu qu'il n'a pas besoin d'un algorithme de recherche.

Les Figures 3.7-3.9 montrent les performances en terme de BER du système coopératif TH-PPM UWB en utilisant un récepteur P-Rake à 5 doigts pour les canaux plus denses (CM2, CM3 et CM4) que le CM1, respectivement. Dans chaque figure, nous comparons les résultats pour trois différents scénarios; la transmission directe sans coopération sur le lien S-D et la coopération avec 1 et 2 relais.

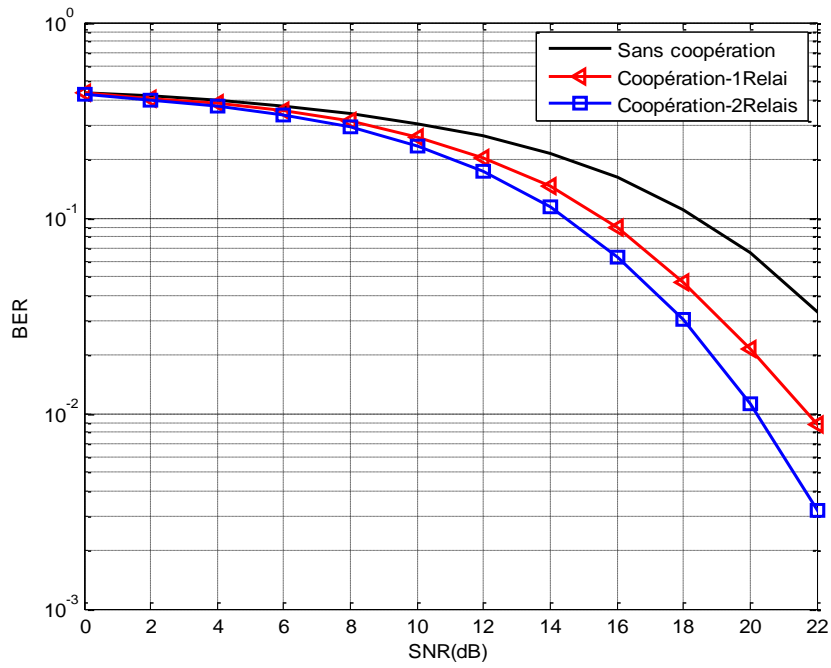


(a)

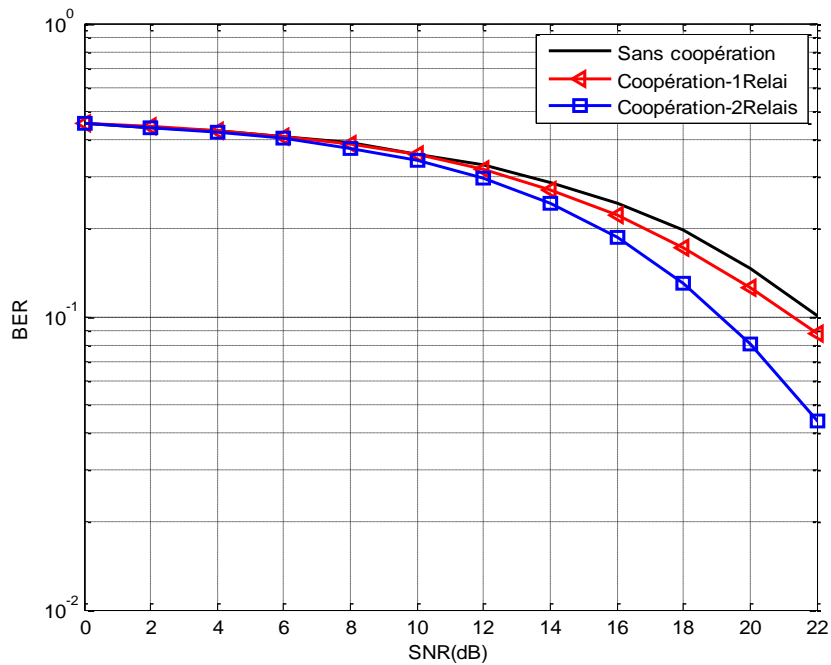


(b)

Figure 3.7. Performances du système TH-PPM UWB coopératif (avec 1 et 2 relais) sous le canal CM2. (a) Sans MAI. (b) En présence de MAI.

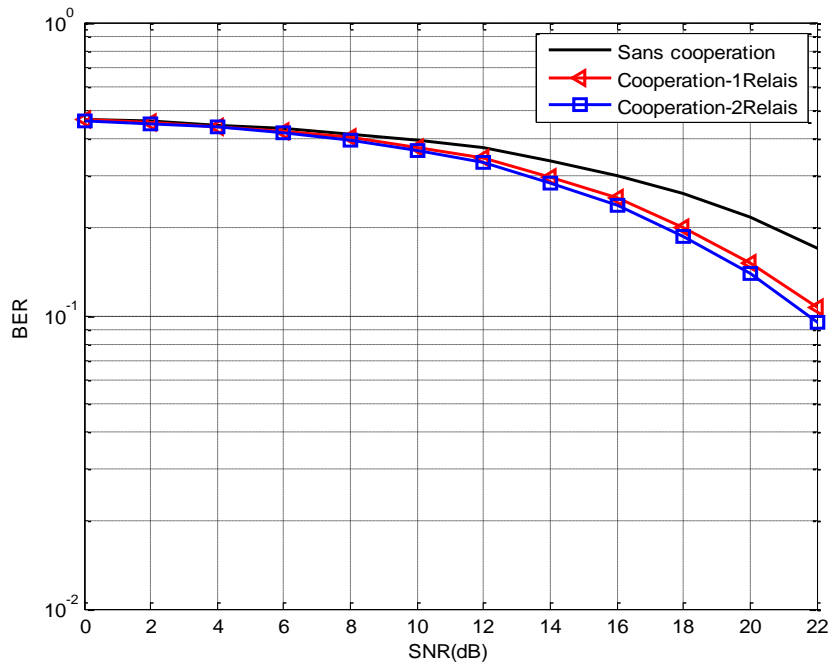


(a)

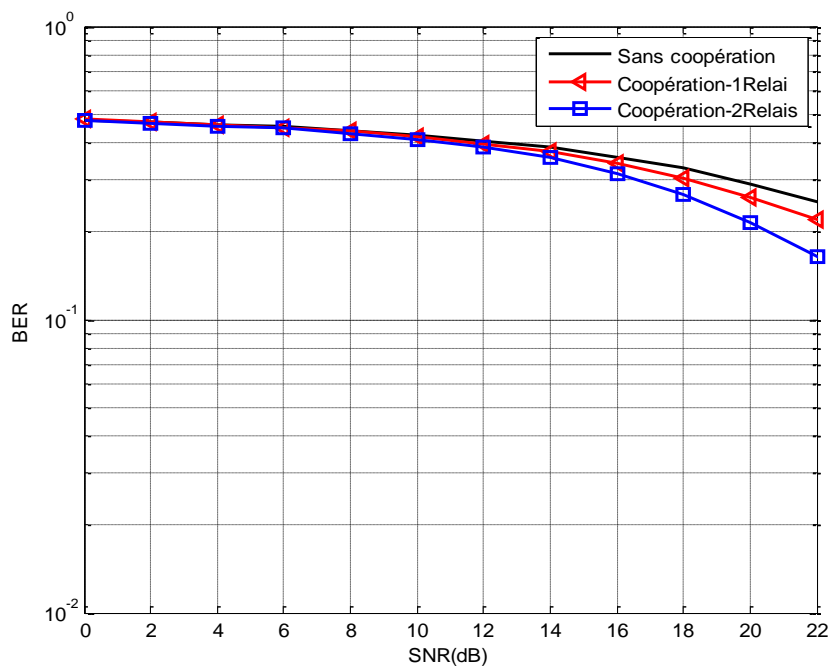


(b)

Figure 3.8. Performances du système TH-PPM UWB coopératif (avec 1 et 2 relais) sous le canal CM3. (a) Sans MAI. (b) En présence de MAI.



(a)



(b)

Figure 3.9. Performances du système TH-PPM UWB coopératif (avec 1 et 2 relais) sous le canal CM4. (a) Sans MAI. (b) En présence de MAI.

Comme le montrent les figures précédentes, en absence de MAI, le bénéfice de la coopération peut avoir lieu et le gain de diversité augmente proportionnellement au nombre de relais coopératifs. Les résultats suggèrent que, en prenant en compte des MAI, la performance du système se dégrade significativement, mais le bénéfice de la coopération est toujours efficace et le gain de diversité augmente proportionnellement au nombre de nœuds relais. En outre, il est montré que les canaux LOS conduisent à de meilleures performances que les canaux NLOS. Ceci est dû au fait que dans les canaux LOS, un nombre inférieur de trajets contient plus d'énergie que dans le cas du canal le plus dense (CM4).

3.5. L'effet du positionnement des relais sur les performances du système

Il a été montré que des nœuds relais sont placés entre le nœud source et le nœud de destination dans le but d'améliorer les performances du système UWB coopératif [96]. Mais il est important de connaître la position (distance) particulière du relai entre la source et la destination qui donne les meilleures performances. La qualité du signal transmis diminue avec l'augmentation de la distance en raison de plusieurs facteurs tels que: la perte de propagation « pathloss », la perte de puissance « power-loss », le bruit et les interférences [5].

La Figure 3.10 montre les performances en terme de BER du système UWB en fonction de SNR dans l'environnement de canal LOS résidentiel IEEE 802.15.4a avec le nœud relai pour différentes distances de la source et de la destination (d_{SR} et d_{RD}). On suppose que la source et la destination sont maintenues à une distance $d_{SD} = 10\text{m}$. Le relai est positionné en certains points sur une ligne droite entre la source et le relai, de manière à maintenir constante la distance de transmission globale, $d_{SD} = d_{SR} + d_{RD} = 10\text{m}$, pour faciliter la comparaison des performances. Des simulations sont effectuées pour 5 relais maintenus à des distances d_{SR} égales à 1m, 2m, 3m, 4m et 5m du nœud source. Ainsi, les distances correspondantes d_{RD} de ces relais du nœud de destination sont respectivement de 9m, 8m, 7m, 6m et 5m. On peut noter que le cinquième relai est à une distance égale à la distance du nœud source et celle du nœud de destination, c.-à-d. $d_{SR} = d_{RD} = 5\text{m}$. A titre de comparaison, les performances en terme de BER pour le cas sans relai est également simulée, c.-à-d. la transmission directe du signal source à la destination sans aucun relai.

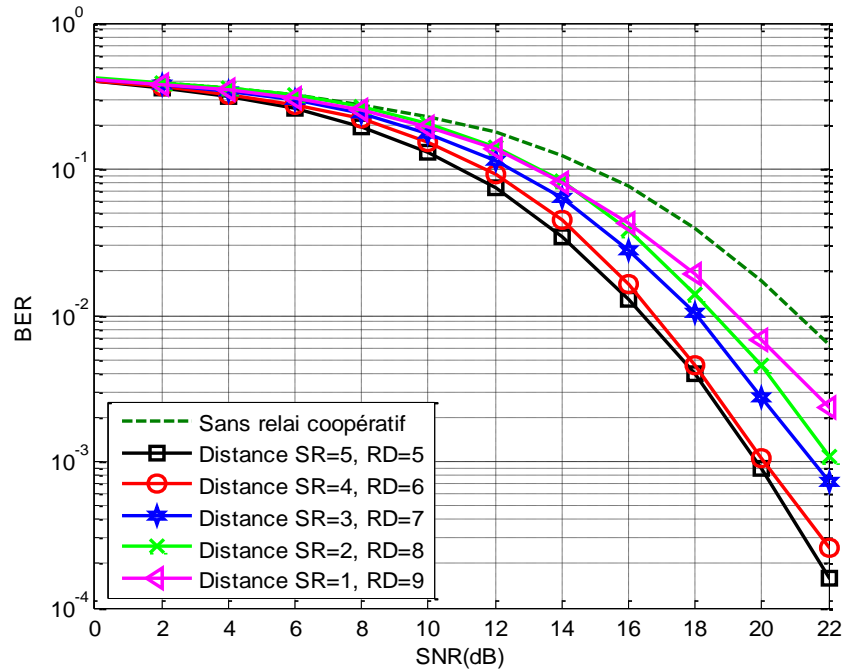


Figure 3.10. Performances BER avec relais à différentes positions.

Les résultats de simulation montrent clairement que le modèle de système UWB fonctionne mieux en présence d'un relais qu'à son absence. Par ailleurs, on peut observer que les performances en BER augmentent à mesure que le relais se rapproche du point central entre le nœud source et le nœud de destination. Ainsi, on peut dire que pour un modèle de canal donné, les performances en BER du système dépendent à la fois, de la distance entre la source et le relais d_{SR} et celle entre le relais et la destination d_{RD} . Par exemple, le BER présente la meilleure valeur lorsque $d_{SR} = d_{RD} = 5\text{m}$ à une distance $d_{SD} = 10\text{m}$. Ainsi, on peut conclure que le BER du système coopératif UWB est au minimum lorsque le relais est équidistant du nœud source et du nœud destinataire.

3.6. Conclusion

Nous avons étudié dans ce chapitre la stratégie de coopération pour un réseau de relais utilisant le protocole DF dans le contexte de la communication TH-UWB, en prenant en compte l'effet des MAI par rapport à l'accès libre (sans MAI) et à la transmission directe non coopérative. Les résultats de simulation ont montré qu'en absence des MAI, le bénéfice de la coopération peut avoir lieu et le gain de diversité augmente proportionnellement au nombre de relais coopératifs. Dans le cas de transmission avec MAI, nous indiquons que les

performances du système sont légèrement dégradées et sont dominées par la liaison S-R, en particulier lorsque la liaison S-D présente des conditions de canal médiocres. Ainsi, il est montré que les canaux LOS conduisent à de meilleures performances que les canaux NLOS. Ceci est dû au fait que dans les canaux LOS, un nombre inférieur de trajets contient plus d'énergie que dans les canaux NLOS. Enfin, nous avons étudié l'effet du positionnement des relais sur les performances du système et nous avons conclu que les meilleurs résultats sont obtenus lorsque le relai est équidistant du nœud source et du nœud destinataire.

Chapitre 4

Raccourcissement du canal (CSE) dans les systèmes UWB coopératifs

4.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous proposons une nouvelle structure basée sur l'approche du raccourcissement du canal pour la diversité coopérative dans le contexte des systèmes ultra-large bande (TH-UWB). Comme le canal UWB a une réponse impulsionnelle très longue par rapport au système à bande étroite, les performances TH-UWB sont affectées par l'interférence inter-symbole (ISI). Par conséquent, l'utilisation du récepteur Rake est très efficace, mais elle augmente la complexité du récepteur en raison de son grand nombre de corrélateurs. L'idée est d'introduire un égaliseur du raccourcissement du canal (appelé en anglais Channel Shortening Equalizer : CSE), au niveau du relai et à la destination. Le Decode and Forward est utilisé comme un protocole de relayage pour retransmettre les signaux de la source vers la destination. Le relai est supposé équipé de plusieurs antennes où nous proposons un critère de sélection d'antenne pour exploiter la diversité avec une complexité réduite. Dans le réseau de relai considéré, les liaisons UWB entre les nœuds sont modélisées selon les normes IEEE 802.15.4a. Les performances de la structure proposée sont comparées aux cas où le relai est équipé d'une seule antenne et de plusieurs antennes c.à.d. cas de diversité complète (en anglais : Full diversity (FD)).

Dans ce chapitre, le concept du raccourcissement de canal et ses méthodes conventionnelles de conception sont introduits. Ensuite, le modèle du système coopératif dans lequel le signal UWB, le canal IEEE 802.15.4a et le critère de sélection d'antenne (Antenna selection : AS) sont élaborés. Puis, le développement du CSE basé sur l'algorithme de maximisation du rapport signal à bruit raccourci (appelé en anglais Maximum Shortening SNR : MSSNR) ainsi que la structure du récepteur RAKE sont détaillés. Enfin, nous évaluons les résultats de simulations.

4.2. Raccourcissement du canal

4.2.1. Définition

Dans les années 1990, le raccourcissement du canal a été utilisé dans les systèmes MCM (Multi Carrier Modulation) notamment dans les systèmes filaires qui utilisent la DMT (Discrete MultiTone) ou l'OFDM. Ces systèmes sont immunisés contre les effets multi trajets, en raison de l'utilisation du Préfixe Cyclique (CP) de taille ν . Le CP est fondamentalement une redondance ajoutée aux données. Ce processus d'ajout est simplement équivalent à la répétition des derniers symboles d'un bloc de données à son début. Toutefois, si le retard de dispersion (étalement) du canal M est plus long que le CP ($M > \nu$), l'orthogonalité des sous porteuses sera perdue, et entraîne des interférences entre porteuses (ICI : InterCarrier Interference), et aussi l'interférence entre symboles (ISI : Inter Symbol Interference). Pour résoudre ce problème, un CSE (appelé aussi égaliseur dans le domaine temporel (TEQ : Time domain equalizer)) est utilisé avant le récepteur pour que la longueur du canal raccourci soit inférieure ou égale à la longueur du CP ($M \leq \nu$). De cette façon, l'orthogonalité des sous porteuses est récupérée et l'ISI est évitée. En effet, Le raccourcissement du canal est défini comme une technique d'égalisation temporelle qui force la réponse impulsionnelle du canal raccourci (le couple Canal-Egaliseur) d'être confiné dans une fenêtre temporelle souhaitée. Le CSE est conçu de telle sorte que la convolution des réponses impulsionnelles du canal et du CSE produit une réponse dont la longueur de sa fenêtre est inférieure ou égale à celle du canal et par conséquent le canal raccourci sera dépourvu d'ISI.

Soit \mathbf{h} un vecteur de la réponse impulsionnelle du canal de M multitrajets :

$$\mathbf{h} = [h_0 h_1 \dots h_{M-1}]^T \quad (4.1)$$

Le vecteur \mathbf{w} de longueur N représente le poids de l'égaliseur :

$$\mathbf{w} = [w_0 w_1 \dots w_{N-1}]^T \quad (4.2)$$

Ensuite,

$$\mathbf{c} = \mathbf{h} * \mathbf{w} \quad (4.3)$$

Où $*$ est l'opérateur de convolution, \mathbf{c} est défini comme un vecteur de canal effectif de longueur $M' = M + N - 1$ et décrit comme suit

$$\mathbf{c} = [c_0, c_1, \dots, c_{M'-1}]^T \quad (4.4)$$

En utilisant la notation vectorielle (4.3) peut être réécrite comme

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

Où l'opération de convolution devient multiplication et \mathbf{H} est la matrice de convolution de canal.

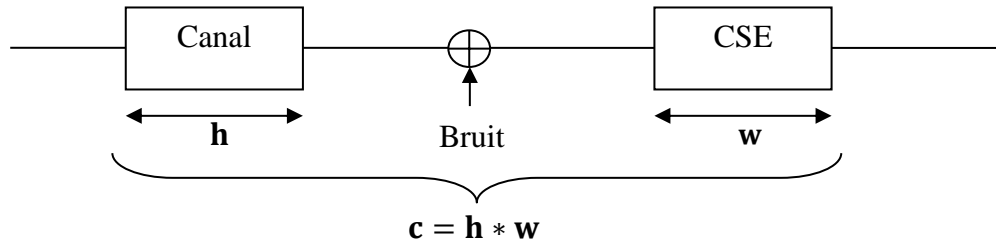


Figure 4.1. Schéma de principe d'une chaîne de transmission en bande de base avec le CSE.

4.2.2. Méthodes conventionnelles pour la conception d'un CSE

Les algorithmes de conception du CSE ont été proposés pour le calcul du coefficient optimal du CSE (w). Ils peuvent être classés en deux groupes :

Le premier groupe d'algorithmes est représenté par des méthodes qui permettent de raccourcir la réponse impulsionnelle sans maximiser le taux de transmission. Ce sont principalement les méthodes de la minimisation de l'erreur moyenne quadratique (MMSE : Minimum Mean Squared Error) et la maximisation du rapport signal sur bruit raccourci (MSSNR : Maximum Shortening SNR). La méthode MMSE est la première application du raccourcissement des canaux dans les systèmes multiporteuses [97]. Cette structure est composée d'un filtre FIR en cascade avec le canal de transmission, et d'une branche parallèle composée d'un délai et d'un filtre FIR avec une réponse impulsionnelle ciblée TIR (Target Impulse Response). Le but de cette méthode est de minimiser l'Erreur Quadratique Moyenne (MSE) entre le signal de sortie de l'égaliseur et celle du TIR (cf. annexe B.1). L'inconvénient principal de cette approche c'est qu'elle ne tient pas compte du taux de transmission et sa branche inférieure (Délai+TIR) n'est pas physiquement réalisable [98]. Cependant, La méthode MSSNR [99] est basée sur l'observation que les ISI sont hors du SIR (Shortening Impulse Response). Cette technique tente à maximiser (minimiser) l'énergie à l'intérieure (à l'extérieure) de la fenêtre ν du canal raccourci, tout en limitant l'énergie en dehors (à l'intérieur) de la fenêtre désirée constante. L'inconvénient de cette approche, c'est qu'elle ne tient pas compte du bruit additif et qu'elle ne maximise pas le débit binaire.

Le deuxième groupe d'algorithmes est créé par des méthodes qui maximisent le taux de transmission et le rapport signal sur bruit (SNR), ce sont en grande partie, les méthodes MGSNR (Maximum Geometric SNR), MBR (Maximum Bit Rate), Min ISI (Minimum InterSymbolInterference), MDS (Minimum Delay Spread).

John Cioffi et Naofal Al-Dhahir ont été les premiers à tenter de maximiser le débit binaire [100] en proposant la méthode SNR géométrique maximale (MGSNR) qui maximise une approximation de la capacité du canal. Cependant, La méthode MGSNR a un succès limité en raison d'hypothèses inappropriées et d'approximations inexactes (cf. annexe B.2). Par ailleurs, pour augmenter le taux binaire maximal réalisable à la sortie du CSE, Arslan et Evans ont proposé une méthode d'égalisation appelée taux d'erreur maximal (MBR) [101]. Cette méthode optimise les poids de l'égaliseur CSE afin de maximiser le débit binaire tout en minimisant les interférences entre symboles (ISI). Par contre, elle présente des inconvénients vu qu'elle nécessite l'optimisation non linéaire et elle a un BER élevé (cf. annexe B.3). Une autre méthode a été proposée appelée MIN ISI [101], qui est une approximation de la conception de MBR. Cette approche propose de minimiser la somme pondérée des termes ISI du sous-canal. La performance de ce CSE est considérée comme sous-optimale en raison des approximations faites pour la simplification (cf. annexe B.4). Ainsi, la conception de l'égaliseur MDS est similaire à la conception de Min-ISI [102]. L'objectif du MDS est de minimiser la dispersion des retards au carré du canal raccourci (cf. annexe B.5).

4.3. Modèle du système coopératif en présence d'un CSE

Dans ce chapitre, nous considérons le modèle de système basé sur un relai coopératif semi-duplex classique, incluant une source (S), un relai (R) et une destination (D) comme montré dans la figure 4.2. Les données sont émises par la source à la destination D à l'aide du relai R_i qui est équipé de plusieurs antennes $A(A \geq 1)$ et $i \in \{1, \dots, A\}$ en utilisant le protocole DF afin d'améliorer la fiabilité de détection à la destination.

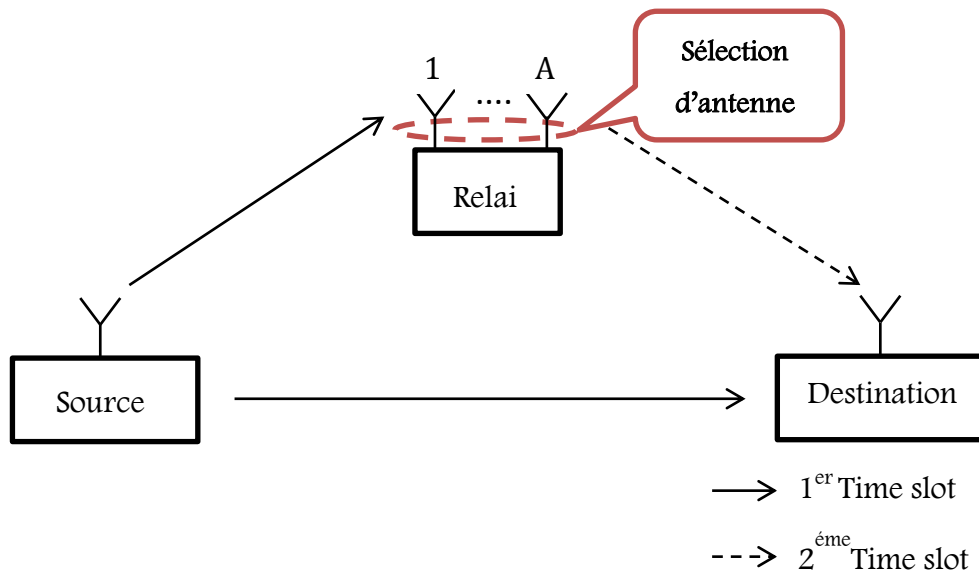


Figure 4.2. Le scénario de relayage.

Le CSE est introduit comme un bloc de traitement avant le récepteur Rake [104, 105], dans le relai et dans la destination. Cependant, nous supposons que la destination a l'information d'état de canal (CSI) disponible pour les liaisons S-R et R-D. Dans ce scénario, deux time slot avec des intervalles de signalisation égaux sont utilisés pour accomplir le processus de transmission dans la communication de réseau à relai coopératif, et peuvent être décrits comme suit :

- 1- Dans le premier time slot, S diffuse le signal aux antennes du relai R_i et à la destination D simultanément, mais seule la meilleure antenne qui correspond au meilleur canal S-R avec le SNR le plus élevé est sélectionnée. Les signaux reçus de la liaison directe S-D et de la meilleure liaison S-R traverseront le CSE combiné à chaque côté-récepteur D et R, respectivement. Par conséquent, le CSE à son tour raccourcira les réponses impulsionnelles des deux canaux puis les signaux de sortie seront traités par les corrélateurs Rake.
- 2- Dans le second time slot, la source est silencieuse et seule la meilleure antenne, activée au niveau du nœud relai, communique avec la destination, c. à d.:
 - Le relai, fonctionnant en mode DF, décode le signal reçu raccourci, le recode et retransmet une estimation du signal à la destination.
 - A la destination: le signal reçu via l'antenne sélectionnée du relai vers la destination R-D sera traité par un autre CSE. Ensuite, les signaux reçus dans le 1^{er} et le 2^{ème} time slot seront combinés en utilisant la technique MRC puis détectés par le Rake.

Le canal entre les nœuds (S, R, D) est supposé mutuellement indépendant et distribué de manière identique basé sur le modèle de Saleh-Valenzuela (S-V) modifié [28].

4.3.1. Modèle du signal UWB

Tout au long de cette étude, nous considérons un signal transmis TH-PPM UWB typique de modulation de position d'impulsion et la dérivée seconde de l'impulsion gaussienne, connue sous le nom de doublet gaussien, comme impulsion émise qui est la plus souvent utilisée dans les systèmes UWB disponible.

Au niveau du nœud source, le signal émis peut être exprimé mathématiquement comme

$$\begin{aligned}
 x_u(t) &= \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{f=0}^{N_f-1} \sqrt{E_u} p\left(t - jT_s - fT_f - g_{j,f}^{(u)}T_c - \varepsilon b_j^{(u)}\right) \\
 &= \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{f=0}^{N_f-1} \tilde{p}_u\left(t - jT_s - fT_f - g_{j,f}^{(u)}T_c - \varepsilon b_j^{(u)}\right)
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

L'indice $u \in \{S, R\}$ détermine la source S ou l'antenne sélectionnée du relai R et $x_u(t)$ est le signal transmis par S dans le 1^{er} time slot et R dans le 2^{ème} time slot. E_u est l'énergie de l'impulsion émise et $\tilde{p}_u(t)$ est la version associée de l'impulsion UWB $p(t)$ transmise par la source S et par l'antenne sélectionnée du relai R, où $\sqrt{E_u}$ a été absorbé dans $\tilde{p}_u(t)$. T_s est la durée d'un symbole correspondant à la périodicité du code TH. Elle est composée de N_f trames de durée T_f . Chaque trame est constituée de N_h chips, soit $T_f = N_h T_c$ où T_c est la largeur de chip TH, et $g_{j,f}^n \in \{0, \dots, N_h - 1\}$ est la séquence pseudo-aléatoire du saut temporelle (TH) de l'émetteur qui fournit un décalage temporel supplémentaire de $g_{j,f}^n T_c$ seconde à chaque impulsion transmise. ε est le décalage temporel associé à la PPM binaire et $b_j^n \in \{0,1\}$ est le $j^{\text{ème}}$ bit de données binaires.

4.3.2. Modèle du canal UWB

Nous utilisons le modèle du canal IEEE 802.15.4a pour les environnements UWB à trajets multiples. De la même façon, La réponse impulsionnelle de ce modèle du canal est déjà présenté dans le chapitre précédent et ces paramètres sont détaillés dans [28].

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} h_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (4.7)$$

où T_l est le retard du $l^{\text{ème}}$ cluster, $h_{k,l}$ (inséré au lieu de $\tilde{\beta}\alpha_{k,l}e^{j\phi_{k,l}}$) et $\tau_{k,l}$ représentent l'atténuation complexe et le retard du $k^{\text{ème}}$ trajet du $l^{\text{ème}}$ cluster. La forme simplifiée de la réponse impulsionnelle peut être exprimée comme

$$h(t) = \sum_{m=0}^{M-1} h_m \delta(t - \tau_m) \quad (4.8)$$

h_m et τ_m sont les coefficients de gain de trajets multiples complexes et leurs temps d'arrivée du $m^{\text{ième}}$ MPC, respectivement, qui sont supposés avoir absorbé toutes les propriétés statistiques de $h_{k,l}$, T_l et $\tau_{k,l}$.

4.3.3. Critère de sélection d'antenne

Par ailleurs, la sélection d'antenne est effectuée, où seule la meilleure antenne qui correspond au meilleur canal S-R avec le rapport signal sur bruit (SNR) le plus élevé est sélectionnée. Par conséquent, le critère de décision de l'antenne sélectionnée au relais est donné par

$$\gamma_{SR} = \max_{1 \leq i < A} \{\gamma_{SR_i}\} \quad (4.9)$$

Avec

$$\gamma_{SR_i} = \frac{\sum_{k=0}^K |h_k^{(SR_i)}|^2 E}{N_0} = \sum_{k=0}^K |h_k^{(SR_i)}|^2 \bar{\gamma} \quad (4.10)$$

Où $h_k^{(SR_i)}$ sont les coefficients du canal SR_i qui correspond à l'antenne i et $\bar{\gamma}$ est le rapport signal sur bruit moyen par liaison. Etant donné $\bar{\gamma} = \mathbb{E}[\gamma]$ avec $\mathbb{E}[\cdot]$ représentant la moyenne statistique.

4.3.4. Raccourcissement du canal basé sur la méthode MSSNR

Dans la littérature sur la conception du CSE sous la connaissance du CIR, la technique de raccourcissement des canaux la plus connue est basée sur un critère de raccourcissement

maximal du rapport signal sur bruit (MSSNR : maximum shortening signal-to-noise ratio) [99] et [103].

Par ailleurs, La méthode MSSNR [99] est basée sur l'observation que les ISI sont hors de la réponse impulsionnelle raccourcie (SIR). Cette technique tente à maximiser (minimiser) l'énergie à l'intérieure (l'énergie à l'extérieur) de la fenêtre ν du canal raccourci $\mathbf{c} = \mathbf{h} * \mathbf{w}$, tout en limitant l'énergie en dehors (à l'intérieur) de la fenêtre désirée constante.

La figure 4.3 explique le fonctionnement de la technique d'égalisation MSSNR.

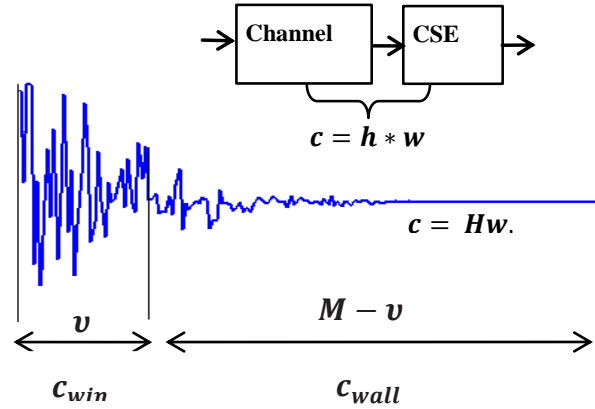


Figure 4.3. La partie de fenêtre désirée « win » et la partie « wall » du canal effectif.

Les coefficients de l'ensemble Canal-CSE, $c_i = h_i * w_i$, peuvent être représentés comme une multiplication de deux matrices :

$$\mathbf{c}_{equ} = \begin{bmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_{M+N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ h_1 & h_0 & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \dots & \dots & \vdots \\ h_M & h_{M-1} & \dots & h_{M-N+2} & h_{M-N+1} \\ 0 & h_M & \dots & \dots & h_{M-N+2} \\ \vdots & \ddots & \dots & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & h_M \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ \vdots \\ w_{M-1} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Donc on peut partitionner le vecteur de réponse du canal effectif \mathbf{c} en un vecteur \mathbf{c}_{win} de taille $(\nu \times 1)$ (contenant les échantillons de \mathbf{c} à l'intérieure de la fenêtre désirée) et un vecteur \mathbf{c}_{wall} de taille $((M - \nu) \times 1)$ (contenant les échantillons de \mathbf{c} à l'extérieur de la fenêtre désirée) comme suit

$$\begin{aligned}
 \mathbf{c}_{win} &= \begin{bmatrix} c_{\Delta} \\ c_{\Delta+1} \\ \vdots \\ c_{\Delta+v} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} h_{\Delta} & h_{\Delta-1} & \cdots & h_{\Delta-N} \\ h_{\Delta+1} & h_{\Delta} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{\Delta+v} & h_{\Delta+v-1} & \cdots & h_{\Delta+v-N} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ \vdots \\ w_{N-1} \end{bmatrix} \\
 &= [\mathbf{c}_{\Delta}, \mathbf{c}_{\Delta+1}, \dots, \mathbf{c}_{\Delta+v}]^T = \mathbf{H}_{win} \mathbf{w} \quad (4.12)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{c}_{wall} &= \left. \begin{bmatrix} c_0 \\ \vdots \\ c_{\Delta-1} \\ \cdots \\ c_{\Delta+v+1} \\ \vdots \\ c_{M+N-1} \end{bmatrix} \right\} \begin{array}{l} \text{La tête « Head » du vecteur } \mathbf{c}_{wall} \\ \\ \text{La queue « Tail » du vecteur } \mathbf{c}_{wall} \end{array} \\
 \mathbf{c}_{wall} &= \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{\Delta-1} & h_{\Delta-2} & \cdots & h_{\Delta-N-1} \\ h_{\Delta+v+1} & h_{\Delta+v} & \cdots & h_{\Delta+v-N+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & h_{M-1} \\ 0 & 0 & \cdots & h_M \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ \vdots \\ w_{M-1} \end{bmatrix} \\
 &= [\mathbf{c}_0, \dots, \mathbf{c}_{\Delta-1}, \mathbf{c}_{\Delta+v+1}, \dots, \mathbf{c}_{M+N-1}]^T = \mathbf{H}_{wall} \mathbf{w} \quad (4.13)
 \end{aligned}$$

Où les matrices \mathbf{H}_{win} et \mathbf{H}_{wall} sont extraites de la matrice de convolution de canal \mathbf{H} et Δ est le retard de la réponse globale provenant à la fois du canal et du CSE.

Par ailleurs, Le SNR raccourci (SSNR) est défini comme le rapport de l'énergie à l'intérieure de la fenêtre de raccourcissement de longueur v à l'énergie en dehors de la fenêtre de raccourcissement de la réponse impulsionnelle du canal raccourci. Le but du MSSNR revient à maximiser le SSNR, comme suit :

$$\max \text{SSNR} = \frac{\sum_{i=\Delta}^{\Delta+v} c_i^2}{\sum_{i=0, i \neq (\Delta, \dots, \Delta+v)}^{M+N-1} c_i^2} \quad (4.14)$$

Les expressions de l'énergie à l'extérieure et à l'intérieure de la fenêtre désirée peuvent s'écrire

$$\mathbf{c}_{wall}^T \mathbf{c}_{wall} = \mathbf{w}^T \mathbf{H}_{wall}^T \mathbf{H}_{wall} \mathbf{w} = \mathbf{w}^T \mathbf{A} \mathbf{w} \quad (4.15)$$

$$\mathbf{c}_{\text{win}}^T \mathbf{c}_{\text{win}} = \mathbf{w}^T \mathbf{H}_{\text{win}}^T \mathbf{H}_{\text{win}} \mathbf{w} = \mathbf{w}^T \mathbf{B} \mathbf{w} \quad (4.16)$$

Où $\mathbf{A} = \mathbf{H}_{\text{wall}}^T \mathbf{H}_{\text{wall}}$ et $\mathbf{B} = \mathbf{H}_{\text{win}}^T \mathbf{H}_{\text{win}}$

Le SSNR est alors défini comme :

$$SSNR = \frac{\mathbf{w}^T \mathbf{B} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^T \mathbf{A} \mathbf{w}} \quad (4.17)$$

La solution optimale pour \mathbf{w} selon le critère MSSNR est celle qui maximise le SSNR (en dB), conduisant aux équations suivantes :

$$\max_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^T \mathbf{B} \mathbf{w} \quad \text{et} \quad \mathbf{w}^T \mathbf{A} \mathbf{w} = 1 \quad (4.18)$$

Ensuite, la solution de l'équation ci-dessus peut être écrite comme

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = (\sqrt{\mathbf{B}})^{-1} \hat{\mathbf{v}} \quad (4.19)$$

Où $\sqrt{\mathbf{B}}$ est le facteur de décomposition de Cholesky de \mathbf{B} et $\hat{\mathbf{v}}$ est le vecteur propre généralisé correspondant à la plus grande valeur propre généralisée de la matrice $(\sqrt{\mathbf{B}})^{-1} \mathbf{A} (\sqrt{\mathbf{B}}^T)^{-1}$.

4.3.5. Structure du récepteur

Après le raccourcissement du canal, les signaux à la sortie des CSEs au niveau du relai et à la destination sont déterminés par la convolution du signal émis et la réponse impulsionnelle effective SIR du canal qui lui correspond, c. à. d.

$$\begin{aligned} r_{SD}(t) &= x_S(t) * (h_{SD}(t) * w(t)) + n(t) \\ &= x_S(t) * c_{SD}(t) + n(t) \end{aligned} \quad (4.20)$$

$$\begin{aligned} r_{SR}(t) &= x_S(t) * (h_{SR}(t) * w(t)) + n(t) \\ &= x_S(t) * c_{SR}(t) + n(t) \end{aligned} \quad (4.21)$$

$$\begin{aligned} r_{RD}(t) &= x_R(t) * (h_{RD}(t) * w(t)) + n(t) \\ &= x_R(t) * c_{RD}(t) + n(t) \end{aligned} \quad (4.22)$$

Où $x_S(t)$ et $x_R(t)$ sont les signaux transmis par la source et par l'antenne sélectionnée du relai, respectivement. Notant que $x_R(t)$, considérée comme l'estimation de $x_S(t)$ au nœud d'antenne sélectionnée, est codée par une nouvelle séquence pseudo-aléatoire. $h_{SD}(t)$, $h_{SR}(t)$ et $h_{RD}(t)$ sont les CIR et les canaux raccourcis des liaisons S-R, S-D, R-D, respectivement,

tandis que $c_{SD}(t)$, $c_{SR}(t)$ et $c_{RD}(t)$ sont les SIR des liaisons S-R, S-D, R-D,, respectivement, $n(t)$ est le bruit AWGN de variance $\frac{N_0}{2}$.

Les équations (4.20), (4.21), (4.22) conduisent aux équations suivantes

$$r_{SD}(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{f=0}^{N_f-1} \sum_{m'=0}^{M'_1-1} c_{m'}^{(SD)} \tilde{p}_S(t - jT_s - fT_f - g_{j,f}^{(S)}T_c - \varepsilon b_j^{(S)} - \tau_{m'}^{(SD)}) + n_{SD}(t) \quad (4.23)$$

$$r_{SR}(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{f=0}^{N_f-1} \sum_{m'=0}^{M'_2-1} c_{m'}^{(SR)} \tilde{p}_S(t - jT_s - fT_f - g_{j,f}^{(S)}T_c - \varepsilon b_j^{(S)} - \tau_{m'}^{(SR)}) + n_{SR}(t) \quad (4.24)$$

$$r_{RD}(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{f=0}^{N_f-1} \sum_{m'=0}^{M'_3-1} c_{m'}^{(RD)} \tilde{p}_R(t - jT_s - fT_f - g_{j,f}^{(R)}T_c - \varepsilon b_j^{(R)} - \tau_{m'}^{(RD)}) + n_{RD}(t) \quad (4.25)$$

Où $c_{m'} = \sum_{n=0}^{N-1} w_n h_{m'-n}$ et $c_{m'}^{SD}$, $c_{m'}^{SR}$ et $c_{m'}^{RD}$ sont les coefficients des SIR. \tilde{p}_S et \tilde{p}_R sont les impulsions transmises par la source et par l'antenne sélectionnée du relai, respectivement.

4.3.5.1. Récepteur RAKE

Nous considérons que les récepteurs ont une connaissance préalable des CSI. Ainsi, les récepteurs Rake-MRC utilisée au niveau du relai et à la destination sont mis en œuvre pour exploiter la diversité. Nous utilisons le récepteur P-Rake à Q doigts qui capture les premiers multi-trajets du canal UWB effectif ciblé (raccourci). Le modèle des formes d'onde (Template) utilisées dans les corrélateurs au niveau de la destination et au relai sont définis comme suit

$$\varphi_{SD}^{(q)}(t) = \sum_{f=0}^{N_f-1} \vartheta(t - fT_f - g_f^{(S)}T_c - \tau_q^{(SD)}) \quad (4.26)$$

$$\varphi_{SR}^{(q)}(t) = \sum_{f=0}^{N_f-1} \vartheta(t - fT_f - g_f^{(S)}T_c - \tau_q^{(SR)}) \quad (4.27)$$

$$\varphi_{RD}^{(q)}(t) = \sum_{f=0}^{N_f-1} \vartheta(t - fT_f - g_f^{(R)}T_c - \tau_q^{(RD)}) \quad (4.28)$$

Où $\vartheta(t) = p(t) - p(t - \varepsilon)$.

Les règles de décision des sorties des corrélateurs Rake au niveau de la destination dans le 1^{er} et le 2^{ème} time slot, \hat{Z}_{SD} et \hat{Z}_{RD} , respectivement, sont données par

$$\begin{aligned}\hat{Z}_{SD} &= \sum_{q=0}^Q \int_0^{T_s} r_{SD}(t) \varphi_{SD}^{(q)}(t) dt \\ &= \int_0^{T_s} \sum_{f=0}^{N_f-1} \sum_{m'=0}^{M'-1} \sum_{q=0}^Q c_{m'}^{(SD)} \tilde{p}_S(t - fT_f - g_f^{(S)}T_c - \varepsilon b^{(S)} - \tau_{m'}^{(SD)}) \vartheta(t - fT_f - g_f^{(S)}T_c - \tau_q^{(SD)}) dt\end{aligned}\quad (4.29)$$

$$\begin{aligned}\hat{Z}_{RD} &= \sum_{q=0}^Q \int_0^{T_s} r_{RD}(t) \varphi_{RD}^{(q)}(t) dt \\ &= \int_0^{T_s} \sum_{f=0}^{N_f-1} \sum_{m'=0}^{M'-1} \sum_{q=0}^Q c_{m'}^{(RD)} \tilde{p}_S(t - fT_f - g_f^{(R)}T_c - \varepsilon b^{(R)} - \tau_{m'}^{(RD)}) \vartheta(t - fT_f - g_f^{(R)}T_c - \tau_q^{(RD)}) dt\end{aligned}\quad (4.30)$$

Enfin, ces deux variables de décision sont combinées avec un facteur λ connu comme type de détecteur λ -MRC [69] et rend la variable de décision finale \hat{Z} comme

$$\hat{Z} = \hat{Z}_{SD} + \lambda \hat{Z}_{RD}\quad (4.31)$$

Où le facteur λ peut contrôler l'effet *near-far* qui consiste en la différence de pathloss et dépend de la puissance transmise et des distances de propagation. Ensuite, le récepteur prend la décision "hard decision" sur 0 si $Z \triangleq \Re\{\hat{Z}\} > 0$ et 1 si $Z < 0$.

4.4. Résultats de simulation

Dans cette section, les résultats de simulation, par la méthode Monte Carlo, présentent les performances de la structure proposée de la combinaison de la technique de raccourcissement du canal et la diversité coopérative dans le système de transmission TH-PPM UWB utilisant un relai équipé de plusieurs antennes, où seule la meilleure antenne est sélectionnée (la sélection d'antenne est effectuée). Le protocole de relai est Decode and Forward (DF) et les canaux entre les nœuds adoptent le modèle de trajets multiples UWB IEEE 802.15.4a principalement les modèles CM1 et CM4; où le CM1 correspond à la configuration d'un canal à visibilité directe (LOS), alors que le CM4, par rapport aux modèles CM1, CM2 et CM3, correspond à une ligne sans visibilité (NLOS) avec une dispersion élevée qui peut produire plus d'Interférences entre trames (IFI) et d'interférences entre symboles (ISI). La forme d'onde transmise est choisie en tant que la dérivée seconde d'une impulsion gaussienne avec une durée approximative de $T_p = 0.7$ ns et ε est fixée à 0,15 ns. La durée de

la trame est fixée à 10 ns et chaque trame est constituée de 11 chips. La durée de chip est égale à la somme de la durée de l'impulsion et du décalage temporel ε de la modulation PPM, $T_c = 0.85$ ns. De plus, on suppose que la puissance transmise par la source et le relai est au plus égale à la puissance maximale autorisée pour les systèmes UWB qui est limitée par la FCC -41.3dBm / MHz.

Dans notre simulation, nous avons considéré la relation du pathloss $PL(d) = PL_{ref} + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_{ref}} \right)$, en fonction de la distance d entre l'émetteur-récepteur concerné, PL_{ref} est le pathloss à la distance de référence d_{ref} propre à chaque modèle du canal et n est un indice qui dépend également de l'environnement et de l'existence ou non de LOS (voir tableau 3.2). Ainsi, nous supposons que la distance entre la source et la destination d_{SD} est fixée à 3m, et que le relai se trouve exactement au point milieu entre les nœuds source et la destination. La longueur du CSE est définie sur $N = 50$ pour CM1 et sur $N = 75$ pour CM4. La longueur de la fenêtre du canal raccourcie est choisie égale à 5 échantillons de telle sorte que les performances du CSE et du Rake soient convenables. Un récepteur RAKE partiel (P-Rake-MRC) est employé aux niveaux du relai et de la destination avec un facteur de combinaison $\lambda = PL_{RD}/PL_{SD}$, sous la supposition que la connaissance des CSI est disponible à la réception pour tous les schémas proposés.

La présence du CSE avant le P-Rake assure que le Rake peut être mis en œuvre avec un nombre limité de doigts qui peut capturer les premiers trajets de la réponse impulsionnelle effective (SIR) du canal dont la totalité de l'énergie est concentrée. Cela simplifie non seulement l'entrée du récepteur, mais aussi le reste du traitement du signal. Par conséquent, le raccourcissement du canal dans les récepteurs UWB pour les systèmes coopératifs peut aider à concevoir une structure simple et rentable.

En outre, pour la comparaison, le cas de la diversité complète (FD : Full diversity) a été considéré dans nos résultats. Nous supposons que le relai est équipé de quatre antennes et le récepteur Rake combine de manière cohérente les signaux reçus de ces antennes.

Les figures 4.4 et 4.5 illustrent les performances en terme de BER correspondant respectivement aux deux canaux CM1 et CM4, de notre système proposé, avec et sans CSE, en tenant compte d'un relai équipé de quatre antennes où seule la meilleure antenne est sélectionnée (AS). Ces résultats sont ainsi comparés au cas du relai équipé d'une seule antenne (liaison S-R unique) et à la liaison directe (S-D).

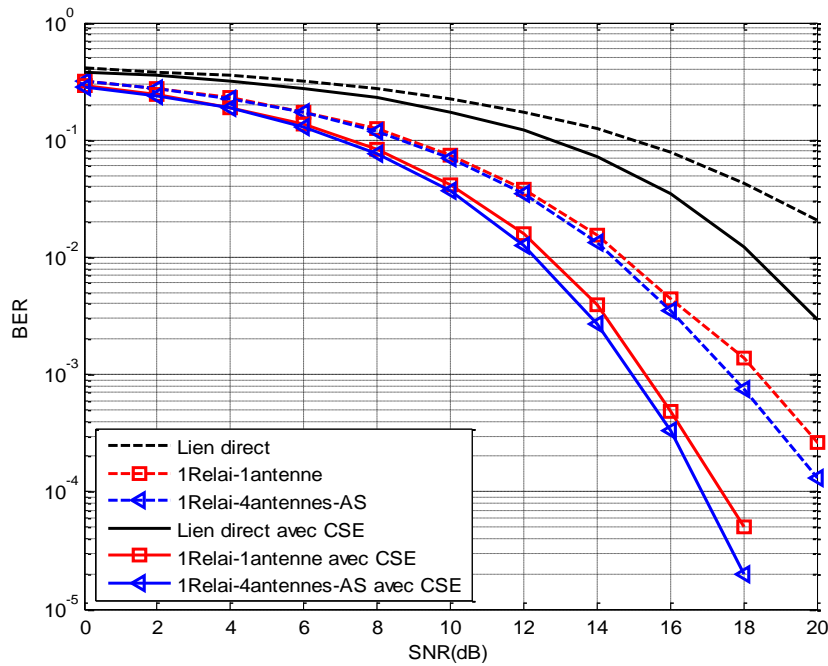


Figure 4.4. Performances du système TH-PPM UWB au niveau du relais utilisant la sélection d'antenne, le CSE et le canal CM1.

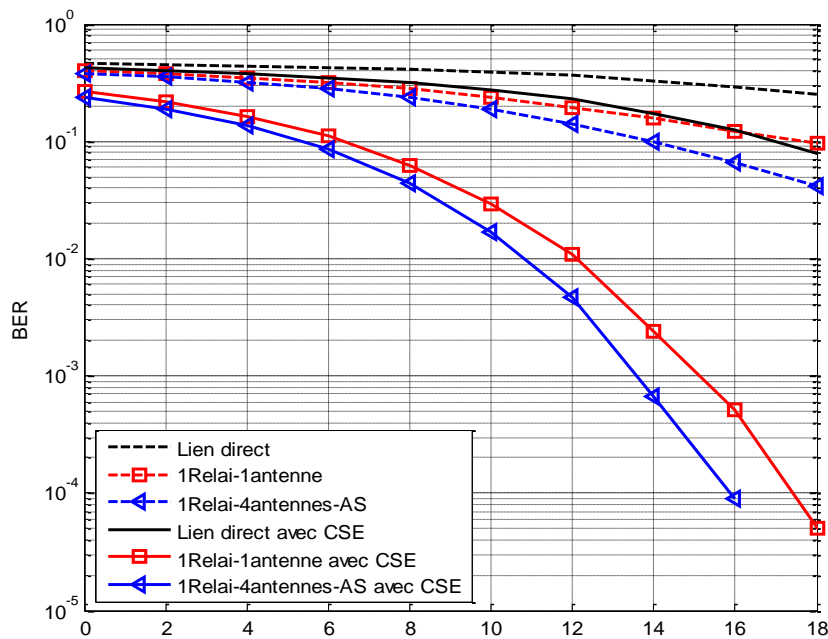


Figure 4.5. Performances du système TH-PPM UWB au niveau du relais utilisant la sélection d'antenne, le CSE et le canal CM4.

Ces résultats de simulation montrent l'intérêt de l'égaliseur de raccourcissement de canal (CSE) comme bloc de traitement avant le récepteur Rake sur le relais, ce qui améliore la

fiabilité de la liaison S-R et atténue les interférences ISI et la propagation des erreurs en réduisant significativement le nombre de multi-trajets du canal effectif. Cela rend la liaison S-R plus fiable que la liaison S-D. Cependant, le bénéfice du nœud relai à antenne unique est minimum, ce n'est pas inattendu, donc, la sélection d'antenne au relais présente plus de bénéfice avec un gain SNR de 1.5 dB pour un BER égale à 10^{-4} .

Les figures 4.6 et 4.7 représentent la comparaison des performances du système TH-PPM-UWB avec la diversité coopérative et sans coopération (transmission directe SD), avec et sans CSE pour les deux modèles de canal CM1 et CM4. En outre, compte tenu du cas de l'augmentation du nombre d'antennes du relai, ce dernier est supposé équipé d'une et de deux antennes.

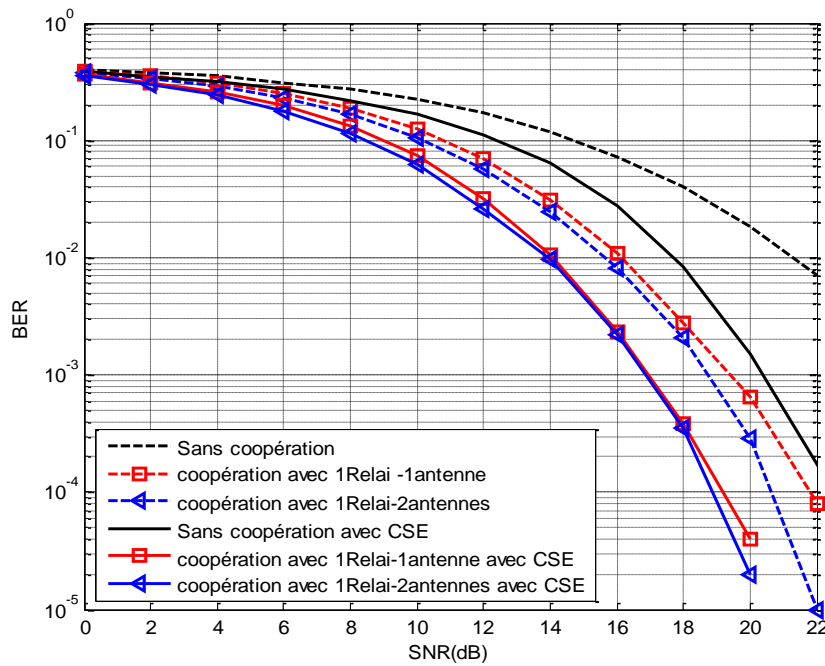


Figure 4.6. Performances du système TH-PPM UWB coopératif, avec un relai équipé de 1 et 2 antennes en présence du CSE et du canal CM1.

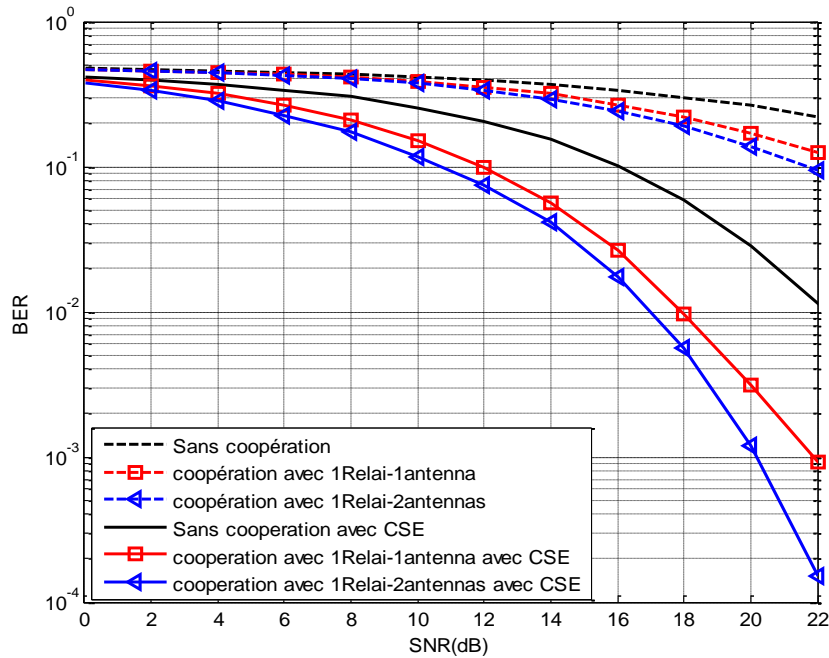


Figure 4.7. Performances du système TH-PPM UWB coopératif, avec un relai de 1 et 2 antennes en présence du CSE et du canal CM4.

Comme prévu, le bénéfice de la coopération peut avoir lieu et le gain de diversité augmente proportionnellement au nombre d'antennes du relai coopératif. Cependant, les meilleurs résultats sont obtenus avec la structure proposée de combinaison avec le CSE au niveau du relai et à la destination. Cette méthode peut offrir un gain SNR supérieur à 2 dB pour un BER égale à 10^{-4} . Les résultats de la figure 4.7 suggèrent que, sous le canal CM4 à aucune ligne de vue avec une dispersion élevée qui peut produire des ISI, les performances du système se dégradent de manière significative, mais le bénéfice de notre structure proposée reste efficace et le gain de diversité augmente proportionnellement au nombre d'antennes du nœud relai avec un gain SNR est de 2dB pour un BER égale à 10^{-3} .

La figure 4.8 et la figure 4.9 montrent la comparaison des performances BER de notre système proposé pour les canaux CM1 et CM4, avec et sans CSE, en considérant les deux scénarios suivants:

- Le cas où le relai est équipé de quatre antennes et seule la meilleure antenne est sélectionnée (AS),
- Le cas où le relai est équipé de quatre antennes et toutes les antennes sont activées (Full diversity (FD)).

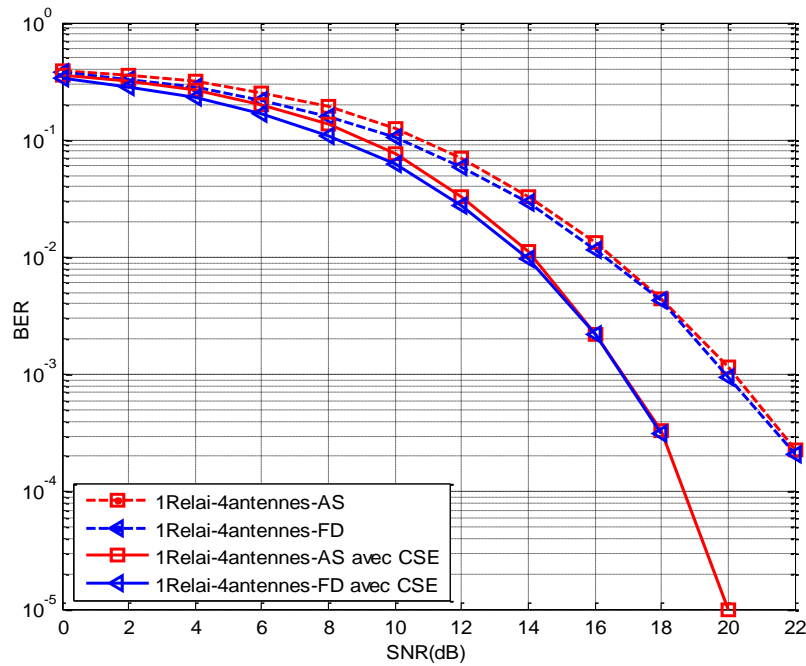


Figure 4.8. Performances du système coopératif TH-PPM-UWB avec transmissions AS et FD en présence du CSE pour le canal CM1.

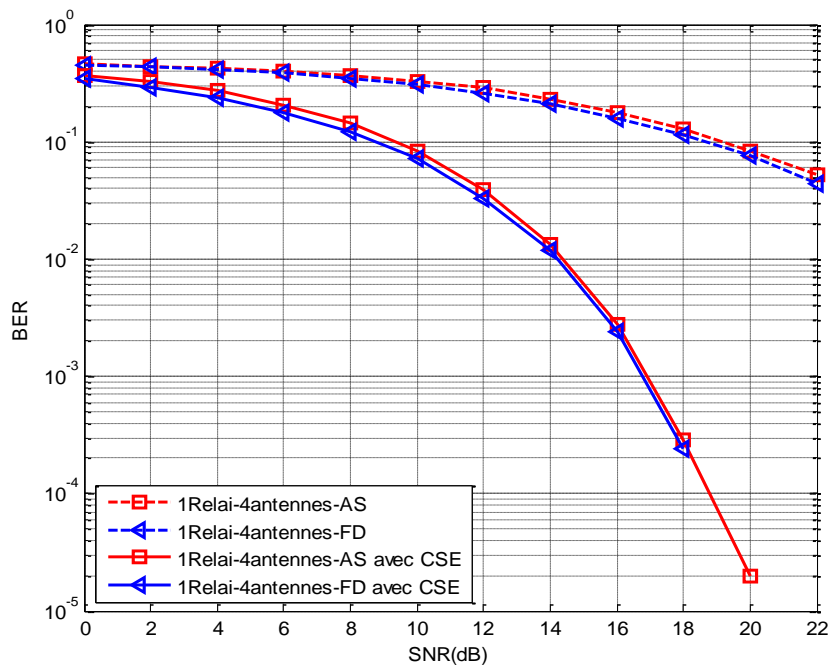


Figure 4.9. Performances du système coopératif TH-PPM-UWB avec transmissions AS et FD en présence du CSE pour le canal CM4.

A partir de ces résultats, une amélioration significative des performances est obtenue par notre système proposé par rapport au système coopératif TH-UWB sans CSE même dans les

deux cas. La sélection d'antenne dans une coopération avec CSE peut offrir un gain de 3 dB par rapport à celle sans CSE, pour un BER égale à 10^{-3} . Ainsi le taux d'erreur binaire diminue d'une façon remarquable de 10^{-3} à 10^{-5} pour un SNR de 20 dB. D'autre part, la sélection d'antenne est utilisée pour exploiter le gain de diversité disponible dans le canal avec moins de complexité. Comme le montrent les figures 4.8 et 4.9, cette stratégie peut atteindre un gain de diversité complète (FD).

Par ailleurs, il est montré, dans toutes les figures, que les canaux LOS conduisent à de meilleures performances que les canaux NLOS. Ceci est dû au fait que dans les canaux LOS, un nombre inférieur de trajets contient plus d'énergie que dans les canaux NLOS.

4.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une nouvelle structure basée sur la méthode de raccourcissement de canal pour la communication coopérative dans le réseau TH-UWB. Les résultats obtenus montrent l'efficacité de la méthode proposée non seulement pour faire face aux erreurs du canal telle que l'ISI mais aussi pour réduire la complexité du récepteur et rendre le système plus robuste. En outre, un critère de sélection d'antenne est utilisé pour exploiter la diversité avec une complexité réduite et sans dégradation significative des performances par rapport au système de diversité complète (FD). Cependant, les résultats de simulation montrent que le schéma proposé maintient un SNR relativement supérieur dans tous les cas simulés: cas de sélection d'antennes, relais multiples et même dans le cas d'un relais à antenne unique. Nous avons également montré que le BER peut être considérablement amélioré en utilisant un nœud relai avec l'augmentation du nombre d'antennes et que l'avantage de la stratégie de sélection d'antenne est atteint.

Conclusion générale et perspectives

Les travaux menés dans cette thèse ont eu comme principaux objectifs, d'une part d'étudier la diversité coopérative dans les communications UWB, et d'autre part de proposer une nouvelle structure basée sur la combinaison du raccourcissement du canal (CSE) avec les systèmes UWB coopératifs, permettant d'améliorer les performances des systèmes UWB et aider à augmenter la couverture du réseau sans nécessiter d'une transmission accrue, tout en diminuant la complexité du récepteur .

Après une brève description du système UWB, l'intérêt et les concepts de base de la communication UWB y compris les impulsions conventionnels, les modulations et les techniques d'accès multiples ont été présentés. Ainsi, une simulation des formes d'impulsion UWB luttant contre les NBI avec une étude comparative en termes de BER des impulsions implémentées a été effectuée. Il est conclu que La limitation de la puissance d'émission du signal UWB exigée par la FCC pour éviter les interférences NBI impose des restrictions importantes sur les performances et la couverture du système.

Nous nous sommes intéressés ainsi à la communication coopérative qui est une alternative du système MIMO. Les différentes techniques de diversité, les protocoles de relayage conventionnels tel que DF, AF et le concept de la technologie MIMO ont été étudiés. Un accent est mis sur la sélection d'antennes/relais et quelques critères ont été présentés.

La stratégie de coopération pour un réseau de relais dans la communication TH-UWB utilisant le protocole DF a permis d'assembler les avantages à la fois des systèmes TH-UWB et de la diversité coopérative. La chaîne émetteur récepteur, incluant le signal TH-PPM-UWB, le canal IEEE 802.4a et le récepteur RAKE, a été développé pour simuler et évaluer les performances du système TH-UWB coopératif, en prenant en compte l'effet des MAI par rapport à l'accès libre (sans MAI) et à la transmission directe non coopérative. Il est conclu qu'en absence des MAI, le bénéfice de la coopération est remarquable et le gain de diversité augmente proportionnellement au nombre de relais coopératifs. Cependant, en présence de MAI, les performances du système sont légèrement dégradées mais l'intérêt de la coopération reste efficace. Par ailleurs, l'évaluation de l'effet du positionnement des relais sur les performances du système a montré que les meilleurs résultats peuvent être obtenus lorsque le relai se trouve exactement au milieu entre le nœud source et le nœud destinataire.

Notre contribution à l'étude des systèmes TH-UWB coopératifs a mis en avant une nouvelle structure basée sur l'introduction du raccourcissement de canal CSE dans la communication UWB coopérative. Le modèle du système proposé avec l'algorithme MSSNR utilisé pour le CSE et le critère de sélection d'antenne proposé au niveau du relai ont été développés. Les résultats de simulation obtenus, en termes de BER, nous ont permis de confirmer l'efficacité de la méthode proposée non seulement pour faire face aux erreurs du canal telles que les ISI mais aussi pour réduire la complexité du récepteur et rendre le système plus robuste. Nous avons également montré que le BER peut être considérablement amélioré en utilisant un nœud relai avec l'augmentation du nombre d'antennes et que l'avantage de la stratégie de sélection d'antenne peut atteindre la diversité complète (FD) avec une complexité réduite et sans dégradation significative des performances.

Les aboutissements de cette thèse ouvrent la voie à d'autres études sur les avantages des solutions du raccourcissement du canal et de la diversité coopérative pour les communications UWB. Parmi les nombreux axes de recherche possibles, nous suggérons pour les travaux avenir :

- Utilisation d'autres méthodes du raccourcissement du canal pour les systèmes TH /DS UWB coopératifs à accès multiple, présentant de bon compromis entre combattre les erreurs du canal telles que les ISI et les MAI et réduire la complexité du récepteur.
- Etude des effets des interférences NBI sur les systèmes UWB coopératifs et implémentation des méthodes préventives (conception des impulsions) et des méthodes correctives (implémentation de récepteurs IR-UWB) luttant contre les NBI.

Les travaux présentés dans cette thèse ont donné lieu à la publication et aux communications suivantes :

A. Ouardas and S. A. Elahmar, "*A combining technique based on channel shortening equalisation for ultra wideband cooperative systems*", *Int. J. Computer Aided Eng. & Technol. inderscience*, in press.

A. Ouardas, S. A. Elahmar and I. Dayoub, "*A comparative study of two UWB pulse design methods for narrowband interference mitigation*", *IEEE proceeding of International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, Tunis, Tunisia, 2014.

A. Ouardas, S. A. Elahmar, M. H. Hachemi, "*Performance of UWB Pulse Shaping Algorithm For Narrowband Interferences Suppression*", *International Congress on*

Telecommunication and Application (ICTA'14), University of A. MIRA Bejaia, Algeria, April 2014.

Annexes

Annexe A

Les principales caractéristiques du modèle de canal IEEE802.15.4a sont :

La perte de propagation (Path Loss)

Les pertes de propagation représentent un élément essentiel du bilan de liaison. Elles permettent d'introduire la portée du dispositif (distance entre les deux nœuds de communicants) dans le calcul de la puissance reçue. Les pertes de propagation PL (PathLoss) sont définies simplement comme le rapport entre la puissance d'émission et la puissance de réception :

$$PL = \frac{P_{Tx}}{P_{Rx}} \quad (A.1)$$

Où P_{Tx} est la puissance émise et P_{Rx} est la puissance reçue.

Le pathloss est supposé dépendre de la distance et de la fréquence qui peut être écrite comme un produit des termes :

$$PL(f, d) = PL(f)PL(d) \quad (A.2)$$

Dans ce sens, la perte de propagation est souvent exprimée comme une fonction de la distance :

$$PL(d) = PL_0 + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (A.3)$$

Où la distance de référence d_0 est fixée à 1 m, PL_0 est le path loss à la distance de référence, n est le coefficient de propagation. Le coefficient de propagation dépend de l'environnement et de la présence ou non d'une connexion en visibilité directe (LOS : Line-of-sight) entre l'émetteur et le récepteur [19]. La dépendance en fréquence de la perte de propagation est donnée comme :

$$\sqrt{PL(f)} \propto f^{-k} \quad (A.4)$$

Où le coefficient k peut être positif ou négatif, selon l'environnement et si les effets d'antenne sont considérés ou non. Tout au long de cette étude, l'effet d'antenne ainsi que la dépendance en fréquence de la perte de propagation ont été ignorés.

Zone d'ombre : Shadowing (variation grande échelle : large-scale fading)

Le Shadowing est l'effet qui se produit sur la puissance du signal reçu lorsqu'il est atténué à cause des obstacles dans le trajet de propagation entre l'émetteur et le récepteur. La nature du shadowing dans la communication UWB est similaire à celle des systèmes à bande étroite. Cependant, Le shadowing n'est pas inclus dans les modèles IEEE 802.15.4a pour des raisons liées aux exigences de simulation spécifiques.

La distribution des clusters

Le nombre de clusters L est un paramètre important du modèle. Il dépend à la fois de la bande passante de mesure et des environnements considérés et est supposé être distribué en Poisson comme :

$$pdf_l(L) = \frac{(\bar{L})^L \exp(-\bar{L})}{L!} \quad (A.5)$$

de sorte que la moyenne \bar{L} caractérise la distribution.

Les distributions des instants d'arrivée des clusters T_l sont modélisées par un processus de Poisson de taux d'apparition Λ .

$$p(T_l \setminus T_{l-1}) = \Lambda_l \exp[-\Lambda_l(T_l - T_{l-1})], l > 0 \quad (A.6)$$

où Λ_l est le taux d'arrivé de cluster supposé indépendant de l .

Les instants d'inter-arrivée des rayons (Ray interarrival times)

Afin de donner une correspondance appropriée aux instants d'inter-arrivée des rayons, le sous-groupe IEEE 802.15.4a propose d'utiliser un mélange de deux processus de Poisson pour le modèle SV modifié par rapport au processus de Poisson unique utilisé dans le modèle SV original. La répartition des instants d'inter-arrivée des rayons est donc donnée comme suit :

$$p(\tau_{k,l} \setminus \tau_{(k-1),l}) = \beta \lambda_1 \exp[-\lambda_1(\tau_{k,l} \setminus \tau_{(k-1),l})] \\ + (\beta - 1) \lambda_2 \exp[-\lambda_2(\tau_{k,l} \setminus \tau_{(k-1),l})], k > 0 \quad (A.7)$$

Où β est la probabilité de mélange, tandis que λ_1 et λ_2 sont les taux d'arrivée des rayons.

Puissances des clusters et formes des clusters

Le profil puissance-retard (puissance moyenne des différents trajets) est exponentiel dans chaque cluster

$$E \left\{ |\alpha_{k,l}|^2 \right\} = \Omega_l \frac{1}{\gamma_l [(1 - \beta) \lambda_1 + \beta \lambda_2 + 1]} \exp\left(\frac{-\tau_{k,l}}{\gamma_l}\right) \quad (A.8)$$

Où Ω_l est l'énergie intégrée du $l^{\text{ème}}$ cluster, et γ_l est la constante de temps de décroissance intra-cluster. La moyenne sur le *shadowing* en clusters suit en général une décroissance exponentielle

$$10 \log(\Omega_l) = 10 \log\left(\exp\left(\frac{-T_l}{\xi}\right)\right) + M_{cluster} \quad (A.9)$$

Où $M_{cluster}$ est une variable aléatoire gaussienne distribuée avec un écart-type $\sigma_{cluster}$ autour de lui, ξ est le facteur de décroissance du cluster.

Les taux de décroissance du cluster dépendent linéairement de l'instant d'arrivée du cluster :

$$\gamma_l \propto k_\gamma T_l + \gamma_0 \quad (A.10)$$

Où k_γ décrit l'augmentation de la constante de décroissance avec le retard.

Small-scale fading (variation petite-échelle)

La distribution de variation petite-échelle est Nakagami :

$$pdf(x) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m x^{2m-1} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} x^2\right) \quad (A.11)$$

Où $m \geq 1/2$ est le facteur m de Nakagami, $\Gamma(m)$ est la fonction gamma et Ω est la valeur quadratique moyenne de l'amplitude.

Le m -facteur est modélisé comme une variable aléatoire lognormalement distribuée, dont le logarithme a une moyenne μ_m et un écart-type σ_m . Les deux peuvent avoir une dépendance de retard

$$\mu_m(\tau) = m_0 + k_m \tau \quad (A.12)$$

$$\sigma_m(\tau) = \hat{m}_0 + \hat{k}_m \tau \quad (A.13)$$

À l'exception du premier composant de chaque cluster, pour lequel le m -facteur est modélisé différemment. On suppose qu'il est déterministe et indépendant du retard

$$m = \tilde{m}_0 \quad (A.14)$$

Annexe B

B.1. La méthode du Minimum Mean Squared Error (MMSE)

La méthode MMSE est l'une des premiers modèles du CSE (Figure B.1). Cette structure est composée d'un filtre FIR (Finite Impulse Reponse) en cascade avec le canal de transmission, et d'une branche parallèle composée d'un délai et d'un filtre FIR avec une réponse impulsionnelle ciblée TIR (Target Impulse Response). Le but du CSE est de minimiser l'Erreur Quadratique Moyenne (EQM ou MSE: Mean Squared Error) entre le signal de sortie d'égaliseur et celle du TIR.

Si on considère que l'erreur devienne nulle pour tous les signaux d'entrée dans le canal, cela signifie que les réponses impulsionnelles de chaque branche de la figure B.1 sont égales

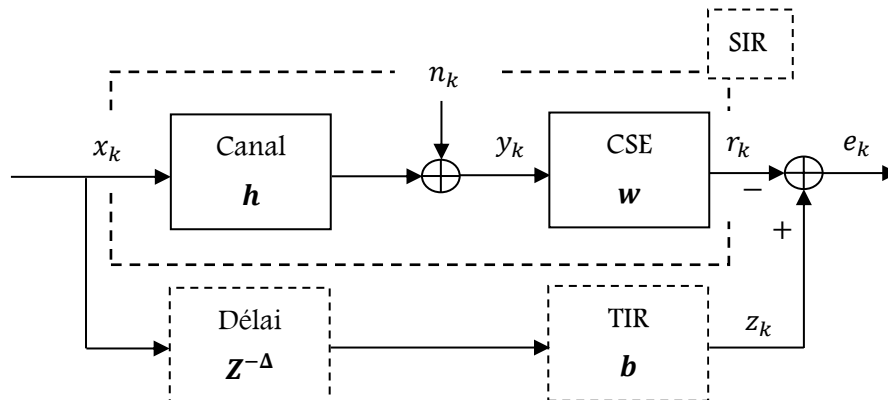


Figure B.1 - Principe de la méthode MMSE.

En d'autres termes, la réponse impulsionnelle du canal égalisé, appelée SIR (Shortening Impulse Response) sera égale à la version retardée du TIR (la taille du SIR prendra la taille du TIR). Il faut donc imposer la taille du préfixe plus un $(v + 1)$ au TIR, et le SIR sera réduit de manière adéquate pour faire la même taille.

Le vecteur de la réponse impulsionnelle du canal $\{h_0, h_1, \dots, h_v\}$ est supposé être linéaire, invariant dans le temps, généralement complexe. Aussi, on suppose que la séquence d'entrée $\{x_k\}$ et la séquence du bruit additif $\{n_k\}$ sont complexes, en outre, les symboles du bruit sont supposés indépendants des symboles d'entrées. De là, la relation d'entrée-sortie (avant l'égalisation) peut être exprimée sous forme de matrice :

$$\begin{bmatrix} y_{k+N-1} \\ y_{k+N-2} \\ \vdots \\ y_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \dots & h_v & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_0 & h_1 & \dots & h_v & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_0 & h_1 & \dots & h_v \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x_{k+N-1} \\ x_{k+N-2} \\ \vdots \\ x_{k-v} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{k+N-1} \\ n_{k+N-2} \\ \vdots \\ n_k \end{bmatrix}$$

où plus compacte :

$$\mathbf{y}_{k+N-1:k} = \mathbf{H} \mathbf{x}_{k+N-1:k-v} + \mathbf{n}_{k+N-1:k}$$

N : représente la longueur d'égaliseur.

v : le préfixe cyclique (CP).

La matrice d'auto-corrélation d'entrée est définie par :

$$\mathbf{R}_{xx} \triangleq \mathbb{E}[\mathbf{x}_{k+N-1:k-v} \mathbf{x}_{k+N-1:k-v}^*]$$

et la matrice d'auto-corrélation du bruit est définie par :

$$\mathbf{R}_{nn} \triangleq \mathbb{E}[\mathbf{n}_{k+N-1:k} \mathbf{n}_{k+N-1:k}^*]$$

Où $(\cdot)^*$ exprime l'opération complexe-conjuguée. Aussi, respectivement, la matrice de corrélation d'entrée-sortie et la matrice d'auto corrélation de sortie sont données:

$$\mathbf{R}_{xy} \triangleq \mathbb{E}[\mathbf{x}_{k+N-1:k-v} \mathbf{y}_{k+N-1:k}^*] = \mathbf{R}_{xx} \mathbf{H}^*$$

$$\mathbf{R}_{yy} \triangleq \mathbb{E}[\mathbf{y}_{k+N-1:k} \mathbf{y}_{k+N-1:k}^*] = \mathbf{H} \mathbf{R}_{xx} \mathbf{H}^* + \mathbf{R}_{nn}$$

La séquence de l'erreur quadratique moyenne est définie comme :

$$\mathbf{e}_k \triangleq \mathbf{z}_k - \mathbf{r}_k,$$

elle doit être minimisée. Maintenant, nous revenons à notre problème d'optimisation. De la figure B.1, la séquence d'erreur \mathbf{e}_k peut être exprimée comme :

$$\begin{aligned}
\mathbf{e}_k &= \sum_{m=0}^{L_b} b_m^* x_{k+N-1-\Delta-m} - \sum_{n=0}^{N-1} w_n^* y_{k+N-1-n} \\
&= [0_{1 \times \Delta} \quad b_0^* \quad b_1^* \quad \dots \quad b_{L_b}^* \quad 0_{1 \times s}] \mathbf{x}_{k+N-1:k-v} - [w_0^* \quad w_1^* \quad \dots \quad w_{N-1}^*] \mathbf{y}_{k+N-1:k} \\
\mathbf{e}_k &\triangleq \mathbf{b}^* \mathbf{x}_{k+N-1:k-v} - \mathbf{w}^* \mathbf{y}_{k+N-1:k}
\end{aligned}$$

Avec : $0 \leq \Delta \leq N + v - (L_b + 1)$, $s \triangleq N + v - \Delta - (L_b + 1)$ et L_b représente la longueur du TIR.

Donc, l'erreur quadratique moyenne est donnée par :

$$MSE \triangleq \mathbb{E}[|e_k|^2] = \mathbf{b}^* R_{xx} \mathbf{b} - \mathbf{w}^* R_{yx} \mathbf{b} - \mathbf{b}^* R_{xy} \mathbf{w} + \mathbf{w}^* R_{yy} \mathbf{w}$$

Par conséquent, le concept du MMSE doit satisfaire « le principe d'orthogonalité: la séquence d'erreur optimale n'est pas corrélée avec les données observées », ce principe se traduit par :

$$\mathbf{b}^* R_{xy} = \mathbf{w}^* R_{yy}$$

En combinant ces deux dernières équations, nous obtenons :

$$MSE = \mathbf{b}^* \mathbf{R}_{x/y}^\perp \mathbf{b}$$

Pour éviter la solution triviale $\mathbf{b} = \mathbf{0}$, une contrainte est nécessaire sur le vecteur de la réponse impulsionnelle cible TIR (\mathbf{b}), sachant que N. Al-Dhahir et J.M. Cioffi ont prouvés que les résultats du UEC (Unit Energy Constraint) donnent des meilleures performances, donc le problème devient :

$$\min_{\mathbf{b}} \mathbf{b}^* \mathbf{R}_{x/y}^\perp \mathbf{b} \quad \text{telle que} \quad \mathbf{b}^* \mathbf{b} = \mathbf{1}$$

Où $\mathbf{b}^* \mathbf{b} = \mathbf{1}$ est appelée la *contrainte Orthogonale* [25]. Comme $\mathbf{R}_{x/y}^\perp$ est une matrice symétrique, elle peut être décomposée comme : $\mathbf{R}_{x/y}^\perp \triangleq \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^*$, où $\mathbf{\Lambda}$ est la matrice diagonale des valeurs propres de $\mathbf{R}_{x/y}^\perp$ et \mathbf{U} correspond à la matrice orthogonale des vecteurs propres.

$$\mathbf{U} \triangleq [u_1 \quad u_2 \quad \dots \quad u_{N_b}]; \quad \mathbf{\Lambda} \triangleq \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \lambda_{N_b} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{U}^* \triangleq \begin{bmatrix} u_1^* \\ u_2^* \\ \vdots \\ u_{N_b}^* \end{bmatrix}$$

La solution optimale de \mathbf{b} est un vecteur propre correspond à la valeur propre minimale $\lambda_{min} = \lambda_{opt}$ de $\mathbf{R}_{x/y}^\perp$. Ensuite, le vecteur d'égaliseur \mathbf{w}_{opt}^* est calculé en remplaçant \mathbf{b}_{opt} par sa valeur :

$$\mathbf{w}_{opt}^* = \mathbf{b}_{opt} \mathbf{R}_{xy} \mathbf{R}_{yy}^{-1}$$

L'inconvénient principal de cette approche c'est qu'elle ne tient pas compte du taux de transmission et sa branche inférieure (Délai+TIR) n'est pas physiquement réalisable.

B.2. MGSNR:

John Cioffi et Naofal Al-Dhahir ont été les premiers à tenter de maximiser le débit binaire. Soit les valeurs complexes H_i , B_i et W_i qui représentent : le canal, le TIR et le CSE pour le le $i^{\text{ème}}$ sous canal.

En supposant l'égalité de la distribution de puissance du signal dans tous les sous-canaux, le SNR_i pour le le $i^{\text{ème}}$ sous canal peut être donné comme [65] [68] :

$$SNR_i \triangleq \frac{S_x |H_i|^2}{S_{n,i}} = \frac{S_x |H_i|^2 |W_i|^2}{S_{n,i} |W_i|^2} \cong \frac{S_x |B_i|^2}{S_{n,i} |W_i|^2}$$

Avec $S_{x,i}$, $S_{n,i}$, $|B_i|^2$ et $|W_i|^2$ sont l'énergie du signal d'entrée, la densité spectrale de puissance du bruit pour le $i^{\text{ème}}$ sous canal, le gain du TIR (\mathbf{b}) et le gain CSE (\mathbf{w}) pour le $i^{\text{ème}}$ sous canal, respectivement. Leur approche était fondée sur la **Maximisation Géométrique du rapport Signal sur Bruit (Maximum Geometric SNR)**, défini par :

$$SNR_{geom} \triangleq \Gamma \left\{ \left[\prod_{i=1}^N \left(1 + \frac{SNR_i}{\Gamma} \right) \right]^{\frac{1}{N}} - 1 \right\}$$

Où N est la taille de la FFT dans l'OFDM, Γ représente le SNR Gap, qui une constante à partir de laquelle on détermine la valeur minimale du SNR d'un sous canal pouvant transmettre des bits. Les termes « $1 +$ » et « -1 » peuvent être généralement ignorés en raison du l'hypothèse supposée (le niveau de puissance d'entrée et la fréquence d'échantillonnage sont choisis de telle sorte que toute la bande passante disponible est utilisée), ce que va simplifier le calcul à :

$$SNR_{geom} \approx \left[\prod_{i=1}^N (SNR_i) \right]^{\frac{1}{N}}$$

Cette expression rend le nom de "SNR géométrique" évident. Le processus d'optimisation de cette méthode se fait en deux étapes :

- (i) les coefficients du TIR sont calculés afin de maximiser le SNR_{geom} .
- (ii) le TIR issu de la MGSNR est utilisé dans la méthode MMSE afin de calculer les poids du TEQ.

B.3. La méthode du Maximum Bit Rate (MBR) :

Pour augmenter le taux de bit maximum réalisable à la sortie du CSE, Arslan et Evans ont mis en œuvre une méthode d'égalisation appelée « Maximum Bit Rate ». Ils ont défini non seulement les nouvelles parties équivalentes à des réponses impulsionnelles : signal, ISI et le bruit, mais aussi une nouvelle définition du SNR_i .

En introduisant des zéros (ZP: zero padding) et le prélèvement d'échantillons (sample dropping), on aura les parties équivalentes à des réponses impulsionnelles sous forme matricielle :

$$\mathbf{h}^{signal} \triangleq \mathbf{G}\mathbf{H}\mathbf{w}; \quad \mathbf{h}^{ISI} \triangleq \mathbf{D}\mathbf{H}\mathbf{w} \text{ et } \mathbf{h}^{Noise} \triangleq \mathbf{F}\mathbf{w}$$

où :

- \mathbf{h}^{signal} , \mathbf{h}^{ISI} et \mathbf{h}^{Noise} sont des vecteurs de longueur M des parties équivalentes à des réponses impulsionnelles du : signal, ISI et le bruit respectivement.
- La matrice \mathbf{H} de $M \times N$ est définie comme les M premières lignes de la matrice de convolution du canal :

$$\mathbf{H} \triangleq \begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ h_1 & h_0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N-1} & h_{N-2} & h_{N-3} & \cdots & h_0 \\ h_N & h_{N-1} & h_{N-2} & \cdots & h_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M-1} & h_{M-2} & h_{M-3} & \cdots & h_{M-N} \end{bmatrix}$$

N représente la longueur du CSE.

- \mathbf{G} et \mathbf{D} sont des matrices diagonales qui représentent les fonctions fenêtres $g(n)$ et $1 - g(n)$ respectivement, définies comme :

$$\begin{array}{c}
 \text{N éléments} \\
 \underbrace{\hspace{10em}} \\
 \mathbf{G} \triangleq \text{diag}(0, \dots, 0, \underbrace{1, \dots, 1}_{v+1}, 0, \dots, 0) \quad \text{et} \quad \mathbf{D} \triangleq \text{diag}(\underbrace{1, \dots, 1}_{v+1}, 0, \dots, 0, \underbrace{1, \dots, 1}_{\Delta \text{ des}}) \\
 \underbrace{\hspace{10em}} \\
 \text{Sachant que la } \underbrace{\Delta \text{ des}}_{\text{zéro}} \text{ } \underbrace{v+1}_{\text{des un}} \text{ est donnée par :} \quad \underbrace{v+1}_{\text{des un}} \quad \underbrace{\Delta \text{ des}}_{\text{zéro}} \\
 \mathbf{g}(n) \triangleq \begin{cases} 1 & \text{si } \Delta \leq n \leq \Delta + v \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}
 \end{array}$$

Où Δ et v représentent le délai de transmission et la longueur du CP respectivement.

- La matrice \mathbf{F} s'écrit :

$$\mathbf{F} \triangleq \begin{bmatrix} I_{N \times N} \\ \mathbf{0}_{(M-N) \times N} \end{bmatrix}$$

Où $I_{N \times N}$ représente une matrice unitaire de $N \times N$ et $\mathbf{0}_{(M-N) \times N}$ représente une matrice composée de zéro de dimension $(M - N) \times N$.

Le vecteur FFT est défini comme :

$$\mathbf{q}_i \triangleq [1 \quad e^{j2\pi i/P} \quad e^{j2\pi 2i/P} \quad \dots \quad e^{j2\pi(N-1)i/P}]$$

P est la taille de la IFFT.

On aura les parties des gains équivalents, respectivement, du: signal utile, l'ISI et le bruit :

$$\mathbf{H}_i^{signal} = \mathbf{q}_i^H \mathbf{G} \mathbf{H} \mathbf{w}; \quad \mathbf{H}_i^{ISI} = \mathbf{q}_i^H \mathbf{D} \mathbf{H} \mathbf{w} \quad \text{et} \quad \mathbf{H}_i^{Noise} = \mathbf{q}_i^H \mathbf{F} \mathbf{w}$$

On peut définir le **SNR** à la sortie du CSE comme :

$$\mathbf{SNR} \triangleq \frac{\text{Puissance du signal}}{\text{Puissance du bruit} + \text{Puissance d'ISI}}$$

Avec cette définition, nous supposons que l'ISI est une source seconde du bruit additif dans le canal. En utilisant les définitions des parties équivalentes, nous définissons le nouveau **SNR** du $i^{\text{ème}}$ sous-canal :

$$\mathbf{SNR}_i \triangleq \frac{S_{x,i} |\mathbf{H}_i^{signal}|^2}{S_{n,i} |\mathbf{H}_i^{Noise}|^2 + S_{x,i} |\mathbf{H}_i^{ISI}|^2}$$

Où $S_{x,i}$, $S_{n,i}$, H_i^{signal} , H_i^{Noise} et H_i^{ISI} sont, respectivement, la puissance du signal transmis, la puissance du bruit du canal, le gain du signal, le gain du bruit, et le gain d'ISI dans le $i^{\text{ème}}$ sous-canal.

Par conséquent, nous obtenons :

$$SNR_i = \frac{S_{x,i} |q_i^H G H w|^2}{S_{n,i} |q_i^H F w|^2 + S_{x,i} |q_i^H D H w|^2}$$

Cette méthode optimise les poids des coefficients de l'égaliseur CSE afin de maximiser le débit binaire tout en minimisant les interférences entre symboles. Par contre, elle a des désavantages :

- Un BER élevé.
- Nécessite l'optimisation non linéaire.

B.4. Min-ISI :

Pour utiliser un égaliseur dans un système pratique, G.Arslan, B.L Evans et S.Kiaei proposent un égaliseur « Minimum InterSymbol Interference » quasi optimal. L'idée derrière cette méthode peut être expliquée par :

$$SNR_i^{New} = \frac{w^T H^T G^T q_i S_{x,i} q_i^H G H w}{w^T F^T q_i S_{n,i} q_i^H F w + w^T H^T D^T q_i S_{x,i} q_i^H D H w}$$

Le numérateur et le dénominateur sont des termes de puissance non négatifs, donc la minimisation de la puissance dans chaque sous-canal (le dénominateur) est équivalente à minimiser la somme des puissances sur tous les sous-canaux, qui peut être écrite comme :

$$P_d(w) = \sum_i (w^T F^T q_i S_{n,i} q_i^H F w + w^T H^T D^T q_i S_{x,i} q_i^H D H w)$$

Après normalisation par $S_{n,i}$, nous obtenons :

$$P_d^{Norm}(w) = \sum_i w^T F^T q_i q_i^H F w + \sum_i w^T H^T D^T q_i \left(\frac{S_{x,i}}{S_{n,i}} \right) q_i^H D H w$$

Où $q_i^H F w$ est le $i^{\text{ème}}$ coefficient de N point FFT de w . Ainsi, le premier terme de cette équation est la somme carrée des coefficients de N point FFT de w , qui est égale à la somme carrée des coefficients de w (Théorème de Parseval) :

$$P_d^{Norm}(\mathbf{w}) = \mathbf{w}^T \mathbf{w} + \mathbf{w}^T \mathbf{H}^T \mathbf{D}^T \sum_i q_i \left(\frac{S_{x,i}}{S_{n,i}} \right) \mathbf{q}_i^H \mathbf{D} \mathbf{H} \mathbf{w}$$

Sachant que la définition du théorème de Parseval est : L'énergie du signal est égale à la somme des énergies de chacune de ces composantes.

Le premier terme n'atteint pas la minimisation de l'équation ci-dessus. Tandis que, en minimisant la puissance de distorsion (2ème terme de l'équation ci-dessus), nous limitons la partie d'énergie de la réponse impulsionnelle du signal à « 1 » afin d'empêcher la réduction de la puissance du signal:

$$\|h_{signal}\|^2 = \mathbf{w}^T \mathbf{H}^T \mathbf{G}^T \mathbf{G} \mathbf{H} \mathbf{w} = \mathbf{w}^T \mathbf{B} \mathbf{w} = 1$$

De là, la puissance du signal de sortie est égale à la puissance du signal d'entrée. Donc, nous définissons le problème de conception TEQ comme :

$$\arg \min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^T \mathbf{A} \mathbf{w} \quad \text{avec} \quad \mathbf{w}^T \mathbf{B} \mathbf{w} = 1$$

Où

$$\mathbf{A} = \mathbf{H}^T \mathbf{D}^T \sum_i \left(\mathbf{q}_i \frac{S_{x,i}}{S_{n,i}} \mathbf{q}_i^H \right) \mathbf{D} \mathbf{H} \quad \text{et} \quad \mathbf{B} = \mathbf{H}^T \mathbf{G}^T \mathbf{G} \mathbf{H}$$

Donc, La fonction de coût du Min-ISI peut être écrite comme :

$$J = \frac{\mathbf{w}^T \mathbf{H}^T \mathbf{D}^T \sum_i \left(\mathbf{q}_i \frac{S_{x,i}}{S_{n,i}} \mathbf{q}_i^H \right) \mathbf{D} \mathbf{H} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^T \mathbf{H}^T \mathbf{G}^T \mathbf{G} \mathbf{H} \mathbf{w}} = \frac{\mathbf{w}^T \mathbf{A} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^T \mathbf{B} \mathbf{w}}$$

La solution de l'équation ci-dessus est obtenue en résolvant le problème de vecteur propre \mathbf{w} correspondant à la plus petite valeur propre λ_{min} de la paire (\mathbf{A}, \mathbf{B})

$$\mathbf{A} \mathbf{w} = \lambda \mathbf{B} \mathbf{w}$$

La méthode proposée est de minimiser une somme pondérée de la puissance ISI afin de réduire la complexité de calcul, par contre, l'inconvénient majeur est :

- (i) Sensibilité au délai de transmission.
- (ii) L'incapacité de concevoir le TEQ plus de $\nu + 1$.

Pour remédier à ces problèmes, R. K. Martin et C. R. Johnson proposent une autre conception de Min-ISI grâce au mélange des techniques MBR et MSSNR, une conception d'algorithme rapide, c.à.d. le sens d'algorithme rapide consiste à la

recherche du délai de transmission optimal (pour un meilleur TEQ optimal), grâce à la nouvelle définition de la fonction de pondération {la matrice $Q_{isi}(\Delta)$ }, tout en prenant compte les propriétés principales du MSSNR. Aussi, dans cette section on va profiter de la structure de Toeplitz, elle possède une propriété très importante, en particulier, la résolution très rapide dans les systèmes itératifs.

Nous définissons la matrice Toeplitz "windows" par :

$$\mathbf{H}_{win}(\Delta) \triangleq \begin{bmatrix} h(\Delta) & h(\Delta - 1) & \dots & h(\Delta - N) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h(\Delta + v) & h(\Delta + v - 1) & \dots & h(\Delta + v - N) \end{bmatrix}$$

et le bloc de la matrice Toeplitz "wall" comme :

$$\mathbf{H}_{wall}(\Delta) \triangleq [\mathbf{H}_1^T, \mathbf{H}_2^T]^T$$

Où le canal "head" est contenu dans :

$$\mathbf{H}_1(\Delta) \triangleq \begin{bmatrix} h(0) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h(\Delta - 1) & h(\Delta - 2) & \dots & h(\Delta - L_w - 1) \end{bmatrix}$$

Et le canal "tail" est contenu dans :

$$\mathbf{H}_2(\Delta) \triangleq \begin{bmatrix} h(\Delta + v + 1) & h(\Delta + v) & \dots & h(\Delta + v - L_w + 1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & h(L_h) \end{bmatrix}$$

L'ensemble, \mathbf{H}_{win} et \mathbf{H}_{wall} partitionne la matrice Toeplitz \mathbf{H} de convolution du canal en $(L_c + 1) \times (L_w + 1)$. Donc, $\mathbf{c}_{win} = \mathbf{H}_{win}\mathbf{w}$ donne une longueur de fenêtre $v + 1$ du canal efficace, et $\mathbf{c}_{wall} = \mathbf{H}_{wall}\mathbf{w}$ donne le reste du canal efficace.

On définit la matrice de pondération d'ISI comme suite :

$$\mathbf{Q}_{isi}(\Delta) \triangleq \text{diag}[\Delta, \dots, 2, 1, \underbrace{0, \dots, 0}_{v+1}, 1, 2, \dots, L_c - v - \Delta]$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{isi}(\Delta) = \text{diag}[\Delta, \dots, 2, 1, 1, 2, \dots, L_c - v - \Delta]$$

La conception de Min-ISI utilise \mathbf{Q} pour supprimer la sélectivité du canal efficace en dehors de la fenêtre souhaitée. En supposant que, l'unité de puissance du signal $\sigma_x^2 = 1$ et \mathbf{Q} est remplacé par une des deux équations ci-dessus, l'expression de \mathbf{A} devienne:

$$\begin{aligned}
\mathbf{A} &= \alpha \mathbf{H}^H \mathbf{Q}_{isi} \mathbf{H} + (1 - \alpha) \mathbf{R}_n \\
&= \alpha \mathbf{H}_{wall}^H \tilde{\mathbf{Q}}_{isi} \mathbf{H}_{wall} + (1 - \alpha) \mathbf{R}_n
\end{aligned}$$

La solution est généralisée par un vecteur propre \mathbf{w} de (\mathbf{A}, \mathbf{B}) correspondant à la plus petite valeur propre .

B.5. La méthode du Minimum Delay Spread (MDS) :

L'objectif du MDS est de minimiser la dispersion des retards au carré du canal raccourci \mathbf{c} sans tenir compte du CP. L'étalement (dispersion) des retards est défini alors par :

$$D \triangleq \sqrt{\frac{1}{E} \sum_{n=0}^{L_c} (n - \bar{n})^2 |c(n)|^2}$$

Où $E \triangleq \sum_{n=0}^{M'} |c(n)|^2$ représente l'énergie du canal raccourci, M' est la longueur du couple (Canal+CSE) et \bar{n} est définie comme le « centre de masse » du canal raccourci, aussi appelée « le centre temporel ou le centre de gravité » du canal raccourci. Par transformation sous forme matricielle, l'équation peut s'écrire :

$$\mathbf{D}^2 = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{H}^H \mathbf{Q}_{m ds} \mathbf{H} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w}} = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{A} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{B} \mathbf{w}}$$

où la matrice de pondérations de MDS est définie comme :

$$\begin{aligned}
\mathbf{Q}_{MDS}(\bar{n}) &\triangleq \text{diag}\{[(0 - \bar{n})^2, \dots, (M + N - \bar{n})^2]\} \\
&\triangleq \text{diag}\{[(0 - \bar{n})^2, \dots, (M' - \bar{n})^2]\} \\
&\triangleq \text{diag}\{(\bar{n})^2, (\bar{n} - 1)^2, \dots, 4, 1, 0, 1, 4, \dots, (M' - \bar{n})^2\}
\end{aligned}$$

\mathbf{D}^2 peut être considérée comme une fonction de coût (J_{MDS}) qui doit être minimisée. K. Martin et R. Johnson ont proposé une nouvelle expression de la matrice \mathbf{A} de \mathbf{D}^2 :

$$\mathbf{A} = \alpha \mathbf{H}^H \mathbf{Q}_{m ds} \mathbf{H} + (1 - \alpha) \mathbf{R}_n$$

La solution est généralisée par vecteur propre \mathbf{w} de (\mathbf{A}, \mathbf{B}) correspondant à la plus petite valeur propre.

$$\mathbf{D}^2 = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{H}^H \mathbf{Q}_{m ds} \mathbf{H} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w}} = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{A} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{B} \mathbf{w}}$$

Bibliographie

- [1] Federal Communications Commission FCC 02-48, “First Report and Order: Revision of Part 15 of the Commission’s Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems”, Federal Communications Commission, ET Docket , pp. 98-153, April 2002.
- [2] K. Azarian, H. El Gamal. and P. Schinter, “On the achievable diversity multiplexing tradeoffs in half-duplex cooperative channels”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 51, no. 12, pp. 4152–4172, 2005.
- [3] S. Yang, and J.-C. Belfiore, “Optimal space-time codes for the MIMO amplify-and-forward cooperative channel”, *IEEE Transactions on Informations Theory*, vol. 53, no. 2, pp. 647–663, 2007.
- [4] R. Hazra, and A. Tyagi, “Cooperative Impulse Radio Ultra-Wideband Communication Using Coherent and Non-Coherent Detectors: A Review”, *Wireless Personal Communications*, Springer US, vol. 77, no. 1, pp. 719-748, 2014.
- [5] J. Laneman, D. Tse and G. Wornell, “Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 50, no. 11, pp. 3062-3080, 2004.
- [6] C. Abou-Rjeily, N. Daniele, and , J.-C. Belfiore “On the decode-and forward cooperative diversity with coherent and non-coherent UWB systems”, *IEEE International Conference on Ultra-Wideband (IEEE ICUWB)*, Waltham, Massachusetts, pp. 435–440, 2006.
- [7] Abou-Rjeily, C., Daniele, N. and Belfiore, J.-C. “On the amplify-and forward cooperative diversity with time-hopping ultra-wideband communications”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 56, no. 4, pp. 630–641, 2008.
- [8] C. N. Deshmukh, and V. T. Ingole, “Decode and Forward Cooperative Diversity for Modified SV Model Based UWB Communication System”, *International Journal of Scientific & Engineering Research*, vol. 6, no. 1, pp. 1212-1221, 2015.
- [9] C. N. Deshmukh, and V. T. Ingole, “Amplify and Forward Cooperative Diversity for Modified SV Model Based UWB Communication System”, *International Journal of Scientific Research Engineering & Technology (IJSRET)*, vol. 4, no. 1, pp. 16-23, 2015.
- [10] R. Hazra and A. Tyagi “Performance Analysis of Impulse-Radio Ultra-Wideband Energy Detector system using cooperative dual-hop Amplify and Forward strategy”, *International Journal of Communications Systems*, vol. 30, no. 4, pp. 1–18, 2017.
- [11] A. B. Y. Issa, I. Dayoub, “Performance of inter-vehicule relay network based ir-uwband,” *springer*, vol. 7865, pp. 96–106, 2013.

-
- [12] K. Maichalernnukul, T. Kaiser and F. Zheng, "On the performance of coherent and noncoherent UWB detection systems using a relay with multiple antennas", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 7, pp. 3407-3414, 2009.
- [13] G. Pan, E. Ekici, Y. Chen and Q. Feng, "Performance Analysis of Cooperative Time Hopping UWB Systems with Multi-User Interference", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 11, no. 6, pp. 1969–1975, 2012.
- [14] Z. Zeinalpour-Yazdi, M. Nasiri-Kenari, B. Aazhang, J. Wehinger, and C. Mecklenbrauker, "Bounds on the delay-constrained capacity of UWB communication with a relay node", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 5, pp. 2265-2273, 2009.
- [15] Z. Zeinalpour-Yazdi, M. Nasiri-Kenari, B. Aazhang, "Bit error probability analysis of UWB communications with a relay node", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 2, pp. 802–813, 2010.
- [16] Z. Zeinalpour-Yazdi, M. Nasiri-Kenari, B. Aazhang, "Performance of UWB Linked Relay Network with Time-Reversed Transmission in the Presence of Channel Estimation Error", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 11, no. 8, August 2012.
- [17] W. Malik, , C. Stevensand and D. Edwards, "Multipath effects in ultrawideband rake reception", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 2, pp. 507-514, 2008.
- [18] A. Ouardas and S. A. Elahmar, "A combining technique based on channel shortening equalisation for ultra wideband cooperative systems", *International Journal of Computer Aided Engineering and Technology*, in press.
- [19] Zhang, L. and Yang, C. Y. 'Performance analysis of channel shortening of RAKE receiver in ultra-wideband systems', in *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 1-5, 2006.
- [20] A. Agrawal and R. S. Kshetrimayum, 'Transmit Antenna Selection in the Cooperative Communication Based UWB System', *Wireless Personal Communications.*, Springer, vol. 94, no. 4, pp.1-15, 2016.
- [21] Lingwei. X., Zhang. H and T. Aaron Gulliver. "Performance Analysis of the Threshold Digital Relaying M2M System", *Wireless Personal Communications*, Springer, vol.8, no. 3, pp. 357-366, 2015.
- [22] S. Sanayei and A. Nosratinia "Antenna selection in mimo systems", *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no. 10, pp. 68–73, 2004.
- [23] Brent Parr, ByungLok Cho, et al, "A Novel Ultra-wideband Pulse Design Algorithm," *IEEE Communications Letters*, vol. 7, no.5, pp. 36-38, May.2003.
- [24] B. Das and S. Das, "Interference Cancellation Schemes in UWB Systems used Wireless Personal Area Network based on Wavelet based Pulse Spectral shaping and

-
- Transmitted Reference UWB using AWGN Channel Model”, International Journal of Computer Applications, vol. 2, no.2, pp. 0975 – 8887, May 2010.
- [25] A. Ouardas, S. A. Elahmar and I. Dayoub, “A comparative study of two UWB pulse design methods for narrowband interference mitigation”, in IEEE proceeding of International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM), Tunis, Tunisia, April 2015.
- [26] Ouardas, S. A. Elahmar, M. H. Hachemi, “Performance of UWB Pulse Shaping Algorithm For Narrowband Interferences Suppression”, International Congress on Telecommunication and Application (ICTA’14), University of A.MIRA Bejaia, Algeria, April 2014.
- [27] X. Shi, “Adaptive UWB pulse design method for multiple narrowband interference suppression,” in IEEE proceeding of International Conference on Intelligent Computing and Intelligent Systems (ICIS), Xiamen, December 2010.
- [28] A. F. Molisch, C. C. Chong, C. C. Kannan, S. Emami, A. Fort, J. Karedal, and U. G. Schuster, “802.15.4a channel model subgroup final report”, IEEE 802.15-04-0535-00-004a, Berlin, Germany, 2004.
- [29] A. F. Molisch, "Ultra-Wide-Band Propagation Channels," Proceedings of the IEEE, vol. 97, Feb 2009, pp. 353-371.
- [30] F. Dowla and F. Nekoogar, "Multiple access in ultra-wideband communications using multiple pulses and the use of least squares filters," Radio and Wireless Conference, RAWCON '03. Proceedings, 2003, pp. 211-214.
- [31] Z. Berthiaume-Dutrisac, "Conception d'un émetteur-récepteur utilisant la technologie à bande ultra large", published as NRC/ERB-1078. Août 2000.
- [32] P. Pagani, "Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte Ultra Large Bande", Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, France, 2005.
- [33] C. E. Shannon, "Communication in the presence of noise", Proceedings of the Institute of Radio Engineers, vol. 37, no. 1, pp. 10–21, janvier 1949.
- [34] Y. Liuqing and G. B. Giannakis, "Ultra-wideband communications: an idea whose time has come," Signal Processing Magazine, IEEE, vol. 21, pp. 26-54, 2004.
- [35] K. Siwiak and D. McKeown, Ultra-wideband radio technology: John Wiley & Sons, 2004.
- [36] I. Oppermann, M. Hamalainen, and J. Iinatti, UWB Theory and Applications. John Wiley & Sons Ltd., 2004.
- [37] M. Ghavami, L. B. Michael, and R. Kohno, Ultra Wideband - signals and systems in communication engineering. John Wiley & Sons Ltd., 2004.

-
- [38] G. R. Aiello and G. D. Rogerson, "Ultra-wideband wireless systems," *IEEE Microwave Magazine*, pp. 36–47, Jun. 2003.
- [39] R. Kshetrimayum, "An introduction to UWB communication systems," *IEEE Potentials*, vol.28, no.2, pp.9-13, Mar.-April 2009.
- [40] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Characterization of ultra-wide bandwidth wireless indoor channels: a communication theoretic view," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.20, no.9, pp.1613-1627, Dec. 2002.
- [41] R.M. Morey, "Geophysical surveying system employing electromagnetic impulses". U.S. Patent no. 3, pp. 806,795, 1974.
- [42] R.S Vickers, "Ultra-wideband radar-potential and limitations," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol.1, pp.371-374, 1991.
- [43] M.Ressler, L.Happ, L.Nguyen, Ton Tuan, M.Bennett, "The Army Research Laboratory ultra-wide band test bed radars," *IEEE International Radar Conference*, pp. 686-691, 1995.
- [44] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Ultra-wide bandwidth time-hopping spread spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 4, pp. 679–689, 2000.
- [45] B. Das "Performance Enhancement of Ultra Wideband WPAN using narrowband interference mitigation techniques", Department of Electrical Engineering National Institute of Technology, Rourkela, India, August 2010.
- [46] V. Lakkundi, "Ultra Wideband Communications: History, Evolution and Emergence", *Acta Polytechnica* vol. 46 no. 4, pp. 18–20, 2006.
- [47] I. Bergel, E. Fishler, and H. Messer, "Narrowband interference mitigation in impulse radio," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 8, pp. 1278–1282, 2005.
- [48] Y. D. Alemseged and K. Witrisal, "Modeling and mitigation of narrowband interference for transmitted-reference uwb systems," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 1, no. 3, pp. 456–469, 2007.
- [49] H.-U. Dehner, Y. Koch, H. Jäkel, D. Burgkhardt, F. Jondral, R. Moorfeld, and A. Finger, "Narrow-band interference robustness for energy detection in ook/ppm," in *Proceeding of IEEE International Conference on Communications, ICC, 2010*, pp. 1-5.
- [50] T-A Phan , Vladimir Krizhanovskii , Seok-Kyun Han , and Sang-Gug Lee , and Nae-Soo Kim, "7th Pulse Derivative Gaussian Pulse Generator for Impulse Radio UWB", *Auto-ID Labs White Paper*.
- [51] D. Slepian and H. O. Pollak, "Prolate spheroidal wave functions, Fourier analysis, and uncertainty-I," *Bell Syst. Tech. J.*, vol.40, no.1, pp.43-46, Jan 1961.
- [52] Hu Guangshu, *Digital signal processing*, Beijing, TsingHua University Publisher,

- 1999.
- [53] R. Hao , H.Li and J. Zhao, “Narrowband Interference Suppression for UWB System”, 2nd International Conference of Information Science and Engineering (ICISE), pp. 2205-2208 , Hangzhou, China, 4-6 Dec. 2010.
- [54] M. Ghavami, L. B. Michael and R. Kohno, “Hermite function based orthogonal pulses for UWB communication”, Proc. Int. Symp. on Wireless Personal Multimedia Communications, pp. 437–440, Aalborg, September 2001.
- [55] W. P. Siritwongpairat & K. J. Ray Liu, Ultra-Wideband Communications Systems: Multiband OFDM Approach, John Wiley& Sons, 2007.
- [56] S.M.S. SADOUGH, “A tutorial on ultra wideband modulation and detection schemes,” Shahid Beheshti University, Tehran, IR Iran, April 2009.
- [57] B. R. Vojcic and R. L. Picholtz, “Direct-sequence code division multiple access for ultra-wide bandwidth impulse radio,” in Proceeding of Military Communications Conference, Oct. 2003.
- [58] N. Chandrasekaran, “Diversity Techniques in Wireless Communication Systems”, Rutgers University, pp. 1-8, 2005.
- [59] S. Zhu, K. K. Leung, “Cooperative orthogonal MIMO relaying for UWB Ad-Hoc networks”, in IEEE Globecom, New Orleans, Nov. 2007, pp. 5175-5179.
- [60] W. Panichpattanakul, “Cooperative Communications in Ad Hoc Networks”, Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), 2010.
- [61] Z. Lin, “Cooperative communication in OFDM-based systems”, Thèse de Doctorat, Université de Wollongong, Australie, 2013.
- [62] C. E. Shannon, “A mathematical theory of communication,” Bell System Technical Journal, July 1948.
- [63] G. J. Foschini, “Layered space-time architecture for wireless communication,” Bell Labs Technical Journal, Autumn 1996.
- [64] I. E. Telatar, “Capacity of multi-antenna gaussian channels,” Bell Labs Technical Memorandum, 1995.
- [65] D. Gesbert and J. Akhtar, “Breaking the barriers of shannon’s capacity: An overview of mimo wireless systems,” Telektronikk, 2002.
- [66] D. Halperin, W. Hu, A. Sheth, and D. Wetherall, “802.11 with multiple antennas for dummies,” ACM SIGCOMM Computer Communication Review, Jan. 2010.
- [67] T. M. Cover and A. Gamal, “Capacity theorems for the relay channel”, IEEE transactions on Information Theory, vol. 25, no. 5, pp. 572 – 584, Sept.1979.
- [68] J. Laneman, and G. Wornell, “Distributed Space-Time-Coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks “, IEEE transactions on

-
- Information Theory, vol. 49, pp. 2415-2425, 2003.
- [69] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity-part II implementation aspects and performance analysis", IEEE Transactions on Communications, vol. 51, no. 11, pp. 1939–1948, 2003.
- [70] G. Kramer, M. Gastpar, and P. Gupta, "Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks", IEEE transactions on Information Theory, vol. 51, no. 9, pp. 3037-3063, September 2005.
- [71] Y. Jing, and B. Hassibi, "Cooperative diversity in wireless relay networks with multiple-antenna nodes", Proceeding of International Symposium of Information Theory, ISIT, pp. 815-819, 2005.
- [72] Y. Jing and H. Jafarkhani, "Using Orthogonal and Quasi-Orthogonal designs in wireless relay network", IEEE transactions on Information Theory, vol. 53, pp. 4106-4118, 2007.
- [73] S. Kim, and R. Cherukuri, "Cooperative Spatial Multiplexing for high-rate wireless communications", in IEEE Proceeding of the 6th Workshop Signal processing Advances In Wireless Communication, pp.181-185, 2005.
- [74] K. Khatir, "Coded Cooperative Communications", Thesis of Master, Electrical Engineering Blekinge Institute of Technology, Sweden, 2007.
- [75] D. N. Mitiku, and O. C. Lawrence "Cooperative Communication Techniques in Wireless Networks", Thesis of Master, Blekinge Institute of Technology, Sweden , October 2010.
- [76] I. F. Akyildiz et al., "Wireless Sensor Networks: A Survey," Computer Networks Elsevier Journal., vol. 38, no. 4, pp. 393-422, March 2002.
- [77] T. E. Hunter and A. Nosratinia, "Cooperation diversity through coding," in Proceedings IEEE International Symposium on Information Theory, pp. 220, Lausanne, Switzerland, 2002.
- [78] Y. ZOU, B. ZHENG and W.-P. ZHU, "An opportunistic cooperation scheme and its BER analysis. IEEE Transaction Wireless Communications, vol. 8, pp. 4492–4497, 2009.
- [79] R. U. Nabar, H. Bölcskei, and F. W. Kneubühler, "Fading relay channels: Performance limits and space-time signal design," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 22, no. 6, pp. 1099–1109, Aug. 2004.
- [80] M. Dohler and Y. Li, Cooperative Communications : Hardware, Channel and PHY. Wiley & Sons, February 2010.
- [81] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 16, pp. 1451–1458, 1998.0

-
- [82] T. M. Duman and A. Ghrayeb, "Coding for MIMO Communication Systems", John Wiley & Sons, Ltd, 2007.
- [83] X. Zeng and A. Ghrayeb, "Performance bounds for space-time block codes with antenna selection," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 50, no. 9, pp. 2130–2137, Sept. 2004.
- [84] D. A. Gore and A. Paulraj, "Mimo antenna subset selection with space-time coding," *IEEE Transactions Signal Processing*, vol. 50, no. 10, pp. 2580–2588, Oct. 2002.
- [85] I. Krikidis, J. Thompson, S. McLaughlin, and N. Goertz, "Amplify-and-forward with partial relay selection," *IEEE Communications Letters*, vol. 12, no. 4, pp. 235–237, Apr. 2008.
- [86] D. B. da Costa and S. Aissa, "Capacity analysis of cooperative systems with relay selection in Nakagami-m fading," *IEEE Communications Letters*, vol. 13, no. 9, pp. 637-639, Sep. 2009.
- [87] S. Ikki and M. H. Ahmed, "Exact error probability and channel capacity of the best-relay cooperative-diversity networks," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 16, no. 12, pp. 1051-1054, Dec. 2009.
- [88] A. Adinoyi, Y. Fan, H. Yanikomeroglu, H. Poor, F. Al-Shaalán, "Performance of selection relaying and cooperative diversity," *IEEE Transactions Wireless Communications*, vol. 8, no. 12, pp. 5790-5795, Dec. 2009.
- [89] J. R. Fernandes, D. Wentzloff, "Recent Advantages in IR-UWB Transceivers: An Overview," in *2010 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 2010, pp. 3824-3287.
- [90] A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, no. 2, pp. 128–137, 1987.
- [91] B. Miscopain, "Systèmes uwb impulsionnels noncohérents pour les réseaux de capteurs : coexistence et coopération", Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, (INSA), Lyon, Mai 2010.
- [92] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd edition., McGraw and Hill, Eds., 1995.
- [93] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Energy capture vs. correlator resources in ultrawide bandwidth indoor wireless communications channels," in *Proceeding of MILCOM 97*, vol. 3, 1997, pp. 1277–1281.
- [94] 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.
- [95] H. Arslan, "Multi-access interference cancellation receiver for time-hopping ultrawideband communication," *Wireless Personal Communications Journal*

-
- (Springer), vol. 42, no. 4, pp. 479–490, Sep. 2007.
- [96] A. Nosratinia, T. E. Hunter, A. Hedayat, “Cooperative Communication in Wireless Networks,” *IEEE Communication Magazine*, vol. 42, pp. 74-80, 2004.
- [97] N. Al-Dhahir, J. M. Cioffi, “Efficiently computed reduced-parameter input-aided MMSE equalizers for ML detection: A unified approach”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 42, pp. 903-915, May 1996.
- [98] S.A. ELahmar, “ Amélioration des performances des systèmes de transmission à multi porteuses”, Thèse de doctoat, Université Djillali Liabes, Sidi Bel Abbes, Algérie 2007.
- [99] P .J. W. Melsa, R.C. Younce and C.E. Rohrs, “Impulse response shortening for discrete multitone transceivers”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 44, pp. 1662-1672, Dec. 1996.
- [100] N. Al-Dhahir and J. M. Cioffi, “ Optimum finite-length equalization for multicarrier transceivers ”, *IEEE Transactions on Communications*, vol.44, no. 1, pp. 56.64, Jan.1996.
- [101] G. Arlan, B. L. Evans, S. Kiaei, “ Equalization for discrete multitone receivers to maximize bit rate”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 49, no. 12, pp. 3123.3135, Dec. 2001.
- [102] Bikramaditya Das and Susmita Das, “ Efficacy of Multiband OFDM Approach in High Data Rate Ultra WideBand WPAN Physical Layer Standard using Realistic Channel Models ” *International Journal of Computer Applications*, vol. 2, no.2, pp. 0975 – 8887, May 2010.
- [103] Chopra, A. and Evans, B.L. ‘Design of Sparse Filters for Channel Shortening’, *Journal of Signal Processing Systems*, vol. 66, no. 3, pp. 259-272, 2012.
- [104] S. I. Husain, J. Yuan and J. Zhang, ‘Modified channel shortening receiver based on MSSNR algorithm for UWB channels’, *Electronics Letters*, vol. 43, no. 9, pp. 535–537, 2007.
- [105] S. I. Husain, J. Yuan , J. Zhang and , R. K. Martin, ‘Time Domain Equalizer Design Using Bit Error Rate Minimization for UWB Systems’, *Eurasip Journal on Wireless Communications and Networking*, pp. 1-12, 2009.

A combining technique based on channel shortening equalization for ultra wideband cooperative systems

Asma Ouardas* and Sid Ahmed Elahmar

TTNS Laboratory, Department of Telecommunication
University of Djillali Liabès, 22000 Sidi Bel Abbes, Algeria
Email: asma_telecom2@hotmail.fr
Email: silahmar@yahoo.fr
*Corresponding author

Abstract: This paper presents a novel combining technique based on the channel shortening approach for cooperative diversity in the context of time hopping ultra wideband (TH-UWB) systems. Since UWB channel has very long impulse response as compared to the very narrow pulse used system, TH-UWB performances are affected by inter-symbol interference (ISI). Therefore, the use of the Rake diversity combining is very effective, but it increases the receiver complexity due to its large number of correlations. The idea is to introduce a channel shortening equalizer (CSE) [named also Time domain equalizer (TEQ)] before the Rake reception in first and second time slots at the relay and destination, respectively. This proposed combination structure shows that there are great results in both decreasing the complexity of the receiver architecture by significantly reducing the number of effective channel taps and mitigating ISI. The Decode and Forward (DF) is used as a relay protocol to retransmit signals from the source to the destination and the relay is supposed equipped with multiple antennas and antenna selection criterion is used to exploit the diversity with reduced complexity. In the considered relay network, UWB links between the nodes are modeled according to IEEE 802.15.4a standards. The performance of the proposed structure is compared to cases where the relay is equipped with a single antenna and multiple antennas (full diversity). Numerical results show that significant improvement in the BER of UWB system is obtained by combining cooperative diversity technique and Channel shortening technique (lower than 10^{-5}) with respect to both improving the system performance and reducing the system complexity by using the antenna selection strategy which achieved the full diversity gain.

Keywords: Time Hopping Ultra Wideband; TH-UWB; Channel Shortening Equalizer; RAKE receiver; Cooperative diversity; Antenna selection; Decode and Forward.

Biographical notes: Asma Ouardas graduated from University of Dr. Tahar Moulay of Saida. Presently pursuing her post-graduation degree in Sidi Bel Abbes University in the area of Telecommunication Systems, UWB, Cooperative diversity, Communication over Multipath Channel and Channel Shortening.

Sid Ahmed Elahmar did his PhD in the area of Telecommunication. He received the Engineer degree in Electrical Engineering, M A Sc degree from USTO University, ORAN. Currently working as a Professor of Communications Engineering in department of Telecommunication at the University of Sidi Bel Abbes. His Research interests include Signal Processing

1 Introduction

Communication systems should ideally be designed to achieve demand of new researches in terms high data rates, low cost, low power and high speed links. That is why Ultra-wideband (UWB) has drawn tremendous attention as an ideal physical layer technology for both high and low rate wireless personal area networks (Win and Scholtz, 2000a). As its name indicates, the transmission of UWB system covers a huge bandwidth, normally several gigahertz. This characteristic yields prominent advantages such as good material penetration capabilities for precision positioning and location, rich multipath diversity and high robustness to multi-path fading, very high data rates along with a commensurate increase in user capacity to name but a few.

However, in order to reduce the interference between UWB systems and the existing wireless technologies, the US Federal Communications Commission (FCC) presents a UWB spectral mask to restrict the transmit power spectral density (PSD) of UWB pulses (i.e. transmit power of a maximum of -41.3 dBm/MHz) (Federal Communications Commission, 2002). In view of this strict limitation which places significant restrictions upon the attainable system performance and coverage, cooperative diversity techniques (Azarian et al., 2005; Yang and Belfiore, 2007) are introduced into the UWB system. This combination named as Cooperative UWB (C-UWB) can boost the performance of UWB systems and help in increasing the network coverage without necessitating increased transmission.

The basic idea behind cooperative communications is to transport data through relay nodes, which share their antennas to create a virtual Multiple inputs multiple outputs (MIMO) system, thereby helping the source node in transmitting information to the destination node, leading to several advantages such as diversity gain, capacity gain, good quality of Service (QoS) and transmission reliability (Hazra and Tyagi, 2014; Laneman et al., 2004).

Various cooperative relaying schemes for UWB systems have been proposed, Decode-and-forward (DF) and amplify-and-forward (AF) are the two most commonly used and investigated cooperative relaying schemes, they provide a good solution for augmenting the overall system performance (Abou-Rjeily et al., 2006 ; 2008; Deshmukh and Ingole, 2015a; 2015b; Hazra and Tyagi, 2014; 2016; 2017; Maichalernnukul et al., 2009; Pan et al., 2012; Zeinalpour-Yazdi et al., 2009; 2010). In AF, the relay amplifies the received signal and then forwards it to the destination; whereas in DF, the relay decodes the received signal and retransmits the amplified version signal only if no decoding errors occur at the relay. For that reason, DF systems do not amplify the noise and generally have better performance compared to AF. Maichalernnukul et al. (2000) investigated the performance of the UWB DF relay system, where the UWB systems employ cooperative diversity for performance enhancement via using the DF relay scheme with optimal power allocation, while the performance of wireless cooperative networks employing DF relaying with joint power allocation and path selection has been reported (Zeinalpour-Yazdi et al., 2009) and DF cooperative diversity for Modified SV channel Model (Deshmukh and Ingole, 2015a). The performance of the coherent and noncoherent detector was also proposed for decode and forward cooperative in UWB system (Abou-

Rjeily et al., 2006), for UWB systems using a DF scheme with multiple antennas (Maichalernnukul et al., 2009) and for cooperative impulse radio ultra wideband communication (Hazra and Tyagi, A., 2014; 2017).

Exploiting the rich diversity of the UWB channel and taking advantage of its high delay resolution, indeed, proves to be a very difficult task (Molisch et al., 2004; Saadane and Aboutajdine, 2011). The coherent Rake receiver can seemingly solve the problem by gathering sufficient signal energy scattered over dense multipath (Win et al., 2000b). However, the major consideration in the design of UWB Rake receiver is the number of paths to be combined, since the complexity increases with the number of its fingers (Malik et al., 2008), also, the RAKE receiver with low branches has been considered at the transmitter side (pre-RAKE structure) in multiuser UWB communication (Soni et al., 2011). Therefore, the operational window of the Rake may be long enough to cause ISI. These issues are more critical in a relaying scenario with large number of antennas relay nodes.

The solution is to introduce Channel shortening equalizer (CSE) as processing block before the Rake reception in both relay and destination. CSE is a finite impulse response filter used at the receiver front end, which forces the effective channel impulse response (CIR), i.e., combined channel and equalizer response to be confined and concentrated into the desired number of multipaths that are available in consecutive bins within a desired temporal window. Hence, CSE is essential to deal with the unnecessary signal (ISI) and to simultaneously enable the Rake receiver implementation with less number of fingers, but still capturing a large proportion of the channel energy (Zhang and Yang, 2006).

In this context, channel shortening equalizer designs were investigated to mitigate the inter-symbol interference (ISI) produced due to inadequate cyclic prefix (CP) in multicarrier modulation (MCM) systems (Chopra and Evans, 2012; Martin et al., 2005; Melsa et al., 1996; Miyajima and Ding, 2004; Yin and Yue, 1998). In Medvedev and Tarokh (2001), CSE has been proposed to simplify multiuser detection in a large set of users. Then, CSE was implemented for complexity reduction for ultra wideband systems, in which, the number of correlators needed for detection of a pulse can be reduced by shortening the multipath channel (Husain et al., 2005; 2007a; 2007b; 2009). CS-based technique has been recently proposed for cooperative networks, where a preprocessing block before the Rake reception compresses the energy and only U sensors are chosen out of L sensors to maximize the energy reception of the selected U sensors while minimizing the energy leakage of the remaining sensors and keeping the noise level at its minimum (Hussain et al., 2010; 2012).

Moreover, the limitation on the implementation of multiple antennas is the cost and complexity of the associated RF chains. Thus, antenna selection schemes are proposed to provide good diversity gain, as they select the best antenna branches for transmission. This approaches alleviate systems hardware complexity by using fewer RF chains than the actual number of antenna elements, which leads to reduced cost and complexity and without significant performance degradation compared to the full-diversity (Full transmission) (Agrawal and Kshetrimayum, 2016; Lingwei et al., 2015; Sanayei and Nosratinia, 2004).

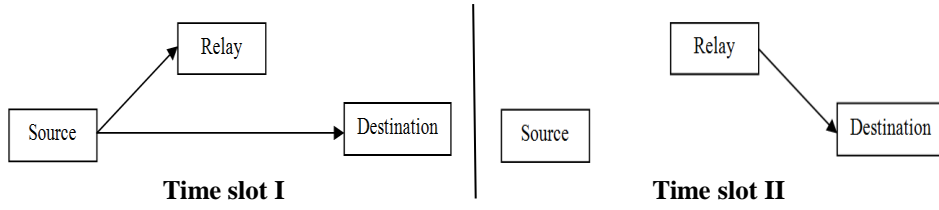
In this paper, we successfully develop a novel combining technique by introducing channel shortening equalizer (CSE) to cooperative ultra wideband network, which is able to both decrease the complexity of the receiver architecture since it reduces the number of the fingers in the Rake receiver by significantly reducing the number of effective channel taps, and mitigate inter-symbol interference (ISI) which distorts the transmitted signal and causes bit errors at the receiver. Also, an antenna selection criterion is used to exploit the diversity and to alleviate system hardware complexity.

The rest of this paper is organized as follows: Section 2 describes the cooperative system model in which UWB signal, channel model and the antenna selection criterion are elaborated. In Section 3, the combined channel shortening technique is detailed with related maximum shortening signal to noise ratio (MSSNR) algorithm. The receiver structure is described in Section 4. Finally, we evaluate and discuss the results in Section 5 and conclude the paper in Section 6.

2 Cooperative system model

In this work, we consider the classical half-duplex cooperative relay-based system model, including a source (S), a relay (R) and a destination (D) as shown in figure 1. Data is transmitted from the source terminal S to the destination terminal D with the assistance of the relay terminal R_i which is equipped with multiple antennas $N(N \geq 1)$ and $i \in \{1, \dots, N\}$ using Decode-and-forward (DF) protocol in order to improve the detection reliability at the destination.

Figure 1 The relaying scenario



The channel shortening equalizer (CSE) is introduced as processing block before the Rake reception in both relay and destination. However, we assume that the destination has the channel state information (CSI) available for $S \rightarrow R$ and $R \rightarrow D$ links. In this scenario, two time slots with equal signaling intervals are used to accomplish the transmission and communication process of the combined relaying cooperative networks and can be described as follows

- 1 In the first time slot, S broadcasts the signal to R_i antennas relay and D simultaneously, but only the best antenna which corresponds to the best S-R channel with the highest SNR is selected at the relay, where, $S \rightarrow D$ direct link and the best $S \rightarrow R$ link will pass through the combined CSE at each receiver side D and R , respectively. Then, the CSE will shorten the channels before transmitting signals to the Rake receivers.
- 2 In the second time slot, the source is silent and only the best antenna is activated at relay node and communicates with the destination, where,
 - At relay: the relay will perform in the DF mode by decoding the shortened received signal, re-encoding and retransmitting an estimate of the source signal to the destination.
 - At destination: the received signal through the selected antenna relay to destination $R \rightarrow D$ link will be processed through the combined CSE which shortens the channel, then, the received signals in both first and second time slots will be combined using Maximal-Ratio Combining (MRC) technique and coherent detection is performed.

The channel between the nodes is assumed mutually independent and identically distributed based on the Saleh-Valenzuela (S-V) model with slight modifications

(Molisch et al., 2004). In the following, we will describe this UWB channel model and the UWB signal model for our scenario.

2.1 UWB signal model

Throughout this paper, we consider a typical Hopping Pulse Position Modulation TH-PPM UWB transmitted signal and the second derivative of the Gaussian pulse, known as Gaussian doublet is assumed as the transmitted pulse which is the most commonly used pulse shape in available UWB hardware.

At the source node, the transmitted signal can be expressed mathematically as

$$x_n(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{f=0}^{N_f-1} \sqrt{E_n} p(t - jT_s - fT_f - g_{j,f}^n T_c - \varepsilon b_j^n) \quad (1)$$

Here, the index $n \in \{S, R\}$ determines the transmitted signals from the source (in the first time slot) and the selected (best) antenna relay (in the second time slot), respectively. E_n is the energy of the transmitted pulse and $p(t)$ is the transmitted UWB pulse. The signaling interval T_s is composed of N_f frames of duration T_f . Each frame consists of N_h chips, i.e., $T_f = N_h T_c$ where T_c is the TH chip width, and $g_{j,f}^n \in \{0, \dots, N_h - 1\}$ is the time hopping (TH) pseudo-random sequence of the transmitter which provides additional time shift of $g_{j,f}^n T_c$ second to each transmitted pulse. ε is the time shift associated with binary PPM and $b_j^n \in \{0, 1\}$ is the j_{th} binary data bit.

2.2 UWB channel model

We use the channel model specified by the IEEE 802.15.4a group for UWB multipath environments to develop the system architecture and evaluate its performance. The impulse response of this model takes, in general, the following mathematical form (Molisch et al., 2004; Saadane and Aboutajdine, 2011)

$$\begin{aligned} h(t) &= \tilde{\beta} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_{m,l} e^{j\phi_{m,l}} \delta(t - T_l - \tau_{m,l}) \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M-1} h_{m,l} \delta(t - T_l - \tau_{m,l}) \end{aligned} \quad (2)$$

where $\alpha_{m,l}$ are the multipath gain coefficients, T_l is the delay of the l_{th} cluster, $\tau_{m,l}$ is the delay of the m_{th} multipath component relative to the cluster arrival time T_l , L is the number of clusters, M is the number of multipaths within a cluster. Also the factor $\tilde{\beta}$ jointly models the pathloss and shadowing and the phase $\phi_{m,l}$ is considered as a uniformly distributed random variable from the range $[0, 2\pi]$. The detail of joint probabilistic model of these parameters is tabularized in Molisch (2004). Then, we have inserted the parameter $h_{m,l}$ instead of $\tilde{\beta} \alpha_{m,l} e^{j\phi_{m,l}}$ in (2) and its simplified form can be expressed as

A combining technique based on channel shortening equalization for ultra wideband cooperative Systems

$$h(t) = \sum_{k=0}^{K-1} h_k \delta(t - \tau_k) \quad (3)$$

Where h_k and τ_k are the complex multipath gain coefficients and their ray arrival times τ_k of the k_{th} multipath which are assumed to have absorbed all the statistical properties of $h_{m,l}$, T_l and $\tau_{m,l}$.

Therefore, the antenna selection is performed, where the only the best antenna which corresponds to the best S-R channel with the highest signal to noise ratio (SNR) is selected. Hence, the decision criteria of the selected antenna at the relay is given as

$$\mathcal{C}_{(i)} = \max_{1 \leq i < N} \left\{ \mathcal{C}_i = \sum_{k=0}^K |h_k^{(2,i)}|^2 \right\} \quad (4)$$

where $\mathcal{C}_{(i)} = \max_{1 \leq i < N} \{\mathcal{C}_i\}$ and $h_k^{(2,i)}$ are the channels impulse responses of SR_i links.

3 The Channel shortening equalizer technique

In this section, we discuss the combined CSE technique with related maximum shortening signal to noise ratio (MSSNR) algorithm.

Let \mathbf{h} represents the channel vector containing K taps as follows

$$\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{K-1}]^T \quad (5)$$

A CSE is present at the receiver front end before the Rake reception at the relay and destination. The equalizer's coefficients vector is

$$\mathbf{w} = [w_0, w_1, \dots, w_{Q-1}]^T \quad (6)$$

Where Q is the length of CSE and $Q \ll K$.

Defining appropriate notations, the combined channel-CSE (shortened channel) response in this case is given by the convolution of the original channel \mathbf{h} and the CSE \mathbf{w} as follow

$$\mathbf{c} = \mathbf{h} * \mathbf{w} \quad (7)$$

Where $*$ is the convolution operator, \mathbf{c} is defined as an effective channel vector of length $K' = K + Q - 1$ and described with the following

$$\mathbf{c} = [c_0, c_1, \dots, c_{K'-1}]^T \quad (8)$$

Using vector notation (7) can be rewritten as

$$\mathbf{c} = \mathbf{H}\mathbf{w} \quad (9)$$

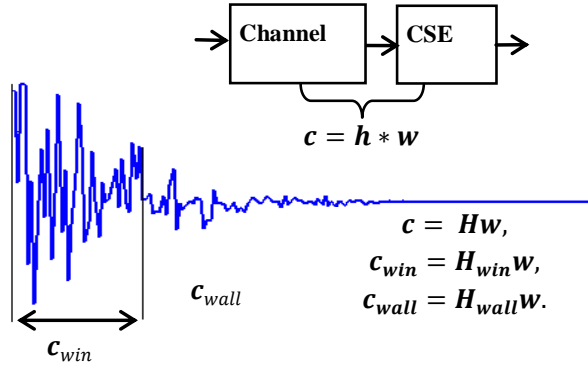
Where the convolution operation becomes multiplication and \mathbf{H} is the channel convolution matrix.

3.1 The related Maximum SSNR method for CSE design

In the literature on CSE design under CIR knowledge, the most famous channel shortening technique is based on a maximum shortening signal-to-noise ratio (MSSNR) criterion (Chopra and Evans, 2012; Melsa et al., 1996).

SSNR is defined as the ratio of energy inside the shortening window of length v (called the win) to the energy outside the shortening window of the shortened channel impulse response (called the wall) as illustrated in figure 2.

Figure 2 The window and wall parts of effective channel



We start by partitioning the effective channel Response vector \mathbf{c} into the $(v \times 1)$ vector \mathbf{c}_{win} (containing the samples of \mathbf{c} from within the window) and the $(K - v) \times 1$ vector \mathbf{c}_{wall} (containing the samples of \mathbf{c} from outside the window) as follows

$$\mathbf{c}_{win} = [\mathbf{c}_{\Delta}, \mathbf{c}_{\Delta+1}, \dots, \mathbf{c}_{\Delta+v-1}]^T = \mathbf{H}_{win} \mathbf{w} \quad (10)$$

$$\mathbf{c}_{wall} = [\mathbf{c}_0, \dots, \mathbf{c}_{\Delta-1}, \mathbf{c}_{\Delta+v}, \dots, \mathbf{c}_{K+Q-1}]^T = \mathbf{H}_{wall} \mathbf{w} \quad (11)$$

Where \mathbf{H}_{win} and \mathbf{H}_{wall} are extracted from the channel convolution matrix \mathbf{H} and Δ is the system delay of the overall response from both the channel and CSE.

Moreover, the MSSNR technique attempts to maximize the energy inside a length v window of the effective channel (called the 'win'), while constraining the energy outside the desired window of \mathbf{c} to one.

The expressions for the energy outside and inside the window can be written as

$$\mathbf{c}_{wall}^T \mathbf{c}_{wall} = \mathbf{w}^T \mathbf{H}_{wall}^T \mathbf{H}_{wall} \mathbf{w} = \mathbf{w}^T \mathbf{A} \mathbf{w} \quad (12)$$

$$\mathbf{c}_{win}^T \mathbf{c}_{win} = \mathbf{w}^T \mathbf{H}_{win}^T \mathbf{H}_{win} \mathbf{w} = \mathbf{w}^T \mathbf{B} \mathbf{w} \quad (13)$$

Where $\mathbf{A} = \mathbf{H}_{wall}^T \mathbf{H}_{wall}$ and $\mathbf{B} = \mathbf{H}_{win}^T \mathbf{H}_{win}$

The shortening SNR (SSNR) is then defined as the ratio of the energy in the window to the energy in the wall

$$SSNR = \frac{\mathbf{w}^T \mathbf{B} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^T \mathbf{A} \mathbf{w}} \quad (14)$$

A combining technique based on channel shortening equalization for ultra wideband cooperative Systems

The optimal solution for \mathbf{w} according to the MSSNR criteria is the one which maximizes the SSNR (in dB), leading to the following equations

$$\max_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^T \mathbf{B} \mathbf{w} \text{ and } \mathbf{w}^T \mathbf{A} \mathbf{w} = 1 \quad (15)$$

Then, the solution of the above equation can be written as

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = (\sqrt{\mathbf{B}})^{-1} \hat{\mathbf{v}} \quad (16)$$

Where $\sqrt{\mathbf{B}}$ is the factor of Cholesky decomposition of \mathbf{B} and $\hat{\mathbf{v}}$ is the generalized *eigenvector* corresponding to the largest generalized *eigenvalue* of the matrix $(\sqrt{\mathbf{B}})^{-1} \mathbf{A} (\sqrt{\mathbf{B}}^T)^{-1}$.

4 Receiver structure

On the receiver side, the signal at the CSEs output and at Rake receptions are derived

4.1 Received signal

After channel shortening, the signal at the CSE output at the relay and destination is the convolution of the transmitted signal and the effective channel impulse response. The general form can be given as

$$\begin{aligned} y_{RX}(t) &= x_n(t) * (h^{(\eta)}(t) * w(t)) \\ &= x_n(t) * c^{(\eta)}(t) \end{aligned} \quad (17)$$

Where, $x_n(t)$ determines $x_S(t)$ and $x_R(t)$ which are the transmitted signal by the source in the first time slot and the selected antenna relay in the second time slot, respectively. $x_R(t)$ is the estimation of $x_S(t)$ at the selected antenna relay node, which have been encoded by the new pseudo random sequence. the index RX determines direct link SD , source to selected antenna relay link SR and selected antenna relay to destination link RD , with $h^{(\eta)}(t)$ are their channels $h^{(1)}(t)$, $h^{(2)}(t)$ and $h^{(3)}(t)$, respectively, and $c^{(\eta)}(t)$ are their effective channels $c^{(1)}(t)$, $c^{(2)}(t)$ and $c^{(3)}(t)$, respectively, while $w(t)$ is the combined CSE equalizer at relay and destination.

Then, equation (17) can be written as

$$\begin{aligned} y_{RX}(t) &= \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{f=0}^{N_f-1} \sum_{k'=0}^{K'_\eta-1} c_{k'}^{(\eta)} \sqrt{E_n} p(t - jT_s - fT_f - g_{j,f}^n T_c - \varepsilon b_j^n - \tau_{k'}^\eta) \\ &= \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{f=0}^{N_f-1} \sum_{k'=0}^{K'_\eta-1} c_{k'}^{(\eta)} \tilde{p}_n(t - jT_s - fT_f - g_{j,f}^n T_c - \varepsilon b_j^n - \tau_{k'}^\eta) \end{aligned} \quad (18)$$

Here, $\tilde{p}_n(t)$ is the associated distorted version of $p(t)$, where $\sqrt{E_n}$ have been absorbed in \tilde{p}_n for convenience.

However, the above equations lead to the following equations

$$y_{SD}(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{f=0}^{N_f-1} \sum_{k'=0}^{K'_1-1} c_{k'}^{(1)} \tilde{p}_S(t - jT_s - fT_f - g_{j,f}^S T_c - \varepsilon b_j^S - \tau_{k'}^{(1)}) \quad (19)$$

$$y_{SR}(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{f=0}^{N_f-1} \sum_{k'=0}^{K'_2-1} c_{k'}^{(2)} \tilde{p}_S(t - jT_s - fT_f - g_{j,f}^S T_c - \varepsilon b_j^S - \tau_{k'}^{(2)}) \quad (20)$$

$$y_{RD}(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{f=0}^{N_f-1} \sum_{k'=0}^{K'_3-1} c_{k'}^{(3)} \tilde{p}_R(t - jT_s - fT_f - g_{j,f}^R T_c - \varepsilon b_j^R - \tau_{k'}^{(3)}) \quad (21)$$

where $c_{k'}^{(\eta)} = \sum_{q=0}^{Q-1} w_q h_{k'-q}^{(\eta)}$ and $c_{k'}^{(1)}$, $c_{k'}^{(2)}$ and $c_{k'}^{(3)}$ are the shortened impulse responses (SIR) of $h_k^{(1)}$, $h_k^{(2)}$ and $h_k^{(3)}$ channels impulse responses (CIR), respectively. \tilde{p}_S and \tilde{p}_R are the associated distorted version of the $p(t)$ transmitted from the source and the selected antenna relay node, respectively. The additive white Gaussian noise (AWGN) with zero mean and variance σ^2 will also be processed through the CSEs and can be considered as filtered noise.

4.2 RAKE receiver

We consider that the receivers have a prior knowledge of the channels state information (CSI). Thereby, the Rake receivers are implemented to exploit the multipath diversity and MRC technique is employed (Rake-MRC) at the relay and destination to perform auto-correlation on the received signal.

Thus, the signals available for Rake receptions can be expressed as

$$r_{SD}(t) = y_{SD}(t) + n_{D_1}(t) \quad (22)$$

$$r_{SR}(t) = y_{SR}(t) + n_R(t) \quad (23)$$

$$r_{RD}(t) = y_{RD}(t) + n_{D_2}(t) \quad (24)$$

Where $n_R(t)$ is the total noise available at the combined CSE output at the selected antenna relay and $n_{D_1}(t)$ and $n_{D_2}(t)$ are the terms of total noise available at the combined CSE output at destination in first and second time slots, respectively.

Then, we use v fingers P-Rake receiver that captures the first v multipaths of the targeted shortening UWB link. The template waveforms used in the correlators at the destination and the relay in the first time slot and at the destination in the second time slot are defined respectively as follows

$$\varphi_{SD}^{k'}(t) = c_{k'}^{(1)} \sum_{f=0}^{N_f-1} \vartheta(t - fT_f - g_f^S T_c - \tau_{k'}^{(1)}) \quad (25)$$

$$\varphi_{SR}^{k'}(t) = c_{k'}^{(2)} \sum_{f=0}^{N_f-1} \vartheta(t - fT_f - g_f^S T_c - \tau_{k'}^{(2)}) \quad (26)$$

A combining technique based on channel shortening equalization for ultra wideband cooperative Systems

$$\varphi_{RD}^{k'}(t) = c_{k'}^{(3)} \sum_{f=0}^{N_f-1} \vartheta(t - fT_f - g_f^R T_c - \tau_{k'}^{(3)}) \quad (27)$$

Where $\vartheta(t) = p(t) - p(t - \varepsilon)$

The decision rules of the destination Rake correlators output in time slots I and II, \hat{Z}_{SD} and \hat{Z}_{RD} , respectively, are given by

$$\begin{aligned} \hat{Z}_{SD} &= \int_0^{T_s} r_{SD}(t) \sum_{k'=0}^v \varphi_{SD}^{k'}(t) dt \\ &= \int_0^{T_s} r_{SD}(t) \sum_{k'=0}^v c_{k'}^{(1)} \sum_{f=0}^{N_f-1} \vartheta(t - fT_f - g_f^S T_c - \tau_{k'}^{(1)}) dt \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} \hat{Z}_{RD} &= \int_0^{T_s} r_{RD}(t) \sum_{k'=0}^v \varphi_{RD}^{k'}(t) dt \\ &= \int_0^{T_s} r_{RD}(t) \sum_{k'=0}^v c_{k'}^{(3)} \sum_{f=0}^{N_f-1} \vartheta(t - fT_f - g_f^R T_c - \tau_{k'}^{(3)}) dt \end{aligned} \quad (29)$$

Finally, these two decision variables are combined with a factor λ which has been referred to as the λ -MRC detector's type (Sendonaris et al., 2003) and makes the final decision variable \hat{Z} as

$$\hat{Z} = \hat{Z}_{SD} + \lambda \hat{Z}_{RD} \quad (30)$$

Where the Factor λ can control the near-far effect which consists of the pathloss difference and depends on the transmitted power and propagation distances. Then, the receiver makes the hard decision on 0 if $Z \triangleq \Re\{\hat{Z}\} > 0$, 1 if $Z < 0$.

5 Simulation results

In this section, the simulation results indicate the performance of the proposed combining structure of the channel shortening technique and cooperative diversity in the context of TH-PPM UWB transmission system using a relay with multiple antennas and the antenna selection is performed, where only the best antenna is selected. The relaying protocol is DF and the channels between nodes adopt the UWB multipath model by IEEE 802.15.4a Task Group (Molisch et al., 2004). The bit error rate performances using Monte-Carlo simulation is carried out mainly in CM1 and CM4 models, where, in channel model CM1, there is a line-of-sight (LOS) signal, whereas channel model CM4 has a long distance (of 4-10m) in no line of sight (NLOS) and high dispersive which may occur most IFI (Inter-frame interference) and ISI (inter-symbol interference) than the other models (CM1, CM2, and CM3). The transmitted waveform is chosen as the second derivative of a Gaussian pulse with an approximated duration of 0.7 ns is employed and ε is set to 0.15 ns. The frame duration is set to 10 ns and each frame consists of 100 bits. The chip duration equals to the sum of pulse duration and the time shift of the PPM modulation, $T_c = 0.85$ ns. Furthermore, it is assumed that the transmitted power by the source and the

relay node are at most equal to the maximum allowed power for the UWB systems which is stipulated by FCC (-41.3dBm/MHz) (Federal Communications Commission, 2002).

In our plots, we have considered the pathloss $PL(d) = PL_{ref} + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_{ref}} \right)$ as a function of distance and ignored its frequency dependency, where PL_{ref} is the pathloss at the reference distance d_{ref} and n is the pathloss exponent, which also depends on the environment and whether or not LOS exists.

Without loss of generality, we assume that the distance between the source and the destination d_{SD} is set to 3m, and the relay node is exactly at the middle point between the source and destination nodes. The CSE length is set to $Q = 50$ for CM 1, and $Q = 75$ for CM4. The length of the shortened channel window and CSE is chosen in such a way that the performance of CSE is consistent. Thereby, we look for a simple, low complexity receiver with acceptable performance, so Partial Rake with MRC (P-Rake-MRC) at the relay and destination is employed with a combination factor $\lambda = PL_R/PL_S$, under the assumption that CSI is available to the receiver for all proposed schemes.

The complexity of MSSNR CSE, of order $\mathcal{O}(\frac{1}{3}Q^3)$, is less than the other designs except for the Partial Rake (P-Rake), since the P-Rake does not need a search algorithm for the arriving multipaths, as it always captures the first v available multipaths, but provides suboptimum performance. On the other hand, the Selective Rake (S-Rake) searches through the channel of K multipaths and selects the strongest one. Its operational window may be long enough to cause ISI, such it is 2 to 6 times larger than the operating window of our combined CSE. The All Rake (A-Rake) captures all the multipaths and gathers the total available signal energy. Hence, the overall complexity of the S-Rake and A-Rake is of the order $\mathcal{O}(3KN_u)$ for each structure, while the complexity of P-Rake is of the order of $\mathcal{O}(3vN_u)$. It is evident that the complexity of the S-Rake increases in dense multipath channels (large K) and with increasing number of users (large N_u) (Husain, S. I. et al, 2009).

The presence of the CSE before the P-Rake insures that the Rake can be implemented with a smaller number of fingers which can capture the few taps of the effective impulse response (the concentrated energy). This not only simplifies the receiver front end but also the rest of the signal processing. Therefore, channel shortening in UWB receivers for cooperative systems can help in designing a simple and cost effective structure.

Furthermore, for comparison purposes, the full diversity case has been considered in our results, where we assume that the relay node is equipped with multiple antennas (we suppose four antennas) and the receiver coherently combines the received signals from the four antennas.

First of all, figure 3 and figure 4 depict the BER performance of our proposed system at the relay node equipped with four antennas and only the best one (best S-R link) is selected (AS), under CM1 and CM4 channel models, respectively, where, the CSE is introduced as processing block before the Rake receiver. We compare this combination, to the relay equipped with one antenna (single S-R link) and to the direct link (S-D link). Then, these curves are compared with the same cases but without the introduction of CSE.

A combining technique based on channel shortening equalization for ultra wideband cooperative Systems

Figure 3 BER performance of TH-PPM-UWB system at the relay node using channel shortening combination and antenna selection under CM1 channel model

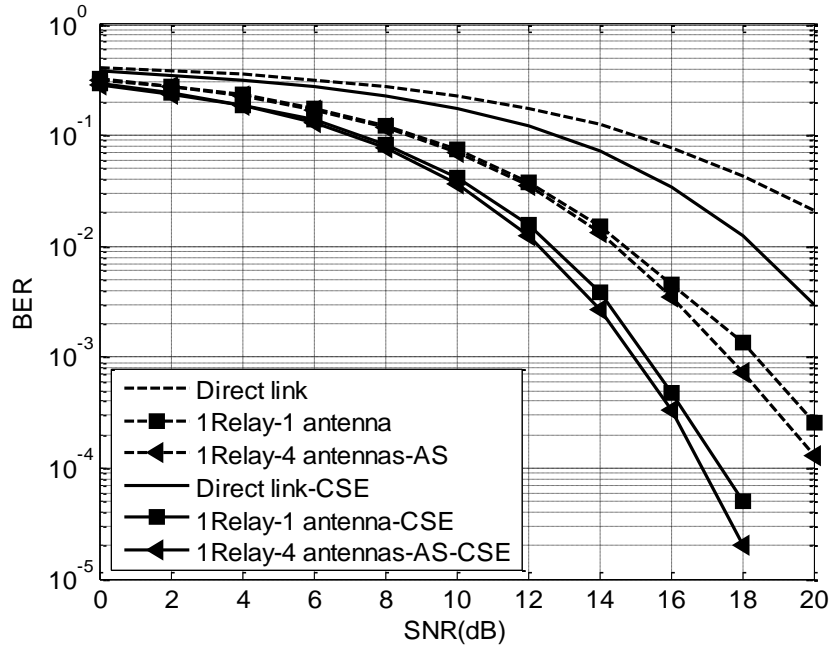
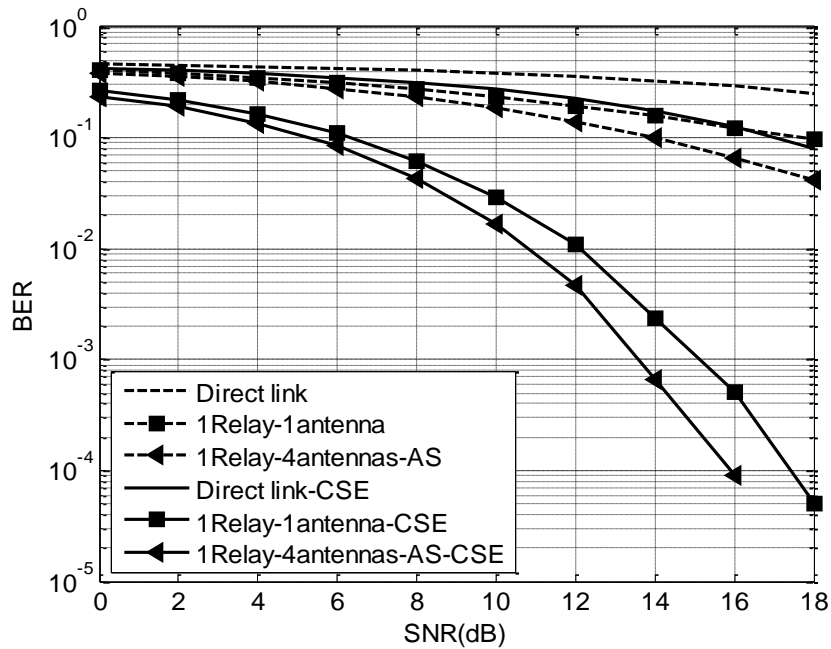


Figure 4 BER performance of TH-PPM-UWB system at the relay node using channel shortening combination and antenna selection under CM4 channel model



At the relay node, the introduction of the CSE as processing block before the Rake receiver is the solution to enhance the S-R link reliability and mitigate the ISI interferences and error propagation by significantly reducing the number of channel taps before forwarding signal. This makes S-R links more reliable than S-D. Simulation results depicted in figure 3 show the influence of the channel shortening equalizer (CSE) on relay, where the curves of the relay equipped with one antenna, and with four antennas using antenna selection criterion, combined with CSE (1 Relay-1 antenna-CSE and 1 Relay-4antenna-AS-CSE) can save over 3 dB compared with those without CSE, respectively, for a BER of 10^{-3} . However, the benefit of single antenna relay node is minimum, this is not unexpected, so, we proposed to use antenna selection at the relay to reach the benefit of cooperation and to improve the reliability of the source-relay link.

In figure 5 and figure 6, the BER performance comparison of the TH-PPM-UWB system with cooperative diversity combination (with relaying) and without cooperative (direct transmission without relaying over the S-D link) must be given for both channel models (CM1 and CM4). Also, considering the case of the augmentation of the number of antennas, the relay is supposed equipped with one antenna and two antennas. Thereby, in each figure, these curves are compared to our proposed combining system with relay equipped with one antenna, two antennas and the direct transmission (without cooperation).

Figure 5 BER performance of TH-PPM UWB non-cooperative and cooperative (with 1 and 2 antennas relay) system using channel shortening combining under CM1 channel model

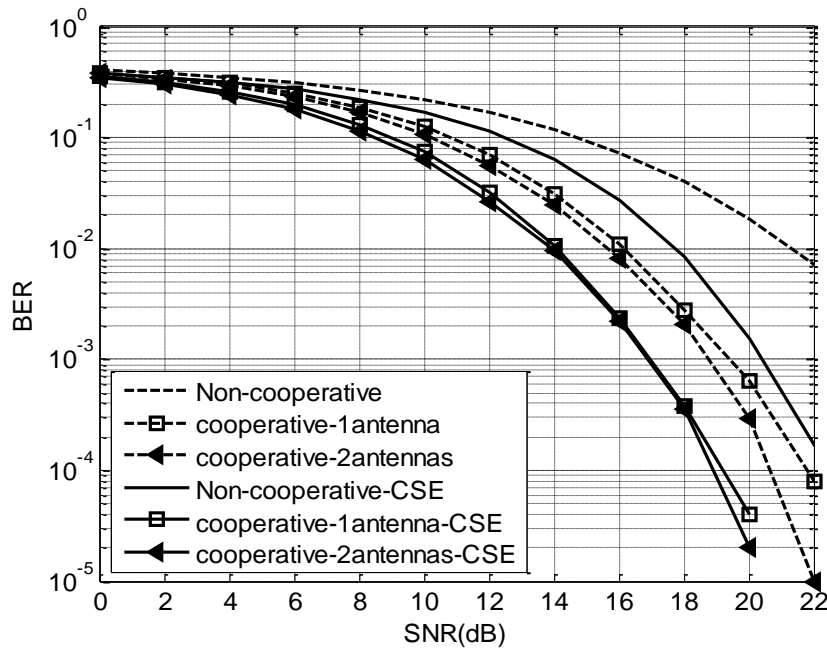
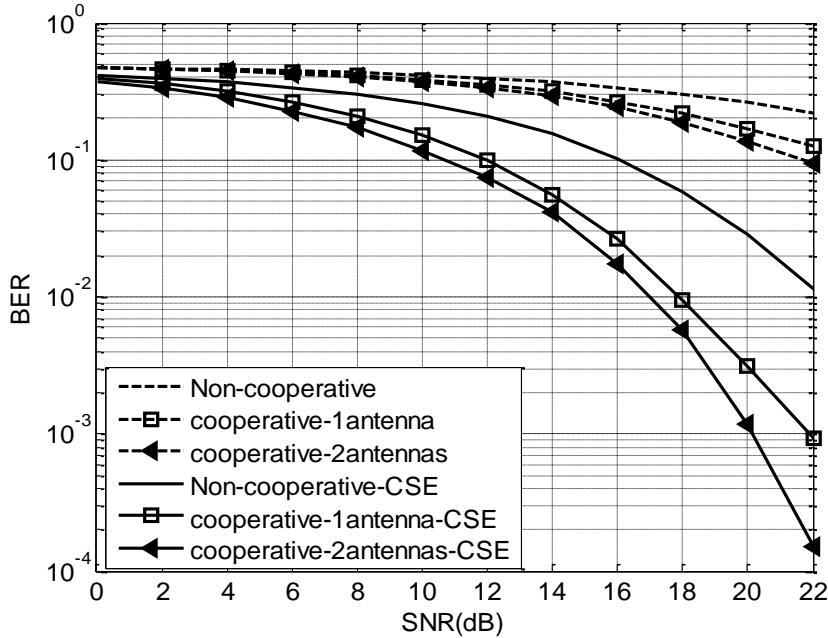


Figure 6 BER performance of TH-PPM UWB non-cooperative and cooperative (with 1 and 2 antennas relay) system using channel shortening combining under CM4 channel model.



As expected, the benefit of cooperation can take place and the diversity gain increases proportionally with the number of cooperative antennas relay. Figure 5 show that the curve of the system with cooperative diversity combination (cooperative-1antenna) save more than 5 dB compared with that of the system without cooperative diversity combination (non-cooperative) for a BER of 0.02. However, the best results are obtained with our proposed combining structure and with using the combined CSE even in direct transmission. It is shown that there is a major improvement of gain in SNR obtained by the proposed system using one antenna relay with combined CSE (cooperative-1antenna-CSE) with a gain margin of more than 2 dB, compared with the same system without CSE combination, for a BER of 10^{-4} . Whereas, the results of figure 6 suggest that, under CM4 channel in No line of sight and high dispersive which may occur most ISI, the overall system performance degrades significantly, but the benefit of our proposed combined structure stills effective and the gain of diversity increases proportionally with the number of antennas relay nodes.

Figure 7 and figure 8 show the BER performance comparison of our proposed combining system for the CM1 and CM4 channels, respectively, considering cases where the relay is equipped with four antennas an only the best antenna is selected (AS), and when it is equipped with four antennas (Full diversity (FD)) with traditional cooperative TH-UWB system without CSE combination considering the same two mentioned cases.

Figure 7 BER performance of cooperative TH-PPM-UWB system (with AS and FD transmissions) using channel shortening combining under CM1 channel model

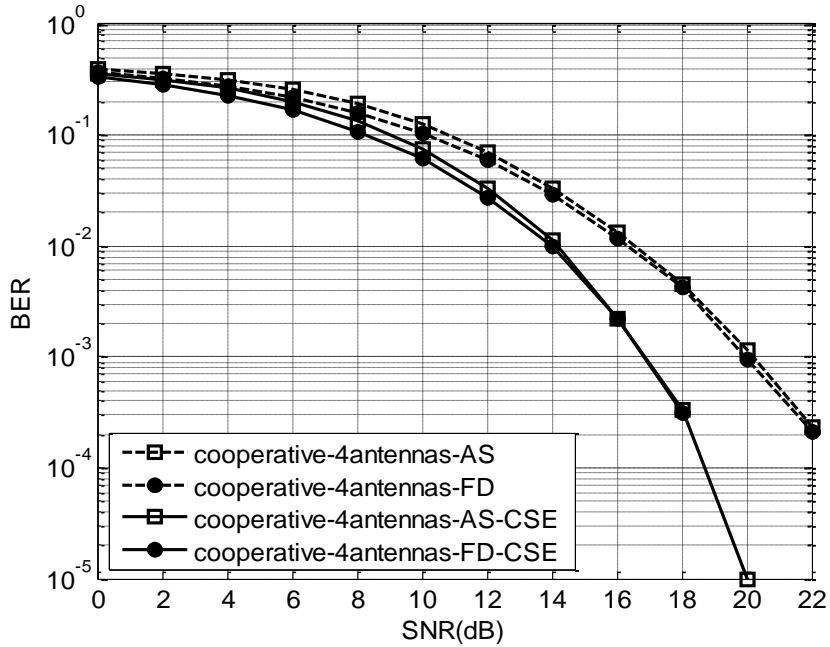
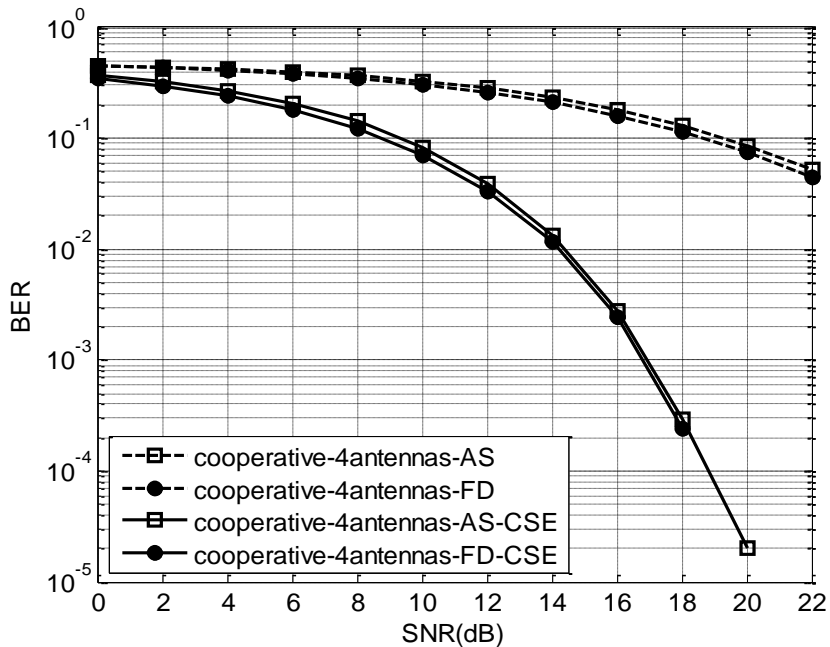


Figure 8 BER performance of cooperative TH-PPM-UWB system (with AS and FD transmissions) using channel shortening combining under CM4 channel model



From these results, a significant performance improvement is obtained by our proposed system compared with the cooperative TH-UWB system without CSE

A combining technique based on channel shortening equalization for ultra wideband cooperative Systems

combination even in the two cases. Figure 7 validates the fact that the proposed structure improves the BER performance of the system, where the system with CSE using a relay equipped with four antennas and antenna selection criterion (cooperative-4antennas-AS-CSE) gives a BER of 10^{-5} in comparison with the BER of the same system but without CSE (cooperative-4antennas-AS) which is 10^{-3} , when the SNR is 20 dB. On the other hand, antenna selection is used to exploit the diversity gain available in the channel with less complexity. As shown in figure 7 and figure 8, this strategy achieves full diversity gain. We note that, while antenna selection maintains the full diversity order, there exists a SNR loss relative to the full diversity case, but it stills very effective. Also, it is shown that, the LOS channels lead to better performance than NLOS channels. This is due to the fact that in LOS channels, a fewer number of paths hold more energy than that in NLOS ones.

6 Conclusion

In this paper, we proposed a new combining technique based on the channel shortening equalization method for cooperative communication in the TH-UWB network. Our method demonstrates the efficiency of the proposed method not only to remove ISI but also to both reducing the receiver complexity and making a more robust system. Also, an antenna selection criterion is used to exploit the diversity with reduced-complexity and without significant performance degradation compared to the full diversity system. However, simulation results show that the proposed scheme maintains comparatively higher output SNR (more than 2 dB) and low BER (10^{-5}) in all simulated cases: antenna selection case, multiple antennas relay case (full diversity) and even in single antenna relay case. We have also shown that the BER can be improved substantially using a relay node with the augmentation of the number of antennas and that the benefit of antenna selection strategy is achieved.

References

- Abou-Rjeily, C., Daniele, N. and Belfiore, J.-C. (2006) 'On the decode-and forward cooperative diversity with coherent and non-coherent UWB systems', *IEEE International Conference on Ultra-Wideband (IEEE ICUWB)*, Waltham, Massachusetts, pp. 435–440.
- Abou-Rjeily, C., Daniele, N. and Belfiore, J.-C. (2008) 'On the amplify-and forward cooperative diversity with time-hopping ultra-wideband communications', *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 56, No. 4, pp. 630–641.
- Agrawal, A. and Kshetrimayum, R. S. (2016) 'Transmit Antenna Selection in the Cooperative Communication Based UWB System', *Wireless Personal Communications, Springer*, pp.1-15.
- Azarian, K., El Gamal, H. and P. Schinter. (2005) 'On the achievable diversity multiplexing tradeoffs in half-duplex cooperative channels', *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 51, No. 12, pp. 4152–4172.
- Chopra, A. and Evans, B.L. (2012) 'Design of Sparse Filters for Channel Shortening', *Journal of Signal Processing Systems*, Vol. 66, No. 3, pp. 259-272.
- Deshmukh, C. N. and Ingole, V. T. (2015a) 'Decode and Forward Cooperative Diversity for Modified SV Model Based UWB Communication System', *International Journal of Scientific & Engineering Research*, Vol. 6, No. 1, pp. 1212-1218.
- Deshmukh, C. N. and Ingole, V. T. (2015b) 'Amplify and Forward Cooperative Diversity for Modified SV Model Based UWB Communication System', *International Journal of Scientific Research Engineering & Technology (IJSRET)*, Vol. 4, No. 1, pp. 16-23.

- Federal Communications Commission FCC 02-48. (2002) 'First Report and Order: Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems', *Federal Communications Commission*, ET Docket , pp. 98-153.
- Hazra, R. and Tyagi, A. (2014) 'Cooperative Impulse Radio Ultra-Wideband Communication Using Coherent and Non-Coherent Detectors: A Review', *Wireless Personal Communications, Springer US*, Vol. 77, No. 1, pp. 719-748.
- Hazra, R. and Tyagi, A. (2016) 'Bit error rate performance of IR-UWB ED-PPM system using cooperative dual-hop AF strategy', *IET Communications*, Vol. 10, No. 1, pp. 34-43.
- Hazra, R. and Tyagi, A. (2017) 'Performance Analysis of Impulse-Radio Ultra-Wideband Energy Detector system using cooperative dual-hop Amplify and Forward strategy', *International Journal of Communication Systems*, Vol. 30, No. 4, pp. 1-18.
- Husain, S. I. and Choi, J. (2005) 'Single correlator based UWB receiver implementation through channel shortening equalizer', *11th Asia-Pacific Conference on Communications (APCC '05)*, Perth, Washington, USA, pp. 610-614.
- Husain, S. I., Yuan, J. and Zhang, J. (2007a) 'Modified channel shortening receiver based on MSSNR algorithm for UWB channels', *Electronics Letters*, Vol. 43, No. 9, pp. 535-537.
- Husain, S. I., Yuan, J. and Zhang, J. (2007b) 'rake performance after channel shortening by decay factor optimization in UWB channels', *66th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'07)*, Baltimore, Maryland, USA, pp. 1204-1207.
- Husain, S. I., Yuan, J., Zhang, J. and Martin, R. K. (2009) 'Time Domain Equalizer Design Using Bit Error Rate Minimization for UWB Systems', *Eurasip Journal on Wireless Communications and Networking*, pp. 1-12.
- Husain, S. I., Alouini, M.-S. and Hasna, M. O. (2010) 'A signal combining technique based on channel shortening for cooperative sensor networks', *IEEE International Symposium on A World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks (WoWMoM)*, Montreal, Canada, pp. 1-6.
- Husain, S. I., Alouini, M.-S. and Hasna, M. O. (2012) 'A diversity and combining technique based on channel shortening for cooperative networks', *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 11, No. 2, pp. 659-667.
- Laneman, J., Tse, D. and Wornell, G. (2004) 'Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior', *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 50, No. 11, pp. 3062-3080.
- Lingwei, X., Zhang, H and T. Aaron Gulliver. (2015) 'Performance Analysis of the Threshold Digital Relaying M2M System', *Wireless Personal Communications, Springer*, Vol.8, No. 3, pp. 357-366.
- Maichalernnukul, K., Kaiser, T. and Zheng, F. (2000) 'Performance investigation of a UWB relay system using multiple relays with multiple antennas in IEEE 802.15.3a channel', *IEEE 69th Vehicular Technology Conference (VTC- Spring)*, Barcelona, Spain, pp. 1-6.
- Maichalernnukul, K., Kaiser, T. and Zheng, F. (2009) 'On the performance of coherent and noncoherent UWB detection systems using a relay with multiple antennas', *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 8, No. 7, pp. 3407-3414.
- Malik, W., Stevens, C. and Edwards, D. (2008) 'Multipath effects in ultrawideband rake reception', *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 56, No. 2, pp. 507-514.
- Martin, R.K., Vanbleu, K., Ding, M. ET AL (2005) 'Unification and evaluation of equalization structures and design algorithms for discrete multitone modulation systems', *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 53, No. 10, pp. 3880-3894.
- Medvedev, I. and Tarokh, V. (2001) 'A channel-shortening multiuser detector for DS-CDMA systems', *53rd IEEE Vehicular Technology Conference (VTC '01)*, Rhodes, Greece, pp. 1834-1838.
- Melsa, P. J. W., Younce, R. C. and Rohrs, C. E. (1996) 'Impulse response shortening for DMT transceivers', *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 44, No. 12, pp. 1662-1672.

*A combining technique based on channel shortening equalization for
ultra wideband cooperative Systems*

- Miyajima, T. and Ding, Z. (2004) 'Second-order statistical approaches to channel shortening in multicarrier systems', *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 52, No. 11, pp. 3253–3264.
- Molisch, A. F., Chong, C. C., Kannan, C. C., Emami, S., Fort, A., Karedal, I. and Schuster, U. G. (2004) '802.15.4a channel model subgroup final report', *IEEE 802.15-04-0535-00-004a*, Berlin, Germany.
- Pan, G., Ekici, E., Chen, Y. and Feng, Q. (2012) 'Performance Analysis of Cooperative Time Hopping UWB Systems with Multi-User Interference', *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 11, No. 6, pp. 1969 – 1975.
- Saadane, R. and Aboutajdine, D. (2011) 'Ultra wide bandwidth indoor channel model based on measurements and physical approach', *International Journal of Ultra Wideband Communications and Systems*, Vol. 2, No. 1, pp. 23-33.
- Sanayei, S. and Nosratinia, A. (2004) 'Antenna selection in mimo systems', *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, No. 10, pp. 68–73.
- Sendonaris, A., Erkip, E. and Aazhang, B. (2003) 'User cooperation diversity-part II implementation aspects and performance analysis', *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 51, No. 11, pp. 1939–1948.
- Soni, H. B., Desai, U.B. and Merchant, S.N. (2011) 'Low complexity RAKE receiver for TH-based multiuser UWB system with realistic UWB indoor channel', *International Journal of Ultra Wideband Communications and Systems*, Vol. 2, No. 1, pp. 44-54.
- Win, M.Z. and Scholz, R. (2000a) 'Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications', *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 48, No. 4, pp. 679-691.
- Win, M.Z., Chrisikos, G. and Sollenberger, N. R. (2000b) 'Performance of RAKE reception in dense multipath channels: implications of spreading bandwidth and selection diversity order', *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, Vol. 18, No. 8, pp. 1516–1525.
- Yang, S. and Belfiore, J.-C. (2007) 'Optimal space-time codes for the MIMO amplify-and-forward cooperative channel', *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 53, No. 2, pp. 647–663.
- Yin, C. and Yue, G. (1998) 'Optimal impulse response shortening for discrete multitone transceivers', *Electronics Letters*, Vol. 34, No. 1, pp. 35–36.
- Zeinalpour-Yazdi, Z., Nasiri-Kenari, M., Aazhang, B., Wehinger, J. and Mecklenbrauker, C. (2009) 'Bounds on the delay-constrained capacity of UWB communication with a relay node', *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 8, No. 5, pp. 2265-2273.
- Zeinalpour-Yazdi, Z., Nasiri-Kenari, M. and Aazhang, B. (2010) 'Bit error probability analysis of UWB communications with a relay node', *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 9, No. 2, pp. 802–813.
- Zhang, L. and Yang, C. Y. (2006) 'Performance analysis of channel shortening of RAKE receiver in ultra-wideband systems', in *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 1-5.