

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DJILLALI LIABES

DE SIDI BEL ABBES



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE

DEPARTEMENT DE TELECOMMUNICATIONS

THESE DE DOCTORAT

PRESENTEE PAR

Mr. BENOTMANE BENAMARA Nouredine

Filière: Electronique

Spécialité: Télécommunications

Intitulée:

***Nouvel Algorithme pour le Raccourcissement
de Canal UWB***

Soutenu devant le jury :

Président :	NAOUM Rafah	Pr	Université de Sidi Bel Abbès
Examineurs :	DJEBBARI Ali	Pr	Université de Sidi Bel Abbès
	DJEBBAR Ahmed Bouzidi	Pr	Université de Sidi Bel Abbès
	BENAISSA Mohammed	MCA	C. U. d'Ain Témouchent
Directeur de thèse :	ELAHMAR Sid Ahmed	Pr	Université de Sidi Bel Abbès

Année Universitaire: 2016-2017

Dédicaces

*A mon cher père Galem et à ma chère mère Aicha,
Pour l'éducation et le grand amour dont ils m'ont entouré depuis ma
naissance, ainsi que pour leurs patiences et leurs sacrifices, et pour tout
ce que vous avez fait pour moi,
Vous qui étiez toujours présents en tout moment, vous qui avez tout
fait pour que je devienne ce que je suis aujourd'hui.*

*A mes chères Frères : Mohamed, Fethi, Ghalem, Jaber, Monir,
Pour votre aide, ce qui m'a permis de retrouver le sourire dans mes
moments les plus pénibles.*

A mes chères sœurs : Meriem, Yosra, Hawa, Ibtissem, Salsabil.

A tous mes proches.

*A tous mes amis : Imad, Abdelkarim, Hamid, AbdelAli, Ali, Omar
Pour vos conseils, ce qui m'a permis de garder la tête toujours haute et
Pour tous ce que vous avez fait pour moi.*

Je dédie ce modeste travail.

N. Benotmane B.

Remerciement

En premier lieu, je tiens à remercier tout d'abord DIEU le tout puissant qui m'a donné la volonté et le courage d'aller jusqu'au bout de mes études.

Mes remerciements et plus grandes reconnaissances vont à mon directeur de Thèse le professeur S.A. ELAHMAR pour son suivi, sa disponibilité et ses conseils précieux à l'élaboration de ce travail.

J'e remercie Monsieur Rafah NAOUM, Monsieur Ali DJEBBARI, Monsieur Ahmed Bouzidi DJEBBAR, Professeurs à l'université Djillali Liabès et Monsieur Mohamed BENAÏSSA, Maître de Conférences au Centre Universitaire d'Aïn Temouchent, de m'avoir fait l'honneur de bien vouloir participer au jury de cette Thèse.

Je voudrais à cette occasion exprimer ma profonde gratitude à tous les membres du laboratoire LTINS de l'université Djillali Liabès de Sidi Bel Abbés, en particulier son Directeur professeur DJEBBARI Ali pour leur collaboration, disponibilité et sympathie.

N. Benotmane B.

Résumé

L'Ultra Large Bande (UWB: Ultra Wide Band) est une technique de transmission radio qui consiste à utiliser des signaux dont le spectre s'étale sur une large bande de fréquences, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz. Elle fut d'abord utilisée pour des applications radars puis transposée aux applications de télécommunications, suscitant ainsi un intérêt grandissant au sein de la communauté académique et industrielle. Les principales caractéristiques de cette technologie lui confèrent le statut d'un candidat prometteur pour les systèmes de communications radio haut-débit à courte portée. Cette thèse s'inscrit dans le cadre de l'étude de la méthode de raccourcissement de canal (CSE: Channel Shortening Equalizer) au système Ultra Large Bande appelée MSSNR modifiée (Maximum Shortening Signal to Noise Ratio). Cette dernière consiste à la maximisation du rapport signal à bruit à fin que le système UWB soit immuniser contre les interférences entre symbole et la complexité du récepteur Rake soit réduite. Le travail effectué dans cette thèse porte sur:

- L'analyse du signal UWB ainsi que les principales caractéristiques et leurs applications.
- La présentation des différents modèles de canaux utilisés dans le cadre de l'UWB ainsi que les techniques d'égalisation CSE qui permettent de réduire les effets des interférences et augmentent ainsi les performances du système de transmission TH-UWB à accès multiple.
- Proposition d'un nouvel algorithme basé sur la concentration d'énergie de la réponse impulsionnelle du canal effectif (Canal-CSE) dans une fenêtre désirée en exploitant la méthode d'optimisation "Décomposition en valeurs singulières (SVD)". Cette méthode donne de meilleures performances en termes de BER par rapport à la méthode optimale MSSNR et réduit davantage la complexité de calcul du récepteur P-Rake par rapport aux récepteurs S-Rake et Tout-Rake.
- Proposition d'une autre méthode d'optimisation d'un égaliseur de raccourcissement de canal (CSE) basée sur la maximisation du rapport entre le signal utile et la somme du bruit, l'interférence entre symbole (IES) et l'interférence d'accès multiple. Une étude comparative par simulation en terme de BER est faite d'une part entre notre méthode proposée et celle du MSSNR et d'autre part, avec les différents types du récepteur RAKE.

Mots clés : Ultra Wide Band (UWB), IR-UWB, TH-UWB, MB-OFDM, CSE (Channel Shortening Equalizer), SVD, MMSE, MSSNR, MDS, IEEE802.15.3a., Tout-Rake, S-Rake, P-Rake.

الملخص (بالعربية)

تقنية النطاقات الموجية الفائقة الاتساع (UWB: Ultra WideBand) هي تقنية البث الإذاعي الذي يستخدم الإشارات الممتدة على نطاق واسع من الترددات، عادة في حدود 500 ميغاهرتز (Mhz) لعدة جيجاهرتز (Ghz). وقد استخدمت لأول مرة في تطبيقات الرادار ومن ثم نقلت إلى تطبيقات الاتصالات السلكية واللاسلكية، وبالتالي إثارة اهتمام متزايد في الأوساط الأكاديمية والصناعية. الخصائص الرئيسية لهذه التكنولوجيا تعطيها صفة مرشح واعد لأنظمة الاتصالات اللاسلكية قصيرة المدى عالية السرعة. هذه الأطروحة هي جزء من دراسة تطبيق طريقة المعادل لتقصير قناة (CSE: Channel Shortening Equalizer) على تقنية UWB تسمى (MSSNR: Maximum Shortening SNR). التي تعتمد على تعظيم نسبة الإشارة على الضوضاء بحيث يتم تحسين النظام UWB ضد التداخل بين الرموز (ISI: Intersymbol Interference) وتساعد على تقليل تعقيد المستقبل (Rake receiver). هذه الأطروحة تتناول:

- تحليل إشارة UWB، الخصائص الرئيسية وتطبيقاتها.
- عرض نماذج المختلفة للقناة المستخدمة في UWB، تقنيات CSE التي تقلل من آثار التداخل (ISI) وبالتالي زيادة أداء نظام نقل التوصل المتعدد TH-UWB.
- اقتراح خوارزمية جديدة تقوم على تركيز طاقة القناة دفعة فعالة (قناة-CSE) للاستجابة في المجال المطلوب باستخدام طريقة " قيمة التحلل المفرد (SVD)". هذا الأسلوب يعطي أداء BER أفضل بالمقارنة مع طريقة MSSNR الأمثل وزيادة يقلل من التعقيد الحسابي من المستقبل الجزئي (P-Rake) مقارنة مع المستقبل الانتقائي (S-Rake) والمستقبل الكلي (A-Rake) .
- اقتراح طريقة أخرى لتعظيم الاستفادة من التعادل CSE على أساس تعظيم النسبة بين إشارة مفيدة ومجموع الضوضاء، والتداخل (ISI) وتداخل التوصل المتعدد بين مختلف المستعملين (MAI).

Table des Matières

Résumé	1
Table des matières	3
Liste des Figures..	5
Liste des tableaux	6
Liste des Abréviations	7
Introduction générale.....	10
Chapitre I : Etat de l'art sur l'Ultra Large Bande et Raccourcissement de Canal	
1.1 Introduction	14
1.2 Définition	15
1.3 Principales Caractéristique de l'ULB	16
1.3.1 Grande capacité du canal	16
1.3.2 Fort pouvoir de résolution temporelle	16
1.3.3 Communication sécurisées	17
1.3.4 Grande capacité de pénétration à travers la matière	17
1.4 Applications de l'UWB	18
1.5 UWB radio impulsionnelle	19
1.5.1. Forme d'onde impulsionnelle.....	20
1.5.2. Accès multiple par saut temporel à répartition par code.....	22
1.5.3 Les types de Modulation impulsionnelle	23
1.6 Raccourcissement du canal (Channel Shortening Equalizer).....	25
1.7 Applications actuelle du CSE.....	25
1.8 Etudes bibliographique.....	26
1.8.1 La méthode du Minimum Mean Square Error (MMSE)	26
1.8.2 La méthode du Maximum Shortening Signal to Noise Ratio (MSSNR)	29
1.8.3La méthode du Maximum Bit Rate (MBR).....	32
1..8.4 La méthode du Minimum Delay Spread (MDS).....	34
1.9 Conclusion	35
Chapitre 2 : Raccourcissement du Canal UWB basé sur la Concentration d'Energie	
2.1 Introduction	37
2.2 Modélisation du système TH-UWB en présence du CSE.....	38

2.2.1	Modèle du canal UWB.....	38
a)	Le modèle modifié de Saleh-Valenzuela	39
b)	Modèle IEEE 802.15.3a.....	40
2.3	Raccourcissement du canal basé sur la décomposition SVD.....	43
2.3.1	Concentration d'énergie utile dans une fenêtre cible raccourcie.....	44
2.3.2	Annulation de la partie non-désirée du canal raccourci.....	48
2.4	Résultats de simulation.....	49
2.5	Conclusion	54
Chapitre 3 : Nouvelle méthode de CSE dans un système TH-UWB d'accès multiple		
3.1	Introduction	56
3.2	Modélisation du système TH-UWB en présence du CSE.....	57
3.3	Principe de l'égaliseur CSE	58
3.4	La conception du nouveau CSE par la maximisation du SINR.....	60
3.5	Exploitation de la propriété symétrique dans le CSE.....	63
3.6	Le récepteur Rake.....	64
3.7	Complexité de calcul.....	66
3.8	Résultats de simulation.....	67
3.9	Conclusion	73
Conclusion générale		74
Annexes		76
Bibliographie		83

Liste des figures

Chapitre 1

Figure 1.1	DSP pour un système UWB et un système à bande étroite	16
Figure 1.2	Systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF.....	17
Figure 1.3	Les principaux standards WLAN \ WPAN	18
Figure 1.4	Masques d'émission des signaux UWB autorisés en Europe (ECC) et aux Etats-Unis (FCC)	20
Figure 1.5	Les impulsions dérivées de la gaussienne (a) en temporel et (b) en fréquentiel	21
Figure 1.6	Présentation du code TH	23
Figure 1.7	Illustrations des modulations de base dans le cas binaire.....	24
Figure 1.8	Schéma de principe d'une chaîne de transmission en bande de base avec le CSE.....	25
Figure 1.9	Principe de la méthode MMSE.....	27
Figure 1.10	La réponse du canal égalisé par la méthode MSSNR.....	30

Chapitre 2

Figure 2.1	Chaîne de transmission TH-UWB en présence d'un CSE.....	38
Figure 2.2	Représentation schématique du modèle de canal Saleh-Valenzuela (SV) à double décroissance exponentielle.....	40
Figure 2.3	Réponse impulsionnelle du modèle de canaux Saleh-Valenzuela	40
Figure 2.4	Les réponses impulsionnelles des quatre canaux du modèle IEEE 802.15.3a.	43
Figure 2.5	Réponse impulsionnelle UWB	45
Figure 2.6	Matrice de convolution intermédiaire décomposée en quatre matrices A, B, S et matrice nulle	46
Figure 2.7	Réponses impulsionnelles du canal original CM4 et du canal effectif (canal- CSE) avec la méthode optimale MSSNR.....	50
Figure 2.8	Réponses impulsionnelle du canal original CM4 et du canal effectif (canal-CSE) avec la méthode proposée (SVD).....	50
Figure 2.9	Performances des méthodes d'égalisations (proposée, MSSNR, MDS et Tout-Rake sans CSE) en BER dans le canal CM1.....	51
Figure 2.10	Performances des méthodes d'égalisations (proposée, MSSNR, MDS et Tout-Rake sans CSE) en BER dans le canal CM4.....	52

Figure 2.11	Performances de la méthode proposé avec les différentes structures du récepteur Rake dans le canal CM1.....	53
Figure 2.12	Performances de la méthode proposé avec les différentes structures du récepteur Rake dans le canal CM4.....	53

Chapitre 3

Figure3.1	Chaîne de transmission TH-UWB avec un égaliseur \mathbf{w}	45
Figure 3.2	Symbole TH-BPPM.....	48
Figure 3.3	Canal égalisé.....	49
Figure 3.4	Réponse impulsionnelle UWB IEEE 802.15.3a.....	60
Figure 3.5	Récepteur RAKE.....	65
Figure 3.6	La durée des fenêtres temporelles des opérations des Rake (DTOR).....	68
Figure 3.7	Comparaison des Performances de la méthode proposée, MSSNR et le cas d'un récepteur A-Rake dans le canal CM1 (LOS).....	69
Figure 3.8	Comparaison des Performances de la méthode proposée, MSSNR et le cas d'un récepteur A-Rake dans le canal CM1 (LOS).....	69
Figure 3.9	Figure 3.9 - Comparaison des Performances de la méthode proposée avec les différentes structures du récepteur Rake dans le canal CM1 (LOS).....	70
Figure 3.10	Figure 3.9 - Comparaison des Performances de la méthode proposée avec les différentes structures du récepteur Rake dans le canal CM4 (NLOS).	71
Figure 3.11	Comparaison des Performances de la méthode proposée sans et avec la propriété de Symétrie dans le canal CM4 (NLOS).	72

Liste des tableaux

Chapitre 1

Tableau 1.1	Les applications de l'ULB.....	13
-------------	--------------------------------	----

Chapitre 2

Tableau 2.1	Les paramètres des quatre canaux définis par IEEE 802.15.3a.....	42
-------------	--	----

Chapitre 3

Tableau 3.1	La complexité de calcul du CSE proposé et des différents Rake.....	66
Tableau 3.2	Paramètres de simulation.....	67

Liste des Abréviations

A-Rake	: ALL-Rake
AWGN	: Additive White Gaussien Noise
BER	: Bit Error Rate
BPSK	: Bi-Phase Shift Keying Modulation
CM	: Channel Model
CP	: Cyclique Préfix
CSE	: Channel Shortening Equalizer
DAA	: Detect And Avoid
DMT	: Discrete Multi-Tone
DSP	: Densité Spectral de Puissance
ETSI	: European Telecommunications Standards Institute
FCC	: Federal Communication's Commission, Commission Fédérale des Communications
FFT	: Fast Fourier Transform
FH	: Frequency Hopping
FIR	: Finite Impulse Response.
GPR	: Ground Penetrating Radar
ICI	: Inter Channel Interference
IDFT	: Inverse Discrete Fourier Transform
IEEE	: Institute of Electrical and Electronics
IES	: Interférence Entre Symboles
IFFT	: Inverse Fast Fourier Transform
IR-UWB	: Impulse Response Ultra Wide Band,

ISI	: InterSymbol Interference
ISM	: Industrial, Science, and Medicine
LDC	: Low Duty Cycle
LOS	: Line Of Sight
MB-OFDM	: Multi-bandes Orthogonal Frequency Division Multiplexing
MBR	: Maximum Bit Rate
MCM	: Multi Carrier Modulation
MDS	: Minimum Delay Spread
MLSE	: Maximum Likelihood Sequence Estimation
MMSE	: Minimum Mean Square Error
MSSNR	: Maximum Shortening Signal to Noise Ratio
NLOS	: Non Line Of Sight
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OOK	: On Off Keying, Modulation tout ou rien
PAM	: Pulse Amplitude Modulation, Modulation d'impulsion en amplitude
PPM	: pulse position modulation, Modulation d'impulsion en position
P-Rake	: Partiel-Rake
PRF	: Pulse Repetition Frequency, la Fréquence de répétition d'impulsion
PRP	: Pulse Repetition Period, la période de répétition d'impulsion
SIR	: Shortening Impulse Réponse
SNR	: Signal to Noise Ratio
S-Rake	: Sélectif- Rake
SV	: Saleh-Valenzuela
SVD	: Singular Value Decomposition, Décomposition en Valeurs Singulières
TFD	: Transformées de Fourier Discrètes

TH : Time Hopping.
TIR : Target Impulse Réponse
WIFI : Wireless Fidelity
WLAN : Wireless Local Area Network
WPAN : Wireless Personal Area Network.

Introduction générale

Le monde des Télécommunications fait face depuis quelques années à une demande croissante d'applications numériques sans fil. La technologie Ultra Large Bande (UWB pour Ultra Wide Band) se base sur l'émission d'impulsions de très courte durée, des débits élevés et peu de puissance. Cette technologie offre des avantages intéressants par rapport aux techniques habituelles de transmission d'information à bande étroite et pourrait révolutionner le domaine des télécommunications [1,2].

En effet, plusieurs études ont été menées afin de mieux connaître les propriétés spectrales des signaux UWB. Puissance, linéarité, portée, taille, débit, interférences, etc..., sont autant de paramètres critiques et problématiques dont l'étude et l'optimisation qui deviennent indispensables. Ces nombreux problèmes qui viennent en particulier de l'extrême faiblesse des puissances considérées et de l'environnement sévère de transmission, nous amènent à étudier un signal dans une très grande bande de fréquence avec de nouvelles techniques de communications, telles que l'approche impulsionnelle et multi-bandes OFDM (Multi-Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [3,4].

L'approche impulsionnelle repose sur l'émission d'impulsions de durée très brève (de l'ordre de 100 ps à 1 ns). La forme des impulsions retenue pour les communications UWB est gaussienne (fonction gaussienne et ses dérivées d'ordre supérieur), elles sont appelées monocycles gaussiennes. La raison d'utiliser ces ondes dans les systèmes UWB est qu'ils sont faciles à décrire, générer et à analyser. Ses formes d'ondes produiront des collisions catastrophiques en cas d'un environnement multi utilisateurs. C.à.d. plusieurs utilisateurs partagent un seul spectre UWB simultanément. Pour répondre à ces multiples utilisateurs, des techniques appropriées d'accès multiples sont nécessaires. Deux techniques couramment utilisées dans les systèmes multiples UWB impulsionnels sont les sauts temporels (TH : Time-Hopping) et à séquence directe (DS : Direct Sequence) [5,6].

L'approche multi-bandes OFDM est de diviser la bande de fréquence du canal UWB (3.1 à 10.6 GHz) définie par la FCC (Federal Communication Committee) en plusieurs bandes de fréquences plus petites (aussi appelées sous-bandes). Chaque sous-bande

occupe une bande passante supérieure à 500 MHz. La technique OFDM a été utilisée pour moduler l'information dans chaque sous-bande [4,7,8].

Le récepteur Rake (*râteau ou récepteur à doigts*), utilisé dans les systèmes de transmission UWB radio impulsionnelle, est optimal car il permet de combattre efficacement les effets des trajets multiples en recombinaison en phase chacun des échos reçus. Le principe est d'adapter les « doigts » du récepteur au nombre des multi-trajets du canal. Or, la plus part des modèles des canaux UWB présentent une très longue réponse impulsionnelle ce qui rend le récepteur Rake plus complexe et irréalizable [4,5]. Pour résoudre ce problème, un CSE (Channel Shortening Equalizer) est utilisé avant le récepteur P-Rake (Partial-Rake) pour raccourcir le nouveau canal effectif (Canal-CSE) à une longueur désirée afin de réduire au maximum les interférences intersymboles (ISI); cela rend le récepteur Rake efficace, simple et réalisable [12, 37, 48].

La plupart des applications récentes du CSE sont spécifiquement développées pour le système de modulation à multiporteuse (MCM: MultiCarrier Modulation) notamment l'OFDM, pour atténuer l'ISI produite en raison de la longueur du canal qui dépasse celle du préfixe cyclique (CP) [9-11]. Le CSE peut être également utile dans le système TH-UWB dans lequel le nombre de corrélateurs, nécessaires à la détection des impulsions, peut être réduit en raccourcissant le canal à trajets multiples [12-15].

Ce travail que nous allons présenter traite les performances des égaliseurs CSE dans les systèmes TH-UWB. Cette étude s'intéresse principalement à l'amélioration des performances, en terme de taux d'erreur binaire (BER), de ces systèmes en utilisant de nouveaux algorithmes permettant de raccourcir la réponse du couple (Canal-CSE) afin de réduire la complexité du récepteur Rake.

Le présent travail est structuré autour de trois chapitres.

Le premier chapitre introduit la définition de l'UWB conformément aux recommandations de la FCC. On décrit également de façon brève les principales propriétés de l'UWB. Ensuite, le concept du raccourcissement de canal avec les applications existantes est défini dans le contexte du système TH-UWB. Une vaste étude des plus populaires conceptions du CSE disponibles à ce jour est recensée.

Dans le second chapitre, on propose de concevoir un nouveau CSE basé sur la concentration d'énergie de la réponse impulsionnelle de l'ensemble (Canal-CSE) dans une fenêtre de longueur désirée en exploitant la *décomposition en valeurs singulières* (SVD).

En effet, cette méthode consiste à diviser les coefficients du CSE en deux parties. La première partie est dédiée à concentrer l'énergie dans une longueur désirée, la deuxième partie annule les coefficients du canal effectif en dehors de cette fenêtre. Cette méthode proposée présente de meilleures performances en termes de BER et de réduction de la réponse impulsionnelle par rapport à la méthode optimale du CSE (MSSNR) et, en terme de réduction de complexité par rapport aux récepteurs Tout-Rake (A-Rake) et Sélectif Rake (S-RAKE).

Le troisième chapitre présente une nouvelle méthode d'optimisation d'un égaliseur de raccourcissement de canal (CSE) basée sur la maximisation du rapport entre le signal utile et la somme du bruit, de l'interférence entre symboles (ISI) et de l'interférence d'accès multiple. Une étude comparative par simulation en terme de BER est faite d'une part entre la méthode proposée et celle de MSSNR et d'autre part, entre les différents types de récepteurs RAKE (A-Rake et S-Rake).

Chapitre 1

Etat de l'art sur l'Ultra Large Bande et Raccourcissement de Canal

Chapitre 1

Etat de l'art sur l'Ultra Large Bande et Raccourcissement de Canal

1.1 Introduction :

La technologie UWB est une technologie de transmission sans fil utilisant les ondes radio qui peuvent être exploitées à des débits de données élevées sur de courtes distance. L'émetteur UWB émet des ondes d'impulsions ultras brèves (de l'ordre de nanoseconde) occupant un champ spectral très étendu, de 500 MHz à quelques GHz, au lieu d'être véhiculés sur une onde continue, comme c'est le cas avec les dispositifs sans fil à bande étroite tels que Bluetooth et WiFi.

Tous d'abord, ce chapitre traite la technologie d'Ultra Large Bande avec ses principales caractéristiques et applications. Il introduit également le concept du raccourcissement de canal (CSE: Channel Shortening Equalizer) avec ses différentes applications. Une étude bibliographique des plus populaires conceptions du CSE, disponibles à ce jour, est présentée.

1.2 Définition de l'UWB :

L'Ultra Large Bande est une technique d'accès radio qui a été présentée sous différents termes; radio impulsionnelle (Impulse Radio (IR)), radio sans-porteuse (Carrier-free radio), radio en bande de base (baseband radio), radio dans le domaine temporel (time domain radio), etc. La représentation spectrale d'un signal UWB, selon la FCC doit vérifier l'une des conditions suivantes [1]:

- La bande relative (ou fractionnelle) du signal mesuré à -10dB est supérieure ou égale à 0.20 (20%) soit :

$$B_R = \frac{f_{H(-10dB)} - f_{L(-10dB)}}{f_{c(-10dB)}} \geq 20\% \quad (1.1)$$

où

$f_{H(-10dB)}$: La fréquence de coupure supérieure (High) à -10dB.

$f_{L(-10dB)}$: La fréquence de coupure inférieure (Low) à -10dB.

$f_{c(-10dB)}$: La fréquence de coupure centrale à -10dB donnée par :

$$f_c = \left(\frac{f_L + f_H}{2} \right) \quad (1.2)$$

En remplaçant (1.2) dans (1.1), on trouve :

$$B_R = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} = \frac{B_w}{f_c} \geq 20\% \quad (1.3)$$

où

B_w : La bande du signal (bande passante).

- La bande spectrale du signal mesurée à -10dB est supérieure ou égale à 500MHZ.

La figure 1.1 représente la différence entre la densité spectrale de puissance d'un système UWB et à bande étroite.

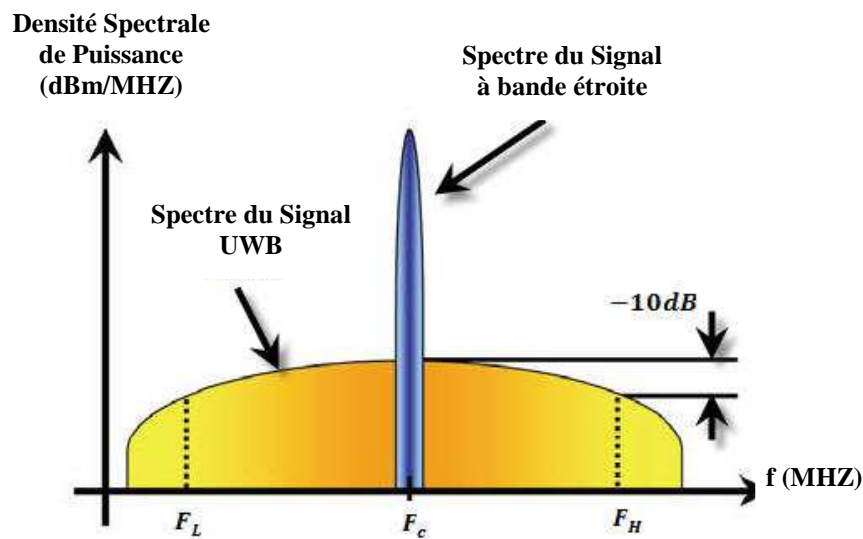


Figure 1.1 - DSP pour un système UWB et un système à bande étroite [5].

1.3 Principales caractéristiques de l'UWB :

La technologie d'UWB possède plusieurs caractéristiques:

1.3.1 Grande capacité du canal :

Elle peut être calculée par le théorème de Shannon [16]:

$$C = B_w \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.4)$$

où :

C : Capacité maximale du canal (bit/s).

B_w : La largeur de bande du canal (Hz).

S : La puissance du signal (Watt).

N : La puissance du bruit (Watt).

S/N : Le rapport signal sur bruit (sans unité).

On remarque que l'équation (1.4) permet une augmentation linéaire entre la capacité maximale du canal et la largeur de la bande du signal, et de façon logarithmique avec le rapport signal sur bruit. Aussi, l'UWB dont les bandes de fréquences allant jusqu'au GHz est plus adaptée à l'augmentation du débit.

1.3.2 Fort pouvoir de résolution temporelle :

Grace à 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 localisation : connaissant le retard d'un signal avec une

précision de l'ordre de 0,1 à 1 ns, il est possible d'obtenir des informations sur la position de l'émetteur avec une précision de 3 à 30 cm (système radar de recul pour les voitures) [5].

1.3.3 Communications sécurisées :

Les signaux UWB sont plus difficiles à détecter que les signaux de radiocommunications classiques car ils utilisent une grande largeur de bande et peuvent être produits sous forme de bruit (Densité Spectrale de Puissance (DSP) très faible). Les signaux UWB sont quasiment indétectables parce qu'ils peuvent être transmis avec un niveau de densité spectrale de puissance bien inférieure au bruit de fond des récepteurs classiques. Cette caractéristique, particulière à l'ultra large bande, permet à cette dernière de coexister avec les systèmes de communications classiques (Figure 1.2).

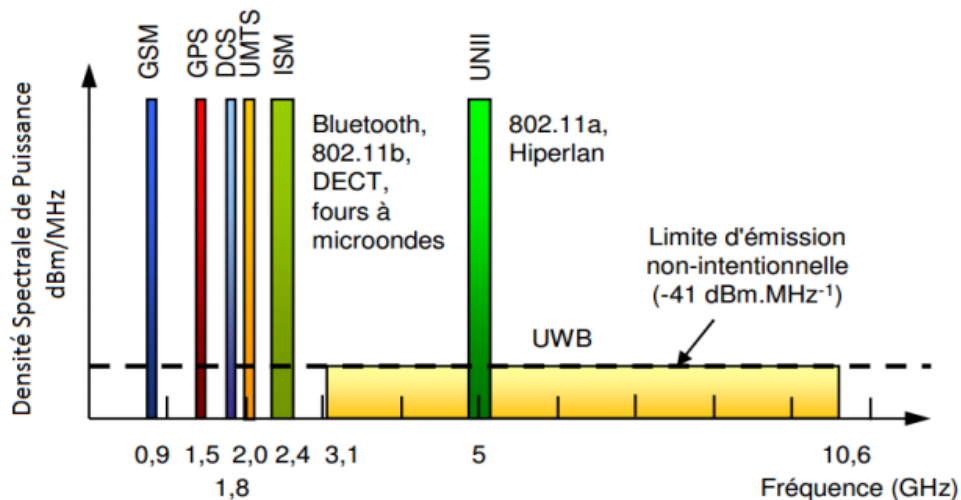


Figure 1.2 – Systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF [5, 17].

1.3.4 Grande capacité de pénétration à travers la matière :

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 [5].

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \xi \mu}} \quad (1.5)$$

où : δ : La pénétration des ondes dans les conducteurs.

μ : La perméabilité du milieu.

ξ : La conductivité du milieu.

ω : La pulsation de travail qui est égale à $2\pi f$ où f représente la fréquence du signal.

1.4 Applications de l'UWB :

La Figure. 1.3 représente le positionnement de l'UWB par rapport aux principaux standards des réseaux WLAN/WPAN en termes 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 [5].

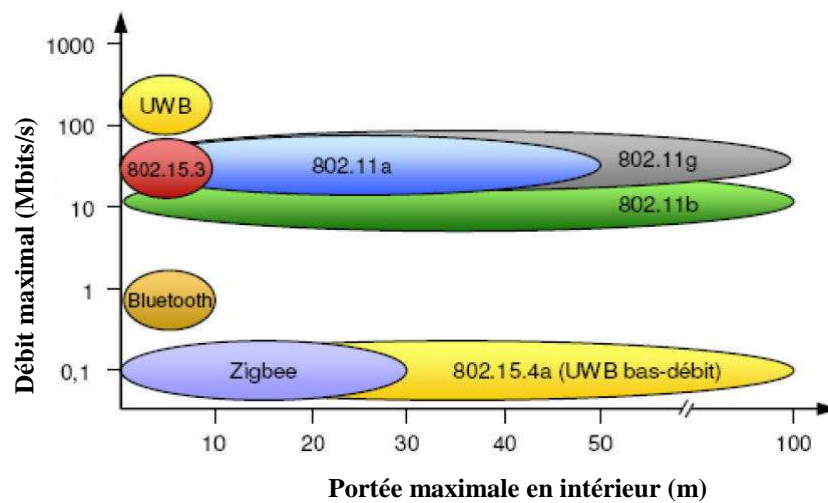


Figure. 1.3 - Les principaux standards WLAN \ WPAN [5].

Les applications potentielles de la technologie radio UWB concernent donc deux techniques : les systèmes très haut débit courte portée (typiquement 200 Mbit/s jusqu'à 10 m), et les systèmes bas débit longue portée (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 [5].

- 1) la technologie UWB permettra d'augmenter le débit des réseaux personnels sans fil traditionnels. Les usages de ce mode d'utilisation seront ceux des réseaux Wifi actuels, par exemple l'accès au réseau Internet sans fil.
- 2) Les applications de l'UWB sont également employées dans le domaine domestique, où un grand nombre d'appareils capables de communiquer à une distance de plusieurs dizaines de mètres sont déployés dans un environnement de bureau ou résidentiel. Les applications domestiques potentielles incluent la détection d'intrusion, ou l'accueil

électronique (détection du propriétaire et lancement de services comme le déverrouillage des portes).

- 3) En extérieur, l'UWB est envisagé pour des applications de communication en mode point à point. Un exemple d'utilisation est l'échange de données entre plusieurs assistants personnels.
- 4) Enfin, des applications de l'UWB sont prévues dans le milieu industriel. En exploitant les possibilités de localisation à longue distance combinées au transfert d'information, des réseaux de capteurs pourront être déployés dans les chaînes de production ou les hangars de stockage, pour procéder au suivi et à la gestion automatique des opérations. Ce type d'application est adapté au mode de communication bas débit longue portée de l'UWB.

Le tableau suivant représente quelques exemples d'application actuelles et potentielles de la technologie UWB:

Applications	Exemples
Radar	Equipement radar embarqués; détection de collision automobile, radar de pénétration du sol GPR, etc.
Les systèmes d'imagerie	Appareil de détection capables de traverser les murs, Systèmes de surveillance, appareils médicaux pour détecter toute anomalie (tumeur cancéreuse, etc.)
Systèmes de Communication	Réseaux Wireless WLAN, WPAN, WIIMAX, etc.

Tableau 1.1: Exemples d'application de l'UWB.

1.5 UWB radio impulsionnelle

Plusieurs techniques de modulation sont utilisées dans la technologie UWB, nous citons les deux grandes types: la modulation impulsionnelle et la modulation multi-Bande (MB-OFDM).

Dans notre travail, on s'intéresse à la radio impulsionnelle (IR-UWB) qui repose sur l'émission de signaux de très courte durée temporelle possédant une très grande largeur de bande dans laquelle est répartie toute l'énergie. Il est possible d'émettre le signal impulsionnel en bande de base et sans transposition en fréquence et de positionner le

signal à l'intérieur du masque de fréquence établi par les autorités; la FCC pour les Etats Unies et l'ECC (Electronic Communications Committee) pour l'Europe (figure 1.4).

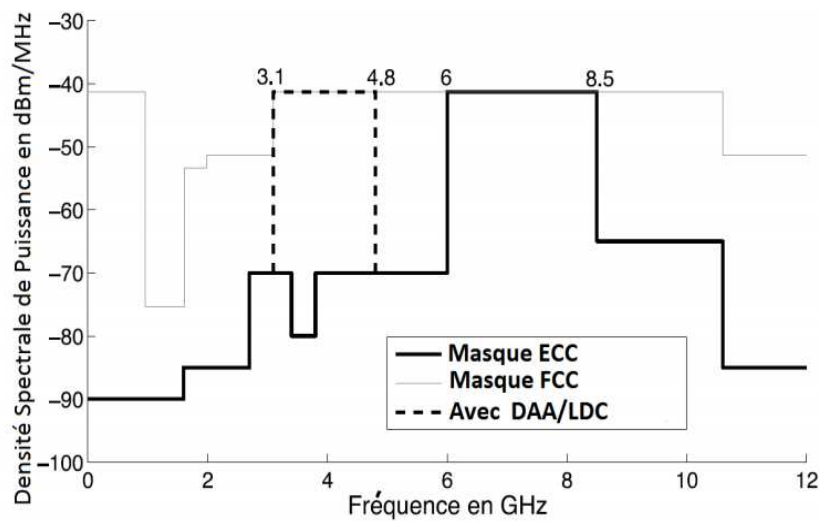


Figure 1.4 - Masques d'émission des signaux UWB autorisés en Europe (ECC) et aux Etats-Unis (FCC) [4, 5].

Parmi les autres éléments à considérer pour une liaison UWB-IR on peut citer :

- La forme d'onde de l'impulsion
- L'accès au canal par plusieurs utilisateurs
- La modulation du signal

Remarque : L'IR-UWB est l'approche généralement utilisée pour les transmissions en UWB. Le modèle impulsionnel UWB reste le modèle de choix pour la plupart des travaux académiques et aussi industriels. Ce choix s'explique du fait de sa faible complexité d'implémentation. Ainsi au vu de ses avantages par rapport à son concurrent multi bande pour la localisation [5].

1.5. 1 Forme d'onde impulsionnelle

Plusieurs types d'impulsion ultra brève sont utilisés dans les systèmes de transmission UWB impulsionnel, dont les plus répandus sont des formes Gaussienne. Cette dernière ou plus exactement ses dérivées d'ordre supérieur s'adaptent au gabarit défini par la FCC et ECC (figure 1.4). La raison d'utiliser les gaussiennes et ces dérivées est qu'ils sont faciles à décrire, générer et à analyser [5, 18].

Les fonctions gaussiennes et ses dérivés d'ordre supérieur appelés monocycles gaussiennes sont présentés sur la figure 1.5(a) avec leur densité spectrale de puissance sur la figure 1.5(b).

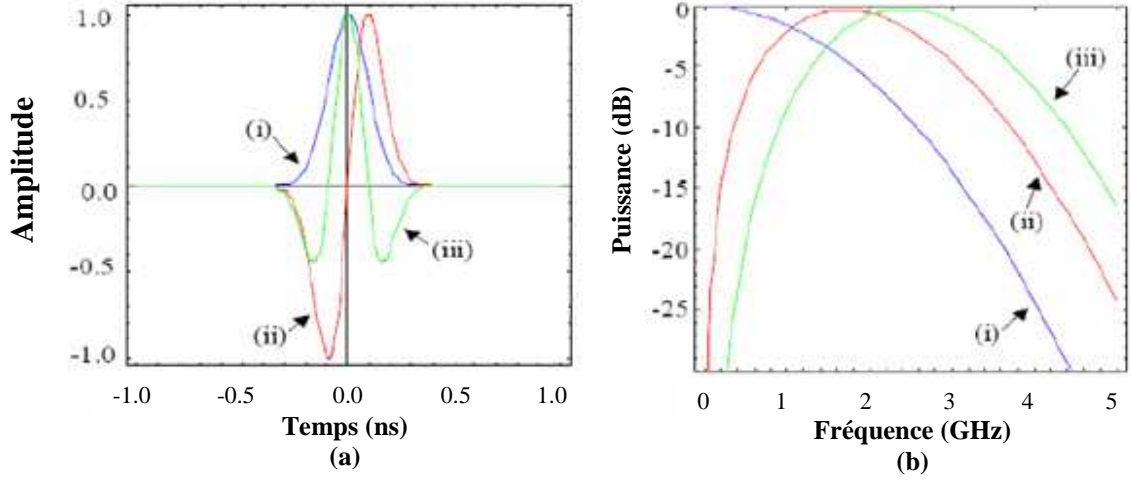


Figure 1.5 - Les impulsions dérivées de la gaussienne (a) en temporel et (b) en fréquentiel [5].

- (i) : la fonction gaussienne.
- (ii) : le monocycle gaussien, appelé aussi dérivée première de la gaussienne.
- (iii) : la dérivée seconde gaussienne.

➤ La fonction gaussienne générée par l'émetteur peut être donnée comme [5, 18].

$$g(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{(t-\mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.6)$$

où μ est l'emplacement du centre d'impulsion et σ est un paramètre qui détermine la largeur de l'impulsion. $T_p = 2\pi\sigma$ représente la durée de l'impulsion en secondes. Sachant que les paramètres utilisés pour tracer la figure (1.5) sont $\mu = 0$ et $\sigma = 1$.

Dans le domaine fréquentiel, l'équation du spectre de l'impulsion gaussienne est :

$$G(f) = \exp(-2(\sigma\pi f)^2) \quad (1.7)$$

On détermine la fréquence centrale du monocycle $F_c = \frac{1}{T_p}$ avec T_p est la période du monocycle gaussienne.

➤ Le monocycle gaussien introduit après la propagation de l'impulsion gaussienne peut prendre la forme de la première dérivée suivante [5, 18].

$$g_1(t) = \frac{d}{dt} g(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^3}} t \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.8)$$

Dans le domaine fréquentiel, l'équation du spectre du monocycle gaussienne est :

$$G_1(f) = 2i\pi f \exp(-2(\sigma\pi f)^2) \quad (1.9)$$

- l'impulsion de la dérivée seconde gaussienne, reçue à l'antenne du récepteur, généralement prend l'expression suivant [5, 18]:

$$g_2(t) = \frac{d}{dt} g_1(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma^3} \left(\frac{t^2}{\sigma^2} - 1 \right) \exp - \frac{t^2}{2\sigma^2} \quad (1.10)$$

Dans le domaine fréquentiel, l'équation du spectre de la dérivée seconde gaussienne est :

$$G_2(f) = (2i\pi f)^2 \exp(-2(\sigma\pi f)^2) \quad (1.11)$$

Ces trois impulsions se caractérisent par des spectres très larges délimités de quelques MHz à quelques dizaines de GHz. Pour une même largeur temporelle, nous pouvons constater que la fréquence centrale du spectre augmente avec l'ordre de dérivation de l'impulsion. Ces impulsions, notamment le monocycle gaussien, sont le type d'impulsions les plus utilisées en ultra large bande radio impulsionnelle.

En domaine temporel la forme générale des dérivées $n^{\text{ième}}$ gaussiennes est [5, 18]:

$$g_n(t) = \left(-\frac{n-1}{\sigma^2} \right) g_{n-2}(t) - \frac{t}{\sigma^2} g_{n-1}(t) \quad (1.12)$$

En domaine fréquentiel la forme du spectre associé est :

$$G_n(f) = (2i\pi f)^n \exp(-2(\sigma\pi f)^2) \quad (1.13)$$

1.5.2 Accès multiple par Saut Temporel à répartition par codes

La structure du signal à saut temporel TH-UWB transportant un symbole d'information est assez particulière et contient intrinsèquement de la redondance. En effet, le signal TH-UWB associé à un même symbole d'information est composé de N_s trames de durée T_f . Chaque trame comporte une seule impulsion associée à ce symbole d'information. Afin de déterminer la position de l'impulsion à l'intérieur de la trame, celle-ci est découpée en N_c chips de durée T_c . La durée de l'impulsion T_p étant très courte, l'impulsion n'occupera pas totalement un chip. Ainsi, la $i^{\text{ème}}$ impulsion aura un décalage de $c_{j,i}T_c$ secondes. L'entier $c_{j,i}$ définit le chip qui sera utilisé pour la transmission dans la $i^{\text{ème}}$ trame comme le montre la Figure 1.6. Les codes TH sont choisis orthogonaux de manière à limiter les interférences entre les différents utilisateurs.

On suppose que les codes des utilisateurs sont périodiques de période égale au nombre de trames N_s [4, 5].

$$s_j(t) = \sum_{i=0}^{N_s-1} g(t - iT_f - c_{j,i}T_c) \quad (1.14)$$

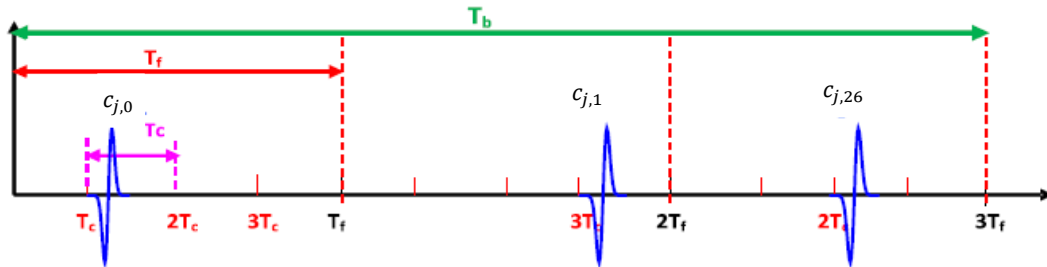


Figure 1.6 - Présentation du code TH [8].

On définit :

PRP= T_f : Pulse Repetition Period (la période de répétition d'impulsion).

PRF= $1/PRP$: Pulse Repetition Frequency (la Fréquence de répétition d'impulsion).

Le rapport cyclique est :

$$\eta = \frac{T_p}{T_f} \quad (1.15)$$

1.5.3 Les types de Modulation impulsionnelle

Une des étapes majeure dans la conception d'un système UWB est la sélection du schéma de modulation. Le débit, la complexité, les performances, les caractéristiques des signaux transmis, la robustesse sont relatifs au type de modulation employée. Choisir la bonne modulation pour une application donnée est donc une problématique cruciale.

Les modulations généralement utilisées sont les modulations PAM (Pulse Amplitude Modulation), OOK (On Off Keying), PPM (Pulse Phase Modulation) et BPSK (Binary Phase Shift Keying ou modulation dite biphase) [19].

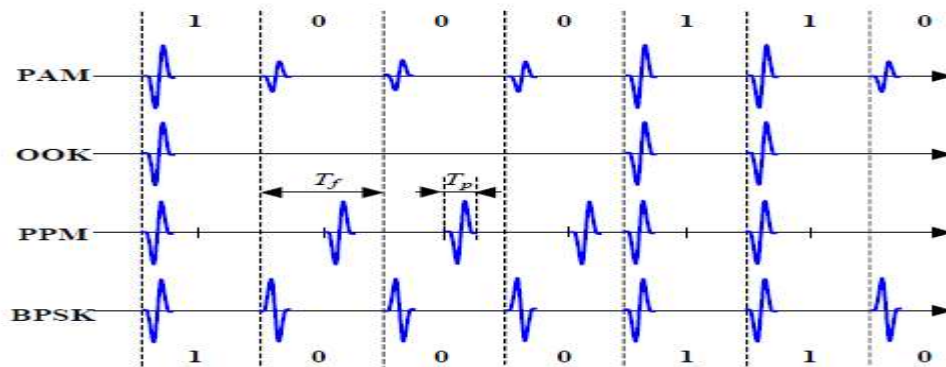


Figure 1.7 : Illustrations des modulations de base dans le cas binaire [19].

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. La modulation PPM présente de meilleures prédispositions pour ce type de problème mais nécessite en contrepartie un timing extrêmement précis puisque l'information est contenue dans les décalages temporels. Ainsi la modulation PPM se dégrade en environnements à trajets multiples et à accès multiples principalement car les symboles durent plus longtemps. La modulation OOK, cas particulier de la PAM, conduit à des structures émetteur/récepteur simples mais présente un fort risque de perte de la synchronisation lorsque de longues suites de « 0 » sont émises. La modulation bipolaire, modulation OOK dans laquelle la polarité d'un « 1 » est inversée à chaque occurrence, offre des possibilités de détection des erreurs mais le risque de perdre la synchronisation reste présent. La modulation antipodale ou BPSK présente de meilleures performances que les autres en terme d'efficacité de la modulation, c'est-à-dire concernant le rapport entre l'énergie du signal et le taux d'erreur binaire [5, 19].

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 [19].

1.6 Raccourcissement du Canal (Channel Shortening Equalizer):

Le raccourcissement du canal est une technique d'égalisation temporelle qui force la réponse impulsionnelle du canal raccourci (le couple Canal-Egaliseur) d'être enfermée dans une fenêtre temporelle souhaitée. Le CSE (Channel Shortening Equalizer) est conçu de telle manière 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 :

$$\mathbf{h} = [h_0 \ h_1 \ \dots \ h_{M-1}]^T \quad (1.16)$$

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

$$\mathbf{w} = [w_0 \ w_1 \ \dots \ w_{N-1}]^T \quad (1.17)$$

Ensuite :

$$\mathbf{c} = \mathbf{h} * \mathbf{w} = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ \underbrace{c_\Delta \ c_{\Delta+1} \ \dots \ c_{\Delta+l-1}}_{\substack{\text{Fenêtre de raccourcissement} \\ \text{du canal}}} \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T \quad (1.18)$$

Où \mathbf{c} est un vecteur du canal effectif d'une longueur $M + N - 1$ et "*" représente l'opération de convolution. Les l échantillons non nulles de la réponse impulsionnelle \mathbf{c} allant de c_Δ à $c_{\Delta+l-1}$ représentent la fenêtre du canal raccourci. Un exemple de raccourcissement du canal est illustré dans la Fig. 1.8.

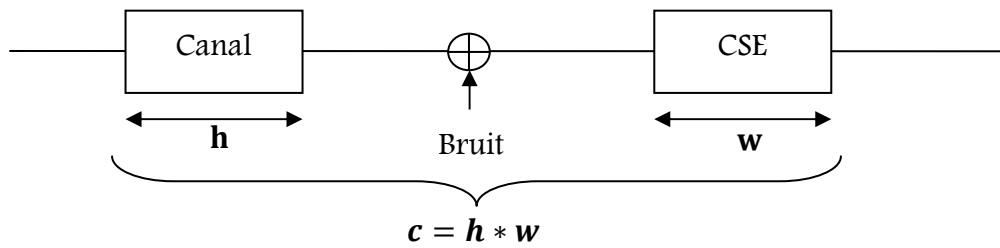


Figure 1.8 - Schéma de principe d'une chaîne de transmission en bande de base avec le CSE.

1.7 L'application actuelle du CSE :

Le raccourcissement du canal a été utilisé dans les systèmes de communications depuis le début des années 1970 [20-21]. Avant, l'utilisation du CSE était de réduire la

complexité de la technique d'estimation MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimation) [20, 21].

Dans les années 1990, il a connu une renaissance en raison de son utilisation dans les systèmes MCM (Multi Carrier Modulation) notamment dans les systèmes filaires qui utilisent la DMT (Discrete MultiTone) ou l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). 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 TEQ (Time Equalizer) ou CSE (Channel Shortening 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.

1.8 Etude bibliographique du CSE:

Dans cette section, nous présentons les modèles les plus importants du CSE disponibles dans l'ordre chronologique. Ces algorithmes ont été proposés pour le calcul du coefficient optimal du CSE (\mathbf{w}).

1.8.1 La méthode du Minimum Mean Squared Error (MMSE) [23]:

La méthode **MMSE** est l'une des premiers modèles du CSE (Figure 1.9). 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 [23].

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 1.9 sont égales.

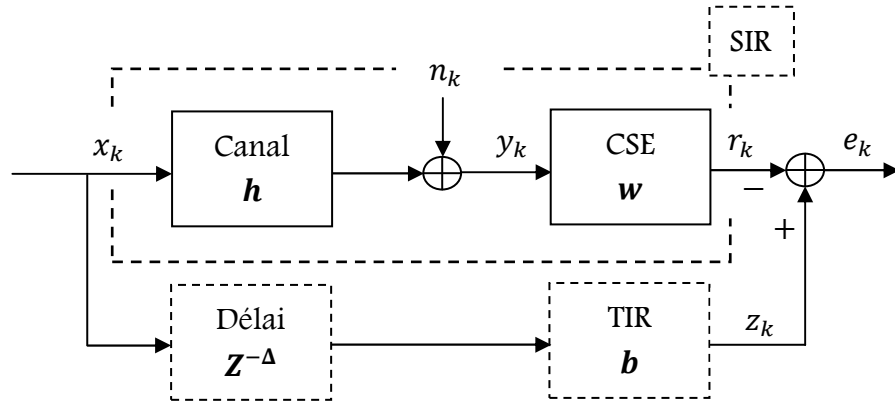


Figure 1.9 - Principe de la méthode MMSE [20].

En d'autres termes, la réponse impulsionnelle du canal égalisé, appelée SIR (Shortening Impulse Reponse) 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 [24].

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 :

$$\begin{bmatrix} y_{k+N-1} \\ y_{k+N-2} \\ \vdots \\ y_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \dots & h_v & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_0 & h_1 & \dots & h_v & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_0 & h_1 & \dots & h_v \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x_{k+N-1} \\ x_{k+N-2} \\ \vdots \\ x_{k-v} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{k+N-1} \\ n_{k+N-2} \\ \vdots \\ n_k \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

ou plus compacte :

$$\mathbf{y}_{k+N-1:k} = \mathbf{H} \mathbf{x}_{k+N-1:k-v} + \mathbf{n}_{k+N-1:k} \quad (1.20)$$

N : représente la longueur d'égaliseur.

v : le préfixe cyclique (CP).

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

$$\mathbf{R}_{xx} \triangleq \mathbb{E}[\mathbf{x}_{k+N-1:k-v} \mathbf{x}_{k+N-1:k-v}^*] \quad (1.21)$$

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

$$\mathbf{R}_{nn} \triangleq \mathbb{E}[\mathbf{n}_{k+N-1:k} \mathbf{n}_{k+N-1:k}^*] \quad (1.22)$$

Où $(.)^*$ exprime l'opération complexe-conjuguée. Aussi, respectivement, la matrice de corrélation d'entrée-sortie et la matrice d'auto corrélation de sortie sont données par (voir Annexe A.1 et A.2 respectivement) :

$$\mathbf{R}_{xy} \triangleq \mathbb{E}[\mathbf{x}_{k+N-1:k-v} \mathbf{y}_{k+N-1:k}^*] = \mathbf{R}_{xx} \mathbf{H}^* \quad (1.23)$$

$$\mathbf{R}_{yy} \triangleq \mathbb{E}[\mathbf{y}_{k+N-1:k} \mathbf{y}_{k+N-1:k}^*] = \mathbf{H} \mathbf{R}_{xx} \mathbf{H}^* + \mathbf{R}_{nn} \quad (1.24)$$

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

$$\mathbf{e}_k \triangleq \mathbf{z}_k - \mathbf{r}_k, \quad (1.25)$$

Elle doit être minimisée. Maintenant, nous revenons à notre problème d'optimisation. De la figure 1.9, la séquence d'erreur \mathbf{e}_k peut être exprimée comme :

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_k &= \sum_{m=0}^{L_b} b_m^* x_{k+N-1-\Delta-m} - \sum_{n=0}^{N-1} w_n^* y_{k+N-1-n} \\ &= [0_{1 \times \Delta} \quad b_0^* \quad b_1^* \dots b_{L_b}^* \quad 0_{1 \times s}] \mathbf{x}_{k+N-1:k-v} - [w_0^* \quad w_1^* \dots w_{N-1}^*] \mathbf{y}_{k+N-1:k} \\ \mathbf{e}_k &\triangleq \mathbf{b}^* \mathbf{x}_{k+N-1:k-v} - \mathbf{w}^* \mathbf{y}_{k+N-1:k} \end{aligned} \quad (1.26)$$

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 (voir Annexe A.3) :

$$MSE \triangleq \mathbb{E}[|e_k|^2] = \mathbf{b}^* \mathbf{R}_{xx} \mathbf{b} - \mathbf{w}^* \mathbf{R}_{yx} \mathbf{b} - \mathbf{b}^* \mathbf{R}_{xy} \mathbf{w} + \mathbf{w}^* \mathbf{R}_{yy} \mathbf{w} \quad (1.27)$$

Par conséquence, 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 :

$$\mathbf{b}^* \mathbf{R}_{xy} = \mathbf{w}^* \mathbf{R}_{yy} \quad (1.28)$$

En combinant (1.27) et (1.28), nous obtenons (voir Annexe A.4) :

$$MSE = \mathbf{b}^* \mathbf{R}_{x/y}^\perp \mathbf{b} \quad (1.29)$$

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 [23], donc le problème devient :

$$\min_{\mathbf{b}} \mathbf{b}^* \mathbf{R}_{x/y}^\perp \mathbf{b} \quad \text{telle que} \quad \mathbf{b}^* \mathbf{b} = \mathbf{1} \quad (1.30)$$

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 [26].

$$\mathbf{U} \triangleq [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_{N_b}]; \quad \mathbf{\Lambda} \triangleq \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \lambda_{N_b} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{U}^* \triangleq \begin{bmatrix} u_1^* \\ u_2^* \\ \vdots \\ u_{N_b}^* \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

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 dans l'équation (1.30) :

$$\mathbf{w}_{opt}^* = \mathbf{b}_{opt} \mathbf{R}_{xy} \mathbf{R}_{yy}^{-1} \quad (1.32)$$

L'inconvénient principal de cette approche c'est qu'elle ne tient pas compte du taux de transmission [9] et sa branche inférieure (Délai+TIR) n'est pas physiquement réalisable [24].

1.8.2 La méthode du Maximum Shortening SNR (MSSNR) :

La méthode **MSSNR** [27] est basée sur l'observation que les ISI sont hors du SIR (Shortening Impulse Reponse), cette technique tente de minimiser (maximiser) l'énergie en dehors (à l'intérieure) de la fenêtre $\nu + 1$ du canal raccourci = $\mathbf{h} * \mathbf{w}$, tout en limitant l'énergie dans la fenêtre désirée constante.

La figure 1.10 [24] explique le fonctionnement de la technique d'égalisation MSSNR :

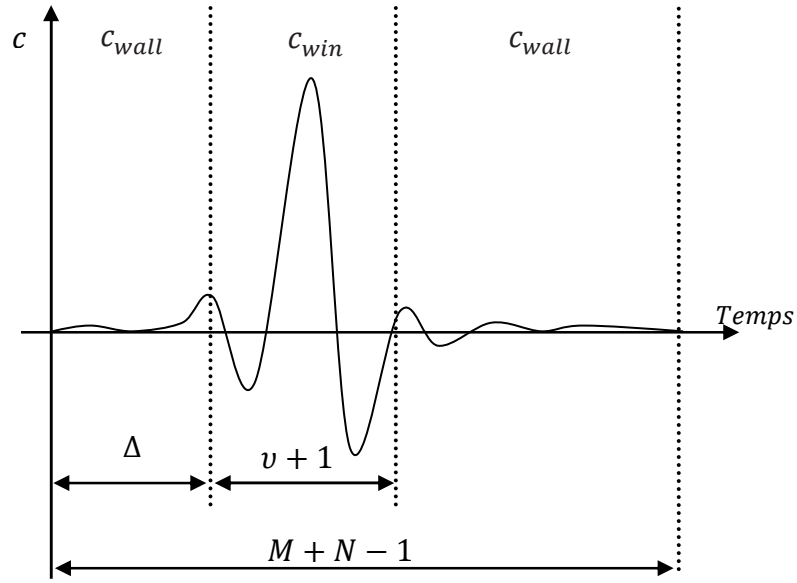


Figure 1.10 - La réponse du canal égalisé par la méthode MSSNR [24].

Le but du MSSNR revient à maximiser le SSNR, qui est le rapport de l'énergie du SIR dans la fenêtre cible sur l'énergie du SIR hors de cette fenêtre, défini par :

$$\max \text{SSNR} = \frac{\sum_{i=\Delta}^{\Delta+\nu} c_i^2}{\sum_{i=0, i \neq (\Delta, \dots, \Delta+\nu)}^{M+N-1} c_i^2} \quad (1.33)$$

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

$$\begin{aligned} \mathbf{c}_{equ} &= \begin{bmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_{M+N-1} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ h_1 & h_0 & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \dots & \dots & \vdots \\ h_M & h_{M-1} & \dots & h_{M-N+2} & h_{M-N+1} \\ 0 & h_M & \dots & \dots & h_{M-N+2} \\ \vdots & \ddots & \dots & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & h_M \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ \vdots \\ w_{M-1} \end{bmatrix} \quad (1.34) \end{aligned}$$

Dont on peut tirer les vecteurs des coefficients à l'intérieure (c_{win}) et à l'extérieure (c_{wall}) de la fenêtre désirée ($\nu + 1$), exprimés par :

$$\begin{aligned}
 \mathbf{c}_{win} &= \begin{bmatrix} c_{\Delta} \\ c_{\Delta+1} \\ \vdots \\ c_{\Delta+v} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} h_{\Delta} & h_{\Delta-1} & \cdots & h_{\Delta-N} \\ h_{\Delta+1} & h_{\Delta} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{\Delta+v} & h_{\Delta+v-1} & \cdots & h_{\Delta+v-N} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ \vdots \\ w_{N-1} \end{bmatrix} \\
 &= \mathbf{H}_{win} \mathbf{w}
 \end{aligned} \tag{1.35}$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{c}_{wall} &= \begin{bmatrix} c_0 \\ \vdots \\ c_{\Delta-1} \\ \cdots \\ c_{\Delta+v+1} \\ \vdots \\ c_{M+N-1} \end{bmatrix} \left. \begin{array}{l} \text{La tête « Head » du vecteur } \mathbf{c}_{wall} \\ \text{La queue « Tail » du vecteur} \end{array} \right\} \\
 \mathbf{c}_{wall} &= \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{\Delta-1} & h_{\Delta-2} & \cdots & h_{\Delta-N-1} \\ h_{\Delta+v+1} & h_{\Delta+v} & \cdots & h_{\Delta+v-N+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & h_{M-1} \\ 0 & 0 & \cdots & h_M \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ \vdots \\ w_{M-1} \end{bmatrix} \\
 &= \mathbf{H}_{wall} \mathbf{w}
 \end{aligned} \tag{1.36}$$

On peut définir les deux énergies à l'intérieure et à l'extérieure de la fenêtre cible $(v + 1)$ par :

$$\mathbf{c}_{win}^T \mathbf{c}_{win} = \mathbf{w}^T \mathbf{H}_{win}^T \mathbf{H}_{win} \mathbf{w} = \mathbf{w}^T \mathbf{B} \mathbf{w} \tag{1.37}$$

$$\mathbf{c}_{wall}^T \mathbf{c}_{wall} = \mathbf{w}^T \mathbf{H}_{wall}^T \mathbf{H}_{wall} \mathbf{w} = \mathbf{w}^T \mathbf{A} \mathbf{w} \tag{1.38}$$

$$\text{où} \quad \mathbf{A} = \mathbf{H}_{wall}^T \mathbf{H}_{wall} \quad \text{et} \quad \mathbf{B} = \mathbf{H}_{win}^T \mathbf{H}_{win} \tag{1.39}$$

Le concept MSSNR est donné par (minimisé l'inverse du $\mathbf{SSNR} \triangleq \frac{\mathbf{w}^T \mathbf{A} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^T \mathbf{B} \mathbf{w}}$) :

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^T \mathbf{A} \mathbf{w} \quad \text{avec} \quad \mathbf{w}^T \mathbf{B} \mathbf{w} = 1 \tag{1.40}$$

Ou bien (maximisé le $\mathbf{SSNR} \triangleq \frac{\mathbf{w}^T \mathbf{B} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^T \mathbf{A} \mathbf{w}}$) :

$$\max_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^T \mathbf{B} \mathbf{w} \quad \text{avec} \quad \mathbf{w}^T \mathbf{A} \mathbf{w} = 1 \tag{1.41}$$

La solution de (1.40) peut être évaluée en utilisant l'équation suivante :

$$\mathbf{w}_{opt} = (\sqrt{\mathbf{B}})^{-1} \hat{\mathbf{a}} \tag{1.42}$$

Où $\sqrt{\mathbf{B}}$ représente la décomposition de Cholesky de \mathbf{B} et $\hat{\mathbf{a}}$ est le vecteur propre correspondant à la valeur propre maximale λ_{\max} de la matrice composite suivante [15,24]:

$$(\sqrt{\mathbf{B}})^{-1} \mathbf{A} (\sqrt{\mathbf{B}}^T)^{-1} \quad (1.43)$$

L'inconvénient de ce concept:

- Il ne tient pas compte le bruit additif
- Il ne maximise pas le débit binaire.

1.8.3 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 » [28, 29]. 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 [28]:

$$\mathbf{h}^{signal} \triangleq \mathbf{G}\mathbf{w}; \quad \mathbf{h}^{ISI} \triangleq \mathbf{D}\mathbf{w} \text{ et } \mathbf{h}^{Noise} \triangleq \mathbf{F}\mathbf{w} \quad (1.44)$$

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 :

$$\mathbf{H} \triangleq \begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ h_1 & h_0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N-1} & h_{N-2} & h_{N-3} & \cdots & h_0 \\ h_N & h_{N-1} & h_{N-2} & \cdots & h_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M-1} & h_{M-2} & h_{M-3} & \cdots & h_{M-N} \end{bmatrix} \quad (1.45)$$

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 [28]:

$$\mathbf{G} \triangleq \text{diag}(\underbrace{0, \dots, 0}_{\Delta \text{ des zéro}}, \underbrace{1, \dots, 1}_{v+1 \text{ des un}}, \underbrace{0, \dots, 0}_{\Delta \text{ des zéro}}) \quad \text{et} \quad \mathbf{D} \triangleq \text{diag}(\underbrace{1, \dots, 1}_{v+1 \text{ des un}}, \underbrace{0, \dots, 0}_{\Delta \text{ des zéro}}, \underbrace{1, \dots, 1}_{v+1 \text{ des un}}) \quad (1.46)$$

Sachant que la fonction fenêtre est donnée par :

$$g(n) \triangleq \begin{cases} 1 & \text{si } \Delta \leq n \leq \Delta + v \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.47)$$

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

- La matrice \mathbf{F} s'écrit [28] :

$$\mathbf{F} \triangleq \begin{bmatrix} I_{N \times N} \\ 0_{(M-N) \times N} \end{bmatrix} \quad (1.48)$$

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

Le vecteur FFT est défini comme :

$$\mathbf{q}_i \triangleq [1 \quad e^{j2\pi i/P} \quad e^{j2\pi 2i/P} \quad \dots \quad e^{j2\pi(N-1)i/P}] \quad (1.49)$$

P est la taille de la IFFT.

En utilisant (1.44) et (1.49) on aura les parties des gains équivalents, respectivement, du signal utile, l'ISI et le bruit :

$$\mathbf{H}_i^{signal} = \mathbf{q}_i^H \mathbf{G} \mathbf{H} \mathbf{w}; \quad \mathbf{H}_i^{ISI} = \mathbf{q}_i^H \mathbf{D} \mathbf{H} \mathbf{w} \quad \text{et} \quad \mathbf{H}_i^{Noise} = \mathbf{q}_i^H \mathbf{F} \mathbf{w} \quad (1.50)$$

On peut définir le **SNR** à la sortie du CSE comme [28]:

$$\mathbf{SNR} \triangleq \frac{\text{Puissance du signal}}{\text{Puissance du bruit} + \text{Puissance d'ISI}} \quad (1.51)$$

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 :

$$\mathbf{SNR}_i \triangleq \frac{S_{x,i} |\mathbf{H}_i^{signal}|^2}{S_{n,i} |\mathbf{H}_i^{Noise}|^2 + S_{x,i} |\mathbf{H}_i^{ISI}|^2} \quad (1.52)$$

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.

Enfin, en substituant (1.50) dans (1.52), nous obtenons :

$$SNR_i = \frac{S_{x,i} |q_i^H G H w|^2}{S_{n,i} |q_i^H F w|^2 + S_{x,i} |q_i^H D H w|^2} \quad (1.53)$$

Cette méthode optimise les poids des coefficients de l'égaliseur CSE afin de maximiser le débit binaire tout en minimisant les interférences entre symboles [24]. Par contre, elle a des désavantages [64] :

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

1.8.4 La méthode du Minimum Delay Spread (MDS) :

L'objectif du MDS est de minimiser la dispersion des retards au carré du canal raccourci c sans tenir compte du CP. L'étalement (dispersion) des retards est défini alors par [30]:

$$D \triangleq \sqrt{\frac{1}{E} \sum_{n=0}^{L_c} (n - \bar{n})^2 |c(n)|^2} \quad (1.54)$$

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 [31]. Par transformation sous forme matricielle, (1.54) peut s'écrire (voir Annexe B):

$$D^2 = \frac{w^H H^H Q_{mDS} H w}{w^H H^H H w} = \frac{w^H A w}{w^H B w} \quad (1.55)$$

où la matrice de pondérations de MDS est définie comme :

$$\begin{aligned} Q_{MDS}(\bar{n}) &\triangleq \text{diag}\{[(0 - \bar{n})^2, \dots, (M + N - \bar{n})^2]\} \\ &\triangleq \text{diag}\{[(0 - \bar{n})^2, \dots, (M' - \bar{n})^2]\} \\ Q_{MDS}(\bar{n}) &\triangleq \text{diag}[(\bar{n})^2, (\bar{n} - 1)^2, \dots, 4, 1, 0, 1, 4, \dots, (M' - \bar{n})^2] \end{aligned} \quad (1.56)$$

D^2 peut être considérée comme une fonction de coût (J_{MDS}) qui doit être minimisée. K. Martin et R. Johnson [32] ont proposé une nouvelle expression de la matrice A de D^2 :

$$\mathbf{A} = \alpha \mathbf{H}^H \mathbf{Q}_{m_{ds}} \mathbf{H} + (1 - \alpha) \mathbf{R}_n \quad (1.57)$$

Le concept du MDS est donné (1.55), (1.56), et (1.57). La solution est généralisée par vecteur propre \mathbf{w} de (\mathbf{A}, \mathbf{B}) correspondant à la plus petite valeur propre λ [33].

1.9 Conclusion :

La technologie UWB a été introduite dans ce premier chapitre. Ses principales caractéristiques sont: sa large occupation spectrale et son fort pouvoir de résolution temporelle, qui ont permis aux scientifiques et aux industriels de prévoir un certain nombre d'applications, par exemple, les réseaux WPAN très haut débit et les applications domestiques.

Nous avons discuté aussi des problèmes dans chaque conception de l'égaliseur CSE et la façon dont l'optimisation conduit au CSE optimal. La plupart des conceptions entrent dans l'une des deux catégories: raccourcissement de la réponse impulsionnelle et la maximisation du rapport signal à bruit. En revanche, le CSE a pour but de réduire la taille du canal afin de réduire les ISI et la complexité du récepteur Rake.

Chapitre 2

**Raccourcissement du Canal UWB basé
sur la Concentration d'Energie par la
SVD**

Chapitre 2

Raccourcissement du Canal UWB basé sur la Concentration d'Énergie par la SVD

2.1 Introduction :

Afin d'avoir à la fois une bonne réduction du canal et un meilleur taux d'erreur binaire, on propose d'adapter la méthode [34, 35] basée sur la réduction de la complexité des coefficients CSE à notre système de raccourcissement du canal UWB. Pour cela, on divise ses coefficients en deux parties. La première partie est dédiée à concentrer l'énergie utile dans une fenêtre de longueur désirée l en exploitant la décomposition en valeurs singulières (SVD), et la deuxième partie annule les coefficients du canal effectif (Canal-CSE) en dehors de cette fenêtre raccourcie.

La présence de l'égaliseur CSE proposé avant le récepteur Rake simplifie grandement l'architecture du récepteur P-Rake en réduisant significativement le nombre d'échantillons du nouveau canal effectif (Canal-CSE). Les résultats de simulation, en termes de raccourcissement de la réponse impulsionnelle du canal et de taux d'erreur binaire (BER), seront ainsi comparés entre l'algorithme proposé et, les méthodes conventionnelles du CSE (MSSNR et MDS) et les récepteurs Tout-Rake (A-Rake), Rake partiel (P-Rake) et Rake sélectif (S-Rake).

2.2 Modélisation du système TH-UWB en présence du CSE:

Nous considérons un système asynchrone TH-2PPM-UWB (figure 2.1). Le signal émis $s_j(t)$ pour l'utilisateur j est donnée par [36-38]:

$$s_j(t) = \sum_{i=0}^{N_s-1} \sqrt{E_j} \varphi(t - iT_f - c_{j,i}T_c - a_{j,i}\Delta) \quad (2.1)$$

Où $\varphi(t)$ est l'impulsion normalisée et E_j est l'énergie de chaque impulsion transmise par l'utilisateur j . Le retard $c_{j,i}T_c$ est celui du code de TH, $c_{j,i}$ est le $i^{\text{ème}}$ coefficient du code pseudo-aléatoire définissant la séquence TH de l'utilisateur j , $0 \leq c_{j,i} < N_s - 1$. Le code différent pour chaque utilisateur permet d'éviter des collisions (interférence) entraînant une perte complète de l'information, Δ est l'écart temporel introduit par la PPM et $a_{j,i}$ est une donnée binaire (0 ou 1) portée par l'impulsion, T_c est la durée du chip et T_f la durée d'une trame.

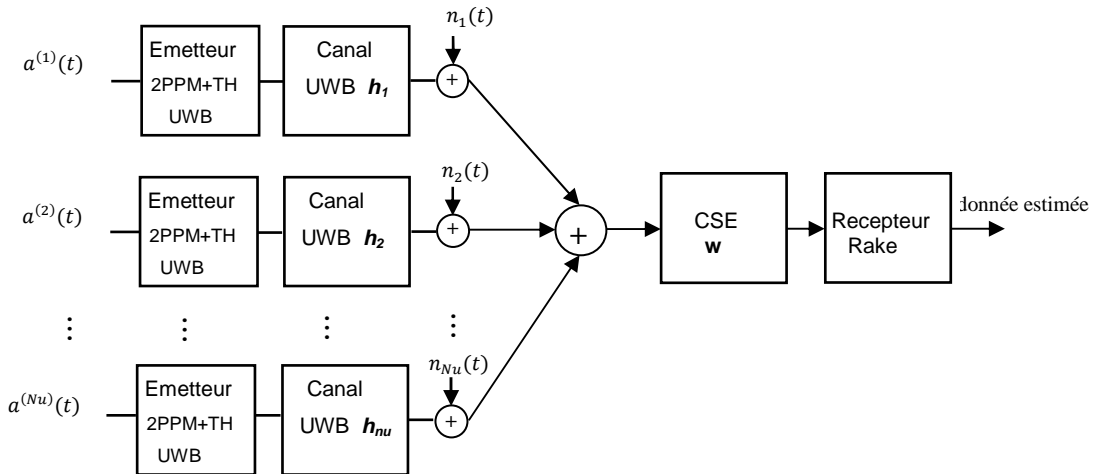


Figure 2.1 - Chaîne de transmission TH-UWB en présence d'un CSE [37].

2.2.1 Modèles du canal UWB :

Le canal de propagation impose des limites fondamentales aux performances du système UWB en termes de portée et de débit. Les choix de modulation, ainsi que les techniques d'émission et les stratégies de réception du signal UWB dépendent largement du comportement du canal de propagation dans les environnements d'utilisation potentielle [5]. Notons que le modèle développé par le groupe de normalisation IEEE 802.15.3a pour les réseaux WPAN à haut débit est inspiré largement du modèle « Saleh-Valenzuela » [38, 39]. Il en diffère principalement par sa décroissance des amplitudes

$(\beta_{k,l})$ qui suit une loi de type log-normale au lieu d'une décroissance exponentielle (ou une distribution de Rayleigh). Plus précisément, la loi de log-normale offre une meilleure adéquation entre le modèle IEEE 802.15.3a et les observations expérimentales [34].

a) Modèle Saleh-Valenzuela (S-V) :

Un des modèles les plus utilisés dans le domaine des radiocommunications *indoor* est le modèle S-V. Ce modèle est basé sur l'observation d'un grand nombre de mesures, et caractérisé par le fait que les échos arrivent généralement en *clusters* (groupes), eux-mêmes composés d'un grand nombre d'échos [38].

Les temps d'arrivée T_l des *clusters* suivent un processus de Poisson de paramètre Λ (le *taux d'apparition*), ce qu'il va impliquer le temps entre deux *clusters* suit une loi exponentielle de paramètre Λ [39, 40]:

$$p(T_l \setminus T_{l-1}) = \Lambda e^{-\Lambda(T_l - T_{l-1})} \quad (2.2)$$

De même, à l'intérieur de chaque *cluster*, les temps d'arrivée $\tau_{k,l}$ de chaque trajet suivent aussi un processus de Poisson de paramètre λ (le *taux d'apparition*). Donc Les trajets sont espacés d'un temps régi par une loi exponentielle de paramètre λ [39]:

$$p(\tau_{k,l} \setminus \tau_{k-1,l}) = \lambda e^{-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{k-1,l})} \quad (2.3)$$

Pour déterminer l'amplitude $\beta_{k,l}$ de chaque trajet k au sein du *cluster* l , on considère que l'amplitude des *clusters* suit une décroissance exponentielle de constante de temps Γ , et que l'amplitude des trajets à l'intérieur d'un *cluster* suit aussi une décroissance exponentielle de constante de temps γ avec $\Gamma > \gamma$ [39, 40]. Pour chaque trajet d'indices (k, l) , la puissance moyenne $\overline{\beta_{k,l}^2}$ s'exprime par [38]:

$$\overline{\beta_{k,l}^2} = \overline{\beta^2(T_l, \tau_{k,l})} = \overline{\beta^2(0,0)} e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma} \quad (2.4)$$

Où $\overline{\beta^2(0,0)} = \overline{\beta_{0,0}^2}$ est la puissance moyenne du premier trajet du premier *cluster*. Le produit de l'équation précédente est donc une variable aléatoire suivant une loi exponentielle et sa racine carrée $\beta_{k,l}$ suit aussi une loi exponentielle. X est une variable aléatoire d'amplitude générale. Aussi, la phase $\theta_{k,l}$ du $k^{\text{ème}}$ trajet du $l^{\text{ème}}$ *cluster* est distribuée indépendamment pour chaque trajet et uniformément entre 0 et 2π . Un exemple du modèle de canal S-V à double décroissance exponentielle est représenté dans la Figure 2.2.

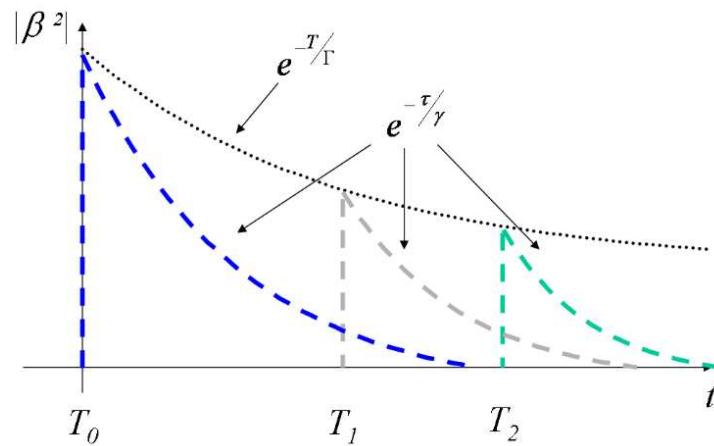


Figure. 2.2 – Représentation schématique du modèle de canal S-V à double décroissance exponentielle [8].

Donc, l'expression finale de la réponse impulsionnelle du canal multi-trajet s'écrit comme [39, 40]:

$$h(t) \triangleq X \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \beta_{k,l} e^{i\theta_{k,l}} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (2.5)$$

La figure ci-dessous représente la réponse impulsionnelle du modèle de canal S-V:

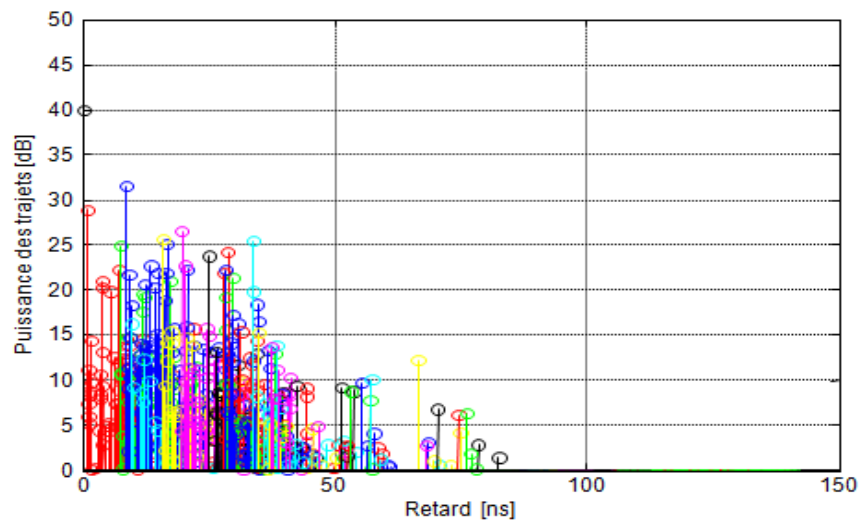


Figure 2.3 – Réponse impulsionnelle du modèle de canaux S-V [41].

b) Modèle IEEE 802.15.3a :

L'IEEE a mis en place la norme 802.15.3a qui a pour objectif d'accéder à des débits allant jusqu'à 480 Mbit/s (*haut débit*). Il s'inspire largement du modèle SV et il en diffère principalement par le fait que c'est un *modèle réel* et que la décroissance des amplitudes suit une loi de type log-normale au lieu d'une décroissance exponentielle. On obtient ainsi le calcul de β_{kl} (*en dB*) qui suit une loi log-normale définie par [40, 42] :

$$20 \log_{10}(\beta_{k,l}) \propto \mathcal{N}(\mu_{k,l}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2) \quad (2.6)$$

ou encore :

$$\beta_{k,l} \triangleq 10^{\frac{\mu_{k,l} + n_1 + n_2}{20}} \quad (2.7)$$

où $n_1 \propto \mathcal{N}(0, \sigma_1^2)$ et $n_2 \propto \mathcal{N}(0, \sigma_2^2)$ sont indépendants et correspondent aux variations d'amplitude s'appliquant respectivement à chaque *cluster* et à chaque trajet [42].

$$n_1 \triangleq 0 + \sigma_1 \quad \text{et} \quad n_2 \triangleq 0 + \sigma_2 \quad (2.8)$$

σ_1 et σ_2 sont des paramètres de *fading* (*évanouissement d'amplitude*) pour les *clusters* et les trajets.

Aussi, la puissance moyenne $\mu_{k,l}$ s'écrit comme [42]:

$$\mu_{k,l} \triangleq \frac{1}{\ln(10)} \left(10\Omega_{0,0} - 10 \frac{T_l}{\Gamma} - 10 \frac{\tau_{k,l}}{\gamma} \right) - \frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) * \ln(10)}{20} \quad (2.9)$$

Avec : $\Omega_{0,0} = \beta_{0,0}^2$ est la puissance moyenne du premier trajet du premier *cluster*.

Enfin, la variance (*en dB*) de la fluctuation du niveau de la puissance totale X pour une réalisation est définie par [42]:

$$20 \log_{10}(X) \propto \mathcal{N}(0, \sigma_X^2) \quad (2.10)$$

Où : σ_X représente le paramètre de *shadowing* (*ombrage entre les clusters eux-mêmes et les trajets*) s'appliquant à l'ensemble de la réponse impulsionnelle.

Ainsi, le groupe de travail IEEE 802.15.3a [42] a défini quatre configurations différentes identifiées par la nature de la liaison (visibilité directe {*LOS-Line Of Sight*} ou visibilité non directe {*NLOS-No Line Of Sight*}) et par la distance entre l'émetteur-récepteur. En fonction de valeurs spécifiques attribuées aux paramètres précédents, on peut décrire quatre canaux correspondants à chacune de ces situations [42].

- le modèle de canal CM1 correspond à une distance de 0 à 4 mètres en situation de visibilité directe entre l'antenne d'émission et de réception (LOS).
- le modèle de canal CM2 correspond à une distance de 0 à 4 mètres en situation d'absence de visibilité directe entre l'antenne d'émission et de réception (NLOS).
- le modèle de canal CM3 correspond à une distance de 4 à 10 mètres en situation d'absence de visibilité directe entre l'antenne d'émission et de réception (NLOS).
- le modèle de canal CM4 correspond à une configuration NLOS sévère (trop d'obstacles entre l'émetteur-récepteur).

Le Tableau 2.1 présente les principales caractéristiques de ces quatre canaux :

Param.\canal	CM1	CM2	CM3	CM4
Λ [1/ns]	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
λ [1/ns]	2.5	0.5	2.1	2.1
Γ [ns]	7.1	5.5	14	24
γ [ns]	4.3	6.7	7.9	12
σ_1 [dB]	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
σ_2 [dB]	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
σ_x [dB]	3	3	3	3

Tableau. 2.1 – Les paramètres des quatre canaux définis par IEEE 802.15.3a [42].

La figure 2.4 représente les réponses impulsionnelles de canal déterminées par simulation pour chaque version du modèle IEEE 802.15.3a :

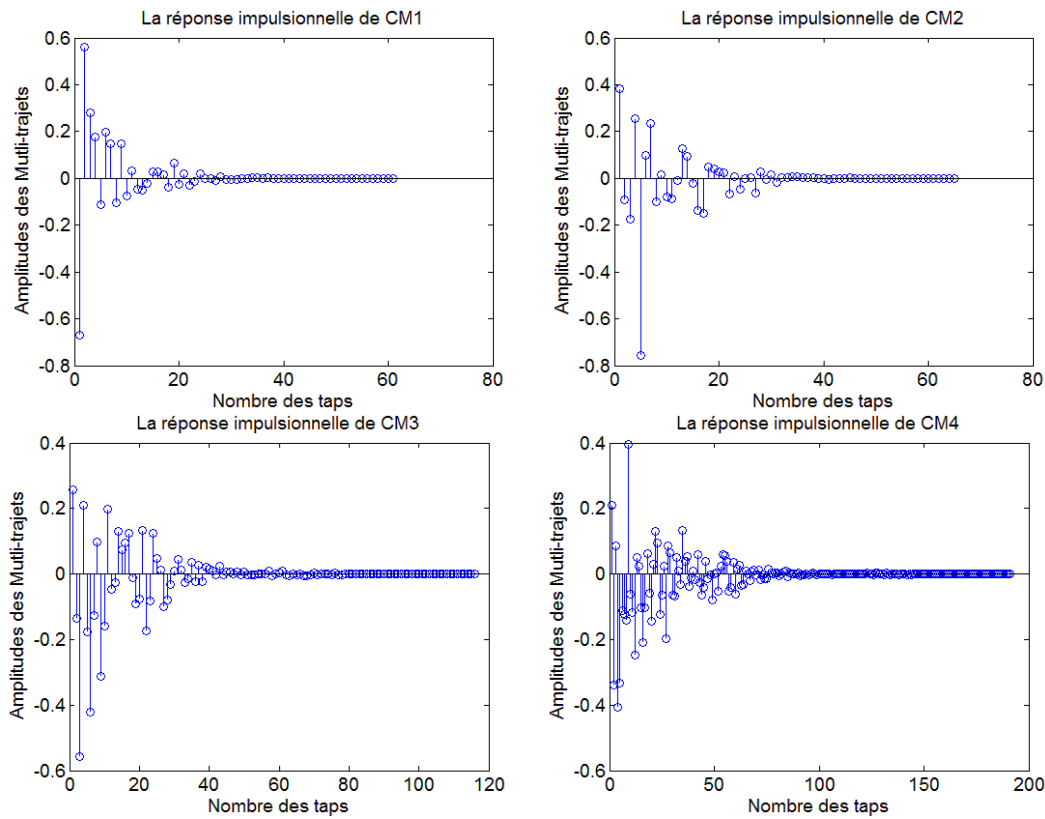


Figure. 2.4 – Les réponses impulsionnelles des quatre canaux du modèle IEEE 802.15.3a.

2.3 Raccourcissement du canal basé sur la décomposition SVD

Vu la complexité d'un canal UWB dans un système de transmission TH-PPM, nous proposons dans cette section, une méthode basée sur la conception en deux étapes d'un filtre de raccourcissement de canal (CSE) [37]. La conception du dit CSE doit répondre aux deux objectifs complémentaires suivants:

- 1) Concentration de l'énergie dans la fenêtre cible raccourcie, de longueur l de la réponse impulsionnelle du canal effectif (Canal-CSE), en utilisant la décomposition SVD. Il s'agit de minimiser les interférences ISI et de fournir un récepteur Rake, de faible complexité, avec les multitrajets les plus puissants.
- 2) Annuler ou Minimiser ultérieurement les échantillons du canal effectif en dehors de la fenêtre cible. Ceci permet, à la fois, de fournir un récepteur Rake avec moins de doigts et de capter une grande quantité d'énergie du signal.

2.3.1 Concentration d'énergie utile dans une fenêtre cible raccourcie :

Afin d'avoir à la fois une bonne réduction du canal et un meilleur taux d'erreur binaire, nous proposons d'adopter la méthode [34, 35], basée sur la réduction de la complexité des coefficients CSE à notre système de raccourcissement du canal à UWB. La première partie est dédiée à concentrer l'énergie dans une longueur désirée l en utilisant la méthode de la *décomposition en valeur singulière* (SVD) [36, 37]. Soit le vecteur des coefficients du CSE de longueur N est divisée en deux parties comme suit [35]:

$$\mathbf{w} = \left[\underbrace{w_{max}(0), \dots, w_{max}(l-1)}_{\mathbf{w}_{max}}, \underbrace{w_{min}(0), \dots, w_{min}(N-l-1)}_{\mathbf{w}_{min}} \right] \quad (2.11)$$

où :

$$\mathbf{w}_{max} = [w_{max}(0), \dots, w_{max}(l-1)] \quad (2.12)$$

$$\mathbf{w}_{min} = [w_{min}(0), \dots, w_{min}(N-l-1)], \quad (2.13)$$

et l est la longueur de la fenêtre cible \mathbf{w}_{max} .

De même, nous divisons le canal original \mathbf{h}_u de l'utilisateur d'intérêt u en deux parties [35] :

$$\mathbf{h}_u = \left[\underbrace{h_u(0), \dots, h_u(l-1)}_{\mathbf{h}_{u,max}}, \underbrace{h_u(l), \dots, h_u(M-1)}_{\mathbf{h}_{u,min}} \right] \quad (2.14)$$

où :

$$h_{max} = [h(0), \dots, h(l-1)] \quad (2.15)$$

$$h_{min} = [h(l), \dots, h(M-1)] \quad (2.16)$$

Donc la convolution entre les coefficients du CSE (\mathbf{w}) et le canal original (\mathbf{h}) donne un canal raccourci (\mathbf{c}) d'une longueur $M' = M + N - 1$ décrite par l'équation suivante [35]:

$$\mathbf{c}_u = \left[\underbrace{c(0), \dots, c(L-1)}_{\mathbf{c}_{u,max}}, \underbrace{c(L), \dots, c(M'-1)}_{\mathbf{c}_{u,min}} \right] \quad (2.17)$$

où:

$$\begin{cases} \mathbf{c}_{u,max} = \mathbf{w}_{max} * \mathbf{h}_{u,max} & (2.18) \\ \mathbf{c}_{u,min} = (\mathbf{w}_{max} * \mathbf{h}_{u,min}) + (\mathbf{w}_{min} * \mathbf{h}_{u,max}) + (\mathbf{w}_{min} * \mathbf{h}_{u,min}) & (2.19) \end{cases}$$

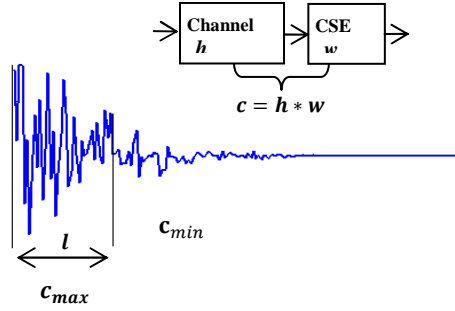


Figure 2.5 - Réponse impulsionnelle UWB.

Nous désirons qu'une grande énergie de c est concentrée dans la fenêtre $c_{u,max}$. La longueur de $c_{u,max}$ est égale à l *qui peut être ajustée afin d'optimiser le critère de raccourcissement du canal*. L'énergie de $c_{u,max}$ doit être supérieure à celle de $h_{u,max}$ [34]. En développant le produit de convolution de l'équation (2.18), on peut écrire $c_{u,max}$ comme suit:

$$c_{u,max}(k) = \sum_{j=0}^k w_{max}(j)h_u(k-j) \quad (2.20)$$

où $0 \leq k \leq l-1$, ce qui montre que $c_{u,max}$ dépend toujours des coefficients de raccourcissement du canal w_{max} .

D'autre part, nous présentons $c_{u,min}$ à l'extérieur de la fenêtre cible comme suit [35],

$$\begin{aligned} c_{u,min}(k) = & \underbrace{\sum_{j=0}^{l-1} w_{max}(j)h_u(k-j+l)}_{\mathbf{b}_{vect}} + \underbrace{\sum_{j=0}^k w_{min}(j)h_u(k-j)}_{\mathbf{s}_{vect}} \\ & + \underbrace{\sum_{j=0}^k w_{min}(j)h_u(k-j+l)}_{\mathbf{d}_{vect}} \end{aligned} \quad (2.21)$$

où: $0 \leq k \leq M-l-1$. Pour mieux comprendre la décomposition des coefficients du CSE en (w_{max}, w_{min}) , on introduit une matrice \mathbf{M}_{int} donnée par la figure 2.6.

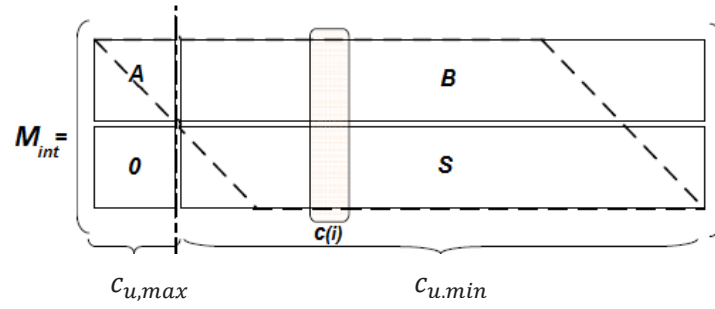


Figure 2.6 – Matrice de convolution intermédiaire décomposée en quatre matrices A, B, S et matrice nulle [35].

Cette matrice est utilisée comme une matrice de convolution intermédiaire, elle est obtenue par la décomposition des opérations de convolution entre \mathbf{w} et \mathbf{h} en quatre parties [35]:

1. La matrice triangulaire A est de dimension $l \times l$ ou chaque élément dépend toujours de h_{max} et w_{max} :

$$A = \begin{bmatrix} w_{max}(0)h(0) & w_{max}(0)h(1) & \cdots & w_{max}(0)h(l-1) \\ 0 & w_{max}(1)h(0) & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & w_{max}(l-1)h(0) \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

2. La matrice B est de dimension $(l \times M' - l)$ où chaque élément dépend toujours de w_{max} et h .

$$B = \begin{bmatrix} w_{max}(0)h(l) & \cdots & 0 & 0 \\ w_{max}(1)h(l-1) & \cdots & w_{max}(1)h(M-1) & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ w_{max}(l-1)h(1) & \cdots & w_{max}(l-1)h(M-2) & w_{max}(l-1)h(M-1) \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

3. La matrice S est de dimension $N - l \times M' - l$ où chaque élément dépend toujours de w_{min} et h .

$$S = \begin{bmatrix} w_{min}(0)h(0) & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & w_{min}(1)h(M-1) & \cdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & 0 \\ 0 & \cdots & w_{min}(N-l-1)h(0) & \cdots & w_{min}(N-l-1)h(M-1) \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

4. La matrice nulle de dimension $(N - l) \times l$.

Pour l donnée, chaque coefficient de \mathbf{c} est obtenu par la sommation de chaque colonne de la matrice \mathbf{M}_{int} [35]. Sachant que $\mathbf{c}_{u,max}$ dépend de \mathbf{w}_{max} , donc l'idée de base consiste à concentrer le plus d'énergie dans quelques premiers coefficients de \mathbf{w}_{max} en utilisant la

méthode de la *décomposition en valeur singulière* (SVD) [37]. Sous forme matricielle, $c_{u,max}$ de l'équation (2.18) devient:

$$\mathbf{c}_{u,max} = \mathbf{H}_{u,max} \mathbf{w}_{max} \quad (2.25)$$

où $\mathbf{H}_{u,max}$ est la matrice de convolution de la partie du canal cible de dimension $(2l - 1) \times l$:

$$\mathbf{H}_{u,max} = \begin{bmatrix} h_{u,0} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ h_{u,1} & h_{u,2} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & h_{u,L-1} & h_{u,2L-2} \\ 0 & 0 & \dots & 0 & h_{u,2L-1} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Le SVD peut être considéré comme une méthode de raccourcissement de canal qui tente de transformer $\mathbf{H}_{u,max}$ en une matrice diagonale Σ par des transformations orthogonales de u_i et v_i [43-47]:

$$\mathbf{H}_{u,max} = \mathbf{U} \Sigma \mathbf{V}' = \sum_{i=1}^r \sigma_i u_i v_i' \quad (2.27)$$

où:

- $\mathbf{U} = [u_1 u_2, \dots, u_h] \in R^{(2l-1) \times (2l-1)}$ et $\mathbf{V} = [v_1 v_2, \dots, v_h] \in R^{l \times l}$

$$\Sigma_{(2l-1) \times l} = \begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sigma_2 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \sigma_r \\ 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix}$$

- $\mathbf{U}^t \mathbf{U} = \mathbf{I}_{2l-1}$ and $\mathbf{V}^t \mathbf{V} = \mathbf{I}_l$, où t représente le transposé.
- Les valeurs singulières σ_i , c'est-à-dire les éléments diagonaux non nuls de Σ , sont disposés dans un ordre décroissant: $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_r \geq \sigma_{r+1} = \dots = 0$.
- σ_i^2 est la valeur propre de $\mathbf{H}_{u,max} \mathbf{H}_{u,max}^T$ et $\mathbf{H}_{u,max}^T \mathbf{H}_{u,max}$, u_i et v_i sont respectivement les vecteurs propres de $\mathbf{H}_{u,max} \mathbf{H}_{u,max}^T$ et $\mathbf{H}_{u,max}^T \mathbf{H}_{u,max}$.

On obtient alors \mathbf{w}_{max} en fonction des coefficients de décomposition de la valeur singulière. Notons que l'énergie du canal est préservée dans sa valeur singulière Σ . En raison de la même dimension de Σ avec $\mathbf{H}_{u,max}$, la concentration de l'énergie du canal effectif dans la fenêtre désirée l dépend de σ_i :

$$w_{max}(i) = \sigma_i \quad 0 \leq i \leq l - 1$$

$$\mathbf{w}_{max} = \text{diag}(\Sigma),$$

$$\mathbf{w}_{\max} = [\sigma_1 \ \sigma_2 \ \dots \ \sigma_{r-1}]^T \quad (2.28)$$

où $r = \text{rank}(\mathbf{H}_{u,\max}) = l$, car $\mathbf{H}_{u,\max} \in R^{(2l-1) \times l}$.

2.3.2 Annulation de la partie non-désirée du canal raccourci.

La deuxième partie annule les coefficients du canal effectif en dehors de la fenêtre désirée l . Partons du principe de la décomposition (figure 2.6) et de l'équation (2.19), $c_{u,\min}$ peut se mettre sous la forme suivante [35]:

$$\begin{aligned} c_{u,\min}(k) = & \underbrace{\sum_{j=0}^{l-1} w_{\max}(j) h_u(k-j+L)}_{b_{vect}(k)} + \underbrace{\sum_{j=0}^k w_{\min}(j) h_u(k-j)}_{s_{vect}(k)} \\ & + \underbrace{\sum_{j=0}^k w_{\min}(j) h_u(k-j+l)}_{d_{vect}(k)} \end{aligned} \quad (2.29)$$

où: $0 \leq k \leq M' - l - 1$ et le troisième terme $d_{vect}(k)$ est égale zéro.

Nous appelons \mathbf{s}_{vect} le vecteur résultant à partir des sommes de chaque colonne de la matrice \mathbf{S} :

$$s_{vect}(k) = \sum_{j=0}^k w_{\min}(j) h_u(k-j) \quad (2.30)$$

où $0 \leq k \leq M' - l - 1$. Aussi, nous appelons \mathbf{b}_{vect} le vecteur calculé à partir des sommes de chaque colonne de la matrice \mathbf{B} :

$$b_{vect}(k) = \sum_{j=0}^{L-1} w_{\max}(j) h_u(k-j+l) \quad (2.31)$$

De (2.30) et (2.31), \mathbf{c}_{\min} peut s'écrire comme:

$$\mathbf{c}_{\min} = \mathbf{s}_{vect} + \mathbf{b}_{vect} \quad (2.32)$$

Pour une réponse impulsionnelle raccourcie qui a des échantillons nuls en dehors de la fenêtre désirée l , il est nécessaire que :

$$\mathbf{c}_{u,\min} = \mathbf{0} \Leftrightarrow \mathbf{w}_{\min} * \mathbf{h}_u = -\mathbf{b}_{vect} \cdot \quad (2.33)$$

On peut résoudre cette équation dans le domaine fréquentiel en utilisant la FFT

$$\mathbf{W}_{\min} \odot \mathbf{H}_u = \mathbf{S}_{vect} = -\mathbf{B}_{vect} \quad (2.34)$$

où \mathbf{W}_{\min} , \mathbf{H}_u , \mathbf{S}_{vect} et \mathbf{B}_{vect} sont respectivement la transformée de Fourier rapide de \mathbf{w}_{\min} , \mathbf{h}_u , \mathbf{s}_{vect} et \mathbf{b}_{vect} . \odot représente la multiplication élément par élément.

Enfin, nous calculons les coefficients de \mathbf{w}_{\min} en appliquant l'IFFT comme suit [35],

$$w_{\min}(k) = \frac{1}{N} \sum_{f=0}^{F-1} \frac{B_{\text{vect}}(f)}{H(f)} \exp\left(\frac{2\pi j}{N} kf\right) \quad (2.35)$$

où N est la longueur de \mathbf{B}_{vect} et H , $0 \leq k \leq N - L - 1$.

2.4 Résultats de simulation

Les conditions de simulation sont identiques pour toutes les trois méthodes comparatives d'égalisation (la méthode proposée [37], MSSNR [27], MDS [12]). Afin d'évaluer les performances de nos égaliseurs CSE, nous avons choisi les deux canaux CM1 et CM4 de la norme IEEE 802.15.3a. Le CM1 correspond à une distance de 0 à 4 mètres en situation de visibilité directe entre l'antenne d'émission et de réception (LOS). Le choix de CM4 est judicieux car il présente le cas le plus défavorisé (trop d'obstacles entre l'émetteur et le récepteur). Supposons que la synchronisation est parfaite entre l'émetteur et le récepteur et que le canal est connu par l'émetteur et le récepteur.

La forme d'onde transmise $\varphi(t)$ est choisie comme deuxième dérivée d'une impulsion gaussienne avec une durée d'impulsion $T_\varphi = 0.15$ ns. Les paramètres de l'émetteur TH-PPM-UWB sont: $T_s = 7.2$ ns, $\Delta = 0.15$ ns, $T_c = 0.9$ ns. Le nombre d'utilisateur est $N_u = 10$.

Remarque : le choix de la fenêtre désirée $l = 8$ est pris par une étude approfondie, il est basée sur des testes itératifs jusqu'à avoir une bonne courbe illustrative de raccourcissement du canal.

La figures 2.7 représente les réponses impulsionnelles du canal original et de son raccourci par la méthode MSSNR conventionnelle. Nous constatons une diminution des amplitudes des échantillons à l'extérieure de la fenêtre cible. Cela est tout à fait logique, puisqu'elle est basée sur la maximisation du rapport d'énergie de l'information utile à l'intérieure de la fenêtre désirée sur l'énergie en dehors de cette fenêtre.

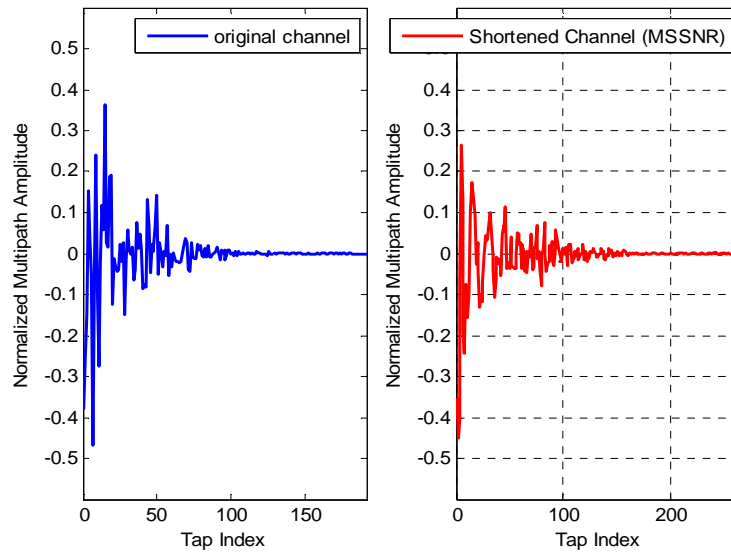


Figure 2.7- Réponses impulsionnelles du canal original CM4 et du canal effectif (canal-CSE) avec la méthode optimale MSSNR.

Par contre dans la figure 2.8, la méthode proposée présente un bon raccourcissement. Cela est dû, d'une part, à la grande capacité de notre l'algorithme à raccourcir et à concentrer la plus grande quantité d'énergie dans la fenêtre désirée l et, d'autre part, à annuler l'énergie en dehors de cette fenêtre. Notons que les amplitudes des échantillons obtenus du canal effectif (canal-CSE) situés dans la fenêtre souhaitée sont plus élevées que celles du canal original, cela est dû à l'étape d'initialisation SVD des premiers Coefficients de l'égaliseur \mathbf{w}_{\max} qui sont disposés dans un ordre décroissant.

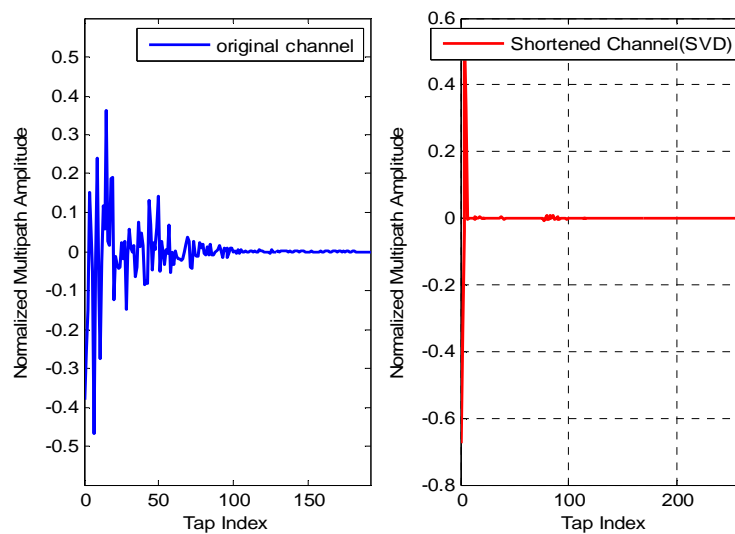


Figure 2.8 -Réponses impulsionnelle du canal original CM4 et du canal effectif (canal-CSE) avec la méthode proposée (SVD).

Les figures 2.9 et 2.10 illustrent les performances des égaliseurs CSE (proposé, MSSNR, MDS et Tout-Rake sans CSE) dans les deux canaux CM1 et CM4 en fonction du terme de taux d'erreur binaire BER. Il est clair que la méthode proposée donne de meilleurs résultats par rapport autres méthodes, Cela est le fruit non seulement de sa conception qui est basée sur la concentration de l'énergie à l'intérieure de la fenêtre désirée en utilisant la méthode d'optimisation optimale SVD, mais aussi de l'idée principale d'annulation, en dehors de cette fenêtre, de la plus grande quantité d'énergie indésirable qui représente les interférences ISI et MAI.

Parallèlement, la méthode MSSNR cherche seulement à maximiser le rapport d'énergie de l'information utile à l'intérieure de la fenêtre cible sur l'énergie en dehors de cette fenêtre. Tandis que la MDS vise seulement à minimiser la propagation de retard de la réponse impulsionnelle totale du canal. Par ailleurs, le récepteur Tout-Rake sans CSE (Lower Bound) surpasse fréquemment toutes les conceptions en capturant tous les multi-trajets et en recueillant l'énergie totale du signal émis.

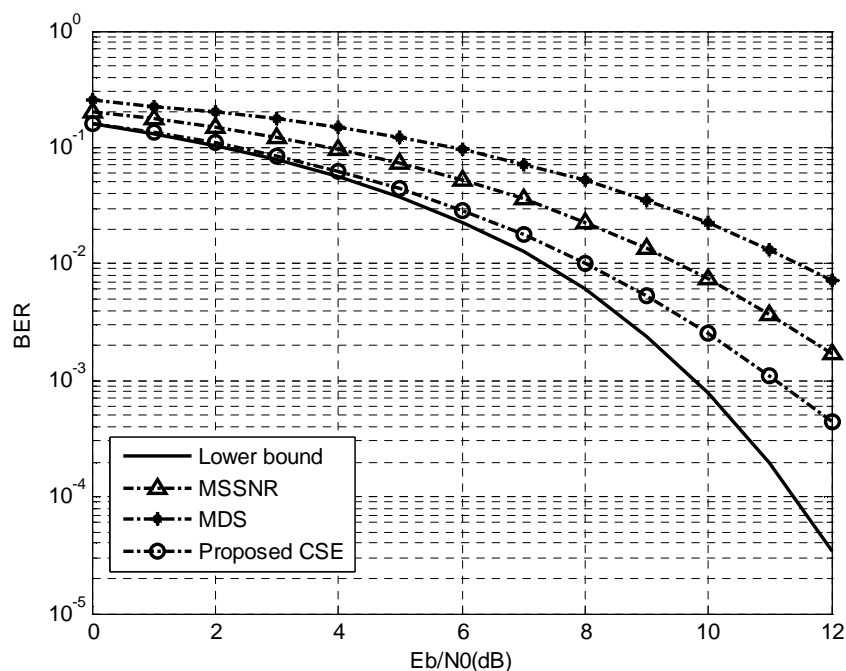


Figure 2.9 –Performances des méthodes d'égalisations (proposée, MSSNR, MDS et Tout-Rake sans CSE) en BER dans le canal CM1.

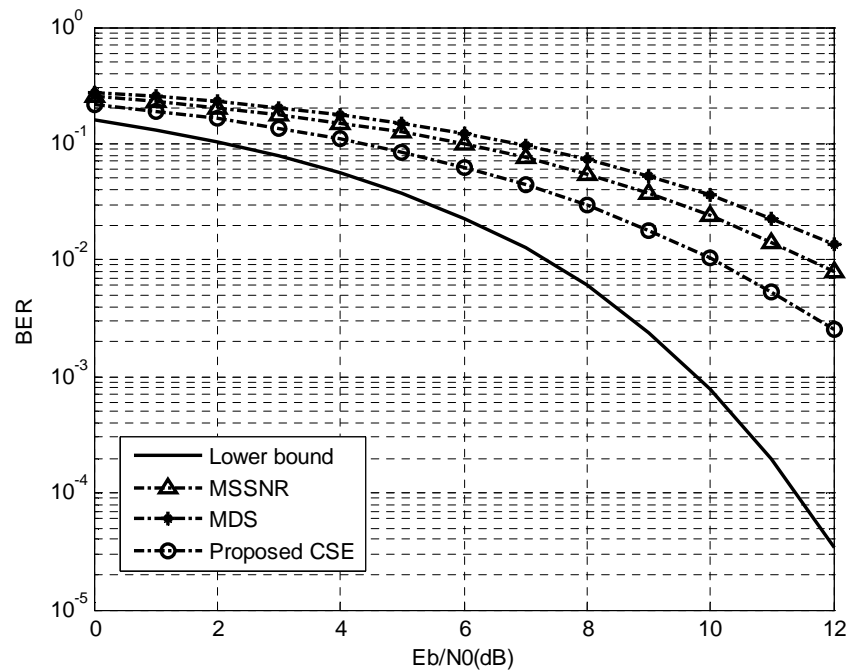


Figure 2.10 – Performances des méthodes d'égalisations (proposée, MSSNR, MDS et Tout-Rake sans CSE) en BER dans le canal CM4.

Dans les figures 2.11 et 2.12, nous comparons les performances du CSE proposé avec les différentes structures du récepteur Rake (P-Rake, S-Rake et Tout-Rake) en terme de BER. Comme on pouvait s'y attendre, le meilleur résultat est obtenu avec le récepteur Tout-Rake idéal, qui traite toutes les contributions multitrajets, néanmoins, il présente une très grande complexité de calcul. Le récepteur Partial-Rake (P-Rake), malgré qu'il est moins complexe puisqu'il capte juste une fraction de l'énergie du signal désiré disponible dans les l premiers multipaths, mais il entraîne un mauvais rendement du SNR et du BER. Le récepteur Selective-Rake (S-Rake) sélectionne les l multipaths les plus forts, mais il souffre de l'ISI, ce qui contribue à l'auto-interférence et par conséquent dégrade la sortie SNR. Le CSE proposé du fait, qu'il concentre l'énergie du signal dans la fenêtre désirée de taille l multitrajets à grande énergie et évite ainsi l'ISI en dehors de cette fenêtre, il présente le meilleur BER. Un autre avantage de la méthode proposée est qu'elle permet l'implémentation du P-Rake avec moins de corrélateurs en réduisant le nombre d'échantillons du canal effectif (canal-CSE).

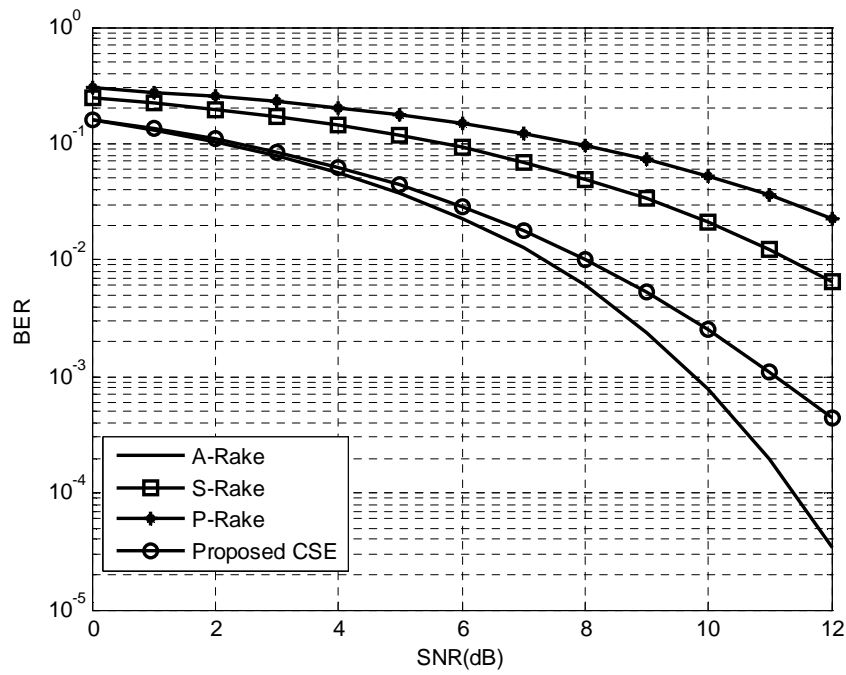


Figure 2.11 - Performances de la méthode proposé avec les différentes structures du récepteur Rake dans le canal CM1.

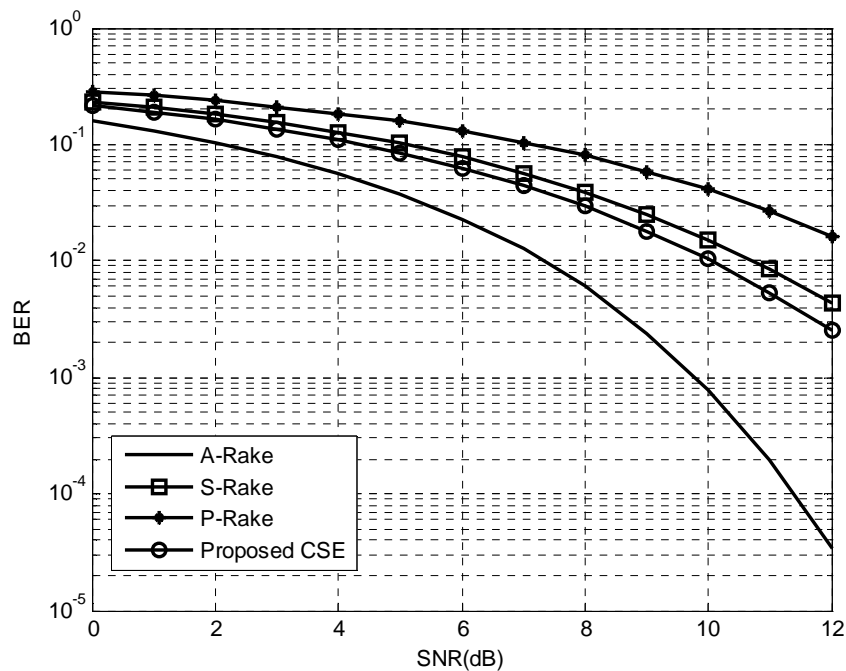


Figure 2.12- Performance de la méthode proposé avec les différentes structures du récepteur Rake dans le canal CM4.

2.5 Conclusion :

On a présenté dans ce chapitre des points clés se rapportant à la conception et simulation d'un système de transmission TH-UWB en présence d'un nouvel égaliseur CSE optimisé selon un nouveau critère de la concentration d'énergie exploitant la décomposition SVD. Le CSE proposé est basé sur la concentration de l'énergie du canal effectif (Canal-CSE) dans une fenêtre temporelle raccourcie souhaitée tout en annulant la plus grande quantité d'énergie du canal effectif en dehors de cette fenêtre. Ceci dans le but de réduire l'effet des interférences ISI et MAI et par conséquent réduire la complexité du récepteur P-Rake. L'étude comparative avec différentes méthodes, est basée sur deux critères : réduction du canal et le taux d'erreur binaire.

Sur la base de l'analyse des résultats de simulation, le CSE proposé présente de meilleures performances en terme de BER par rapport aux autres méthodes de CSE optimales (MSSNR et MDS) et aux structures de récepteurs S-Rake et P-Rake. Quant à la méthode optimale MSSNR, elle permet seulement de réduire le canal, en revanche sa courbe du BER est moins performante que celle de la méthode proposée, parce qu'elle cherche seulement à maximiser le rapport d'énergie de l'information utile à l'intérieure de la fenêtre cible sur l'énergie en dehors de cette fenêtre.

Chapitre 3

Nouvelle méthode de CSE dans un système TH-UWB d'accès multiple

Chapitre 3

Nouvelle méthode de CSE dans un système TH-UWB d'accès multiple

3.1 Introduction

Ce dernier chapitre présente une nouvelle méthode d'optimisation d'un égaliseur de raccourcissement de canal (CSE) optimal basée sur la maximisation du rapport entre le signal utile et la somme du bruit, l'interférence entre symbole (IES) et l'interférence d'accès multiple [48]. Une étude comparative par simulation en terme de BER et de complexité de calcul est faite d'une part, entre la méthode proposée et celle du MSSNR [melsa] et d'autre part, entre les différents types du récepteur RAKE (All-RAKE, P-RAKE, S-RAKE) .

Dans un premier temps, nous allons présenter le modèle de la chaîne de transmission TH-UWB à accès multiple en présence du CSE et du canal à trajets multiples IEEE802.15.3a. Ensuite, le développement du nouvel algorithme a fait l'objet d'un calcul des coefficients du CSE selon le critère du Maximum SINR.

3.2 Modélisation du système TH-UWB en présence du CSE:

Considérons le modèle de transmission TH-UWB (figure 3.1) avec N_u utilisateurs et une modulation PPM en présence d'un égaliseur CSE. Chaque utilisateur émet avec la même puissance.

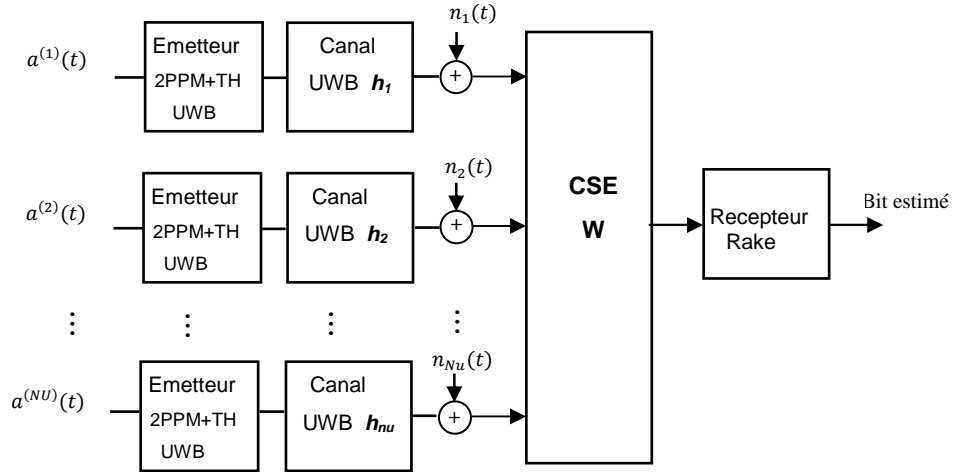


Figure 3.1 - Chaîne de transmission TH-UWB avec un égaliseur \mathbf{w} [48].

Soit un exemple de symbole d'un signal émis par l'utilisateur j représenté sur la figure 3.2 en spécifiant ses paramètres que nous utiliserons lors de l'évaluation des performances. Il est décrit par [37]:

$$s_j(t) = \sqrt{E_j} \sum_{i=0}^{N_s-1} p(t - iT_f - C_{j,i}T_c - a_{j,i}\epsilon) \quad (3.1)$$

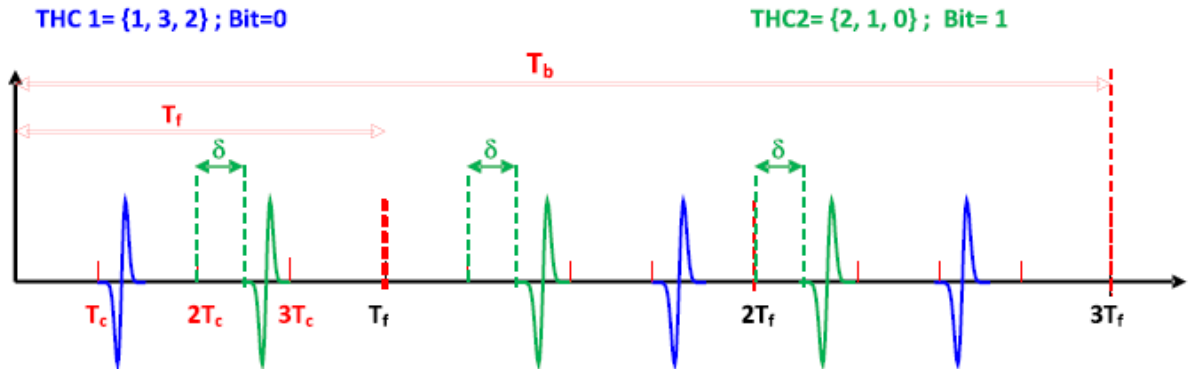


Figure 3.2 - Symbole TH-BPPM [5].

Où $p(t)$ est l'impulsion normalisée et E_j est l'énergie de chaque impulsion transmise par l'utilisateur, l'impulsion j est caractérisée par deux décalages temporels :

- Le premier $C_{j,i}T_c$ est celui du code de saut temporel (TH).

- Le seconde $\epsilon d_{j,i}$ est dû à la modulation de position (PPM).

$C_{j,i}$ est le $i^{\text{ème}}$ coefficient du code pseudo-aléatoire définissant la séquence TH de l'utilisateur j $0 \leq C_{j,i} < N_s - 1$. Le code différent pour chaque utilisateur permet d'éviter des collisions (interférence) entraînant une perte complète de l'information, ϵ est l'écart temporel introduit par la PPM et $a_{j,i}$ est une donnée binaire (0 ou 1) portée par l'impulsion, T_c est la durée du chip et T_f la durée d'une trame.

La particularité du canal radio UWB provient de son très grand nombre de trajets, individuellement porteurs d'une faible portion de l'énergie reçue.

Des modèles de canaux pour des liens UWB dans des environnements typiques (Résidentiels, Bureaux, Industriels...) ont été publiés par le groupe de travail IEEE 802.15.3a [42]. Ils reposent sur le modèle statistique dit de S-V, qui fait office de référence pour la modélisation des canaux indoor [39-42]. Le modèle simplifié de sa réponse impulsionnelle est donnée par :

$$h_j(t) = \sum_{m=0}^{M-1} h_m \delta(t - \tau_m) \quad (3.2)$$

Avec M est le nombre des multitrajets du canal, τ_m le retard de chaque trajet et h_m son atténuation complexe.

3.3 Principe de l'égaliseur CSE

Le rôle de l'égaliseur est de réduire au mieux les distorsions apportées par le canal UWB qui présente un grande nombre de multitrajets, et par conséquent réduire la complexité du récepteur RAKE notamment le RAKE partiel (P-RAKE). Pour compenser ces distorsions on utilise un filtre avec des coefficients ajustables. La réponse impulsionnelle du CSE est [37, 48] :

$$w(t) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n \delta(t - \tau_n) \quad (3.3)$$

w_n représente les coefficients du filtre égaliseur, τ_n est le retard temporel entre deux coefficients successifs et N le nombre des coefficients du filtre.

La réponse du canal égalisé (figure 3.3) est calculer par le produit de convolution entre la réponse du canal UWB et la réponse de l'égaliseur $w(t)$:

$$c_j(t) = w(t) * h_j(t) \quad (3.4)$$

$$c_j(t) = \sum_{m'=0}^{M'-1} c_{j,m'} \delta(t - \tau_{m'}) \quad (3.5)$$

Avec $M' = M + N - 1$.

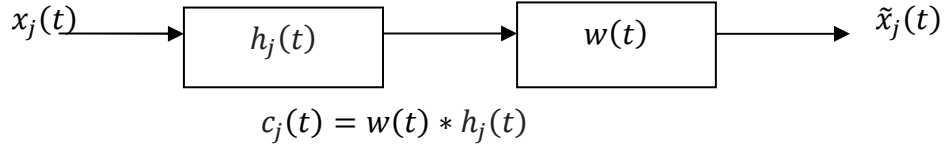


Figure 3.3 - Canal égalisé.

Le signal à la sortie de l'égaliseur correspondant à l'utilisateur j est :

$$r_j(t) = s_j(t) * c_j(t) \quad (3.6)$$

$$r_j(t) = \sqrt{E_j} \sum_{i=0}^{N_s-1} p(t - iT_f - C_{j,i}T_c - a_{j,i}\epsilon) * \sum_{m'=0}^{M'-1} c_{j,m'} \delta(t - \tau_{j,m'})$$

$$r_j(t) = \sqrt{E_j} \sum_{i=0}^{N_s-1} \sum_{m'=0}^{M'-1} c_{j,m'} p(t - iT_f - C_{j,i}T_c - a_{j,i}\epsilon) * \delta(t - \tau_{j,m'})$$

$$r_j(t) = \sum_{i=0}^{N_s-1} \sum_{m'=0}^{M'-1} c_{j,m'} q(t - iT_f - C_{j,i}T_c - a_{j,i}\epsilon - \tau_{j,m'}) \quad (3.7)$$

où $q(t)$ est la version déformée associée de $p(t)$, $\sqrt{E_j}$ dans l'expression (3.1) ont été absorbés dans $q(t)$ pour des raisons de commodité.

En présence du bruit blanc additive gaussien (AWGN) et pour N_u utilisateurs, le signal à la sortie de l'égaliseur est égale à :

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{j=1}^{N_u} r_j(t) + n(t) \\ &= \sum_{j=1}^{N_u} \sum_{i=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{M-1} h_{j,m} q(t - iT_s - c_{j,i}T_c - a_{j,i}\epsilon - \tau_{j,m}) + n(t), \end{aligned} \quad (3.8)$$

où $n(t)$ est le bruit total à la sortie du CSE

3.4 La conception du nouveau CSE par la maximisation du SINR

L'objectif de ce travail est d'élaborer un nouvel algorithme qui permet de calculer ces coefficients de façon optimale (le canal est considéré connu par le récepteur) pour réduire à la fois les distorsions du canal de l'utilisateur d'intérêt et les interférences avec d'autres utilisateurs.

Dans la littérature de conception des CSE sous la connaissance de la réponse du canal (CIR), la technique de raccourcissement de canaux la plus performante est basée sur la méthode MSSNR [13, 27]. Cependant, cette technique a été essentiellement développée pour un seul utilisateur et en absence du bruit. La méthode proposée exploite donc les fonctions de l'UWB pour adapter l'algorithme MSSNR conventionnel au système TH-UWB dans un environnement à multi-trajets, en présence du bruit AWGN et à multiutilisateurs.

Tout d'abord, nous décrivons le critère conventionnel d'optimisation basé sur la maximisation SSNR proposé en premier lieu par Melsa *et al.* [27]. Le SSNR est défini comme le rapport de l'énergie à l'intérieure de la fenêtre de la réponse impulsionnelle raccourcie de longueur l (\mathbf{c}_{win}) sur l'énergie à l'extérieure (\mathbf{c}_{wall}) (figure 3.4). Une valeur plus élevée du SSNR indique que l'énergie de l'interférence IES à l'extérieure de la fenêtre raccourcie est très faible par rapport à l'énergie à l'intérieure de la fenêtre cible (\mathbf{c}_{win}).

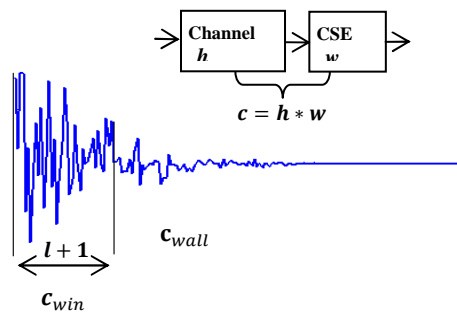


Figure 3.4 - Réponse impulsionnelle UWB IEEE 802.15.3a.

Supposons que le canal UWB de longueur M est représenté par $\mathbf{h} = [h_0 \ h_1 \ \dots \ h_{M-1}]^T$, et le CSE par $\mathbf{w} = [w_0 \ w_1 \ \dots \ w_{N-1}]^T$ de longueur N et $N \ll M$. Sous la forme matricielle, la réponse du canal effectif (canal UWB+CSE) est donnée par :

$$\mathbf{c} = \mathbf{H}\mathbf{w} \quad (3.9)$$

où \mathbf{H} est la matrice de convolution du canal de taille $(M + N - 1) \times N$,

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \dots & 0 \\ h_1 & h_0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & h_{M-1} & h_{M-2} \\ 0 & 0 & 0 & h_{M-1} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Soit $\mathbf{c}_{\text{win}} = [c(d), c(d + 1) \dots, c(d + l)]^T = \mathbf{H}_{\text{win}} \mathbf{w}$ et $\mathbf{c}_{\text{wall}} = [c(0), \dots, c(d - 1), c(d + l + 1) \dots, c(M + N - 2)]^T = \mathbf{H}_{\text{wall}} \mathbf{w}$, où d est le retard, \mathbf{H}_{win} et \mathbf{H}_{wall} sont respectivement les matrices de convolution du canal à l'intérieure et à l'extérieure de la fenêtre cible.

Le SSNR à la sortie du canal raccourci est défini comme

$$SSNR = \frac{\mathbf{c}_{\text{win}}^T \mathbf{c}_{\text{win}}}{\mathbf{c}_{\text{wall}}^T \mathbf{c}_{\text{wall}}} = \frac{\mathbf{w}^T \mathbf{H}_{\text{win}}^T \mathbf{H}_{\text{win}} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^T \mathbf{H}_{\text{wall}}^T \mathbf{H}_{\text{wall}} \mathbf{w}} \quad (3.11)$$

En UWB, l'impulsion reçue est similaire à la réponse impulsionnelle du canal (CIR). Ceci permet une estimation approximative du canal à partir de l'impulsion reçue. Partons de ce principe, nous proposons un CSE qui peut raccourcir le signal reçu de l'utilisateur d'intérêt u et le confiner dans une fenêtre temporelle spécifiée [48].

A partir de l'équation (3.8), le signal reçu peut être exprimé comme [48]:

$$r(t) = r_u(t) + r_{mui}(t) + n(t) \quad (3.12)$$

$$r(t) = r_u(t) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq u}}^{Nu} r_j(t) + n(t) \quad (3.13)$$

Où r_u et r_{mui} sont, respectivement, le signal reçu utile et les interférences multiutilisateurs (MAI) dans l'intervalle de temps $[0, T_b]$.

Dans le but de raccourcir le canal de l'utilisateur u dans une fenêtre l , Le signal reçu peut être réécrit sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 r(t) = & \underbrace{\sum_{m=0}^{l-1} h_{u,m} \sum_{i=0}^{N_s-1} q(t - iT_s - c_{u,i}T_c - a_u\varepsilon - \tau_{u,m})}_{\mathbf{r}_{win}} \\
 & + \underbrace{\sum_{m=l}^{M-1} h_{u,m} \sum_{i=0}^{N_s-1} q(t - iT_s - c_{u,i}T_c - a_u\varepsilon - \tau_{u,m})}_{\mathbf{r}_{wall}} \\
 & + \underbrace{\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq u}}^{Nu} \sum_{m=0}^{M-1} h_{j,m} \sum_{i=0}^{N_s-1} q(t - iT_s - c_{j,i}T_c - a_j\varepsilon - \tau_{j,m})}_{\mathbf{r}_{mui}} + n(t) \quad (3.14)
 \end{aligned}$$

Où \mathbf{r}_{win} , \mathbf{r}_{wall} et \mathbf{r}_{mui} sont, respectivement, le signal reçu dans la fenêtre raccourcie de longueur $l + 1$, le signal à l'extérieure et l'interférence MAI.

Chaque partie peut être exprimée sous sa forme matricielle [48]:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{r}_{win}^{(p \times 1)} & \triangleq \mathbf{Q}_{win,u}^{(p \times l)} \mathbf{h}_{win,u}^{(l \times 1)}, \\
 \mathbf{r}_{wall}^{(p' \times 1)} & \triangleq \mathbf{Q}_{wall,u}^{(p' \times (M-l))} \mathbf{h}_{wall,u}^{((M-l) \times 1)}
 \end{aligned}$$

et

$$\mathbf{r}_{mui}^{((M+b-1) \times 1)} \triangleq \mathbf{Q}_j^{(b \times M)} \mathbf{h}_j^{(M \times 1)} + \mathbf{n}^{(M+b \times 1)}, \quad (3.15)$$

Où $\mathbf{Q}_{win,u}$ et $\mathbf{Q}_{wall,u}$ sont les matrices de convolution (à l'intérieure et à l'extérieure) du signal transmis \mathbf{q}_u correspondant à l'utilisateur u et \mathbf{Q}_j est la matrice de convolution du signal transmis de tous les utilisateurs \mathbf{q}_j . $\mathbf{h}_{win,u} = [h_0, \dots, h_{l-1}]$, $\mathbf{h}_{wall,u} = [h_l, \dots, h_{M-1}]$ et $\mathbf{h}_u = [\mathbf{h}_{win,u}, \mathbf{h}_{wall,u}]$.

Supposons que b est la longueur du vecteur du signal transmis \mathbf{q}_j , alors $p = l + b - 1$ et $p' = (M - l) + b - 1$. Le signal à la sortie du CSE (ou à l'entrée du récepteur RAKE) peut être représenté sous la forme suivante [48]:

$$\mathbf{r}_{in} = (\mathbf{r}_{win}^{(p \times 1)} + \mathbf{r}_{wall}^{(p' \times 1)} + \mathbf{r}_{mui}^{((M+b-1) \times 1)}) * \mathbf{w} \quad (3.16)$$

$$= (\mathbf{R}_{win}^{(d \times N)} + \mathbf{R}_{wall}^{(d' \times N)} + \mathbf{R}_{mui}^{(d'' \times N)}) \mathbf{w} \quad (3.17)$$

Où $\mathbf{R}_{win}^{(d \times N)}$, $\mathbf{R}_{wall}^{(d' \times N)}$ et $\mathbf{R}_{mui}^{(d'' \times N)}$ sont, respectivement, les matrices de convolution de $\mathbf{r}_{win}^{(p \times 1)}$, $\mathbf{r}_{wall}^{(p' \times 1)}$ et $\mathbf{r}_{mui}^{(M+b \times 1)}$, $d = N + p - 1$, $d' = N + p' - 1$ et $d'' = N + M + b - 2$.

Le CSE proposé, maximise l'énergie $g_{in} = \mathbf{w}^H \mathbf{B} \mathbf{w}$ du signal reçu à l'intérieure de la fenêtre cible tout en maintenant l'énergie à l'extérieure constante $g_{out} = \mathbf{w}^H \mathbf{A} \mathbf{w} = 1$. Soit:

$$g_{in} = \mathbf{w}^T [\mathbf{R}_{win}^{(d \times N)}]^T \mathbf{R}_{win}^{(d \times N)} \mathbf{w} = \mathbf{w}^H \mathbf{B} \mathbf{w} \quad (3.18)$$

$$g_{out} = \mathbf{w}^H \left([\mathbf{R}_{wall}^{(d' \times N)}]^T \mathbf{R}_{wall}^{(d' \times N)} + [\mathbf{R}_{mui}^{(d'' \times N)}]^T \mathbf{R}_{mui}^{(d'' \times N)} \right) \mathbf{w} = \mathbf{w}^H \mathbf{A} \mathbf{w} \quad (3.19)$$

Ceci est équivalent à:

$$\mathbf{w}_{opt} = \arg \max_{\mathbf{w}} \frac{\mathbf{w}^T [\mathbf{R}_{win}^{(d \times N)}]^T \mathbf{R}_{win}^{(d \times N)} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^T \left([\mathbf{R}_{wall}^{(d' \times N)}]^T \mathbf{R}_{wall}^{(d' \times N)} + [\mathbf{R}_{mui}^{(d'' \times N)}]^T \mathbf{R}_{mui}^{(d'' \times N)} \right) \mathbf{w}}$$

$$\mathbf{w}_{opt} = \arg \max_{\mathbf{w}} \frac{\mathbf{w}^T \mathbf{B} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^T \mathbf{A} \mathbf{w}} \quad (3.20)$$

Ainsi, la solution du CSE optimal est [48]:

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{D}^{-1} \mathbf{q}_{max} \quad (3.21)$$

Où \mathbf{D} est la décomposition de Cholesky de \mathbf{B} et \mathbf{q}_{max} est le vecteur propre correspondant à la plus petite valeur propre de la matrice $(\mathbf{D})^{-1} \mathbf{A} (\mathbf{D}^T)^{-1}$ [48].

3.5 Exploitation de la propriété symétrique dans le CSE

Dans cette section, nous utilisons une méthode CSE symétrique qui permet d'estimer rapidement les coefficients avec le moins de calculs possibles. De nombreuses méthodes ont exploité cette propriété pour forcer le CSE à être parfaitement symétrique dans le cas d'un CSE de longueur finie pour réduire sa complexité à 50% par rapport à la conception conventionnelle. La longueur du CSE peut être paire ou impair. La symétrie est appliquée sur le filtre CSE comme dans [48], et les coefficients CSE peuvent être mis sous la forme [48]:

$$\mathbf{w}_{opt} = \begin{cases} [\mathbf{w}_{sym}^T (\mathbf{I}_{cd} \mathbf{w}_{sym})^T] & N \text{ est paire} \\ [\mathbf{w}_{sym}^T \gamma (\mathbf{I}_{cd} \mathbf{w}_{sym})^T] & N \text{ est impaire} \end{cases} \quad (3.22)$$

Où γ est un scalaire, $\mathbf{w}_{sym} = [w_0 \ w_1 \ \dots \ w_{\lfloor N/2 \rfloor}]^T$ où $\lfloor . \rfloor$ est la fonction de Plancher, et \mathbf{I}_{cd} est la matrice croisée d'identité diagonale définie comme :

$$\mathbf{I}_{cd} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Par rapport à la mise en œuvre non symétrique (l'équation 3.20), le nombre d'opérations est réduit à 50% pour les implémentations symétriques, où l'adaptation de CSE est réalisée uniquement pour des prises $\lfloor N/2 \rfloor$. Nous nous montrons que l'équation de mise à jour des coefficients symétriques est donnée par [48, 49] :

$$\mathbf{w}_{Sym} = \arg \max_{\mathbf{w}} \frac{\mathbf{w}_{Sym}^H \mathbf{B}' \mathbf{w}_{Sym}}{\mathbf{w}_{Sym}^H \mathbf{A}' \mathbf{w}_{Sym}}$$

Où

$$\mathbf{B}' = \left[\mathbf{R}_{win}^{(d \times \lfloor N/2 \rfloor)} \right]^T \mathbf{R}_{win}^{(d \times \lfloor N/2 \rfloor)},$$

$$\mathbf{A}' = \left[\mathbf{R}_{wall}^{(d' \times \lfloor N/2 \rfloor)} \right]^T \mathbf{R}_{wall}^{(d' \times \lfloor N/2 \rfloor)} + \left[\mathbf{R}_{mui}^{(d'' \times \lfloor N/2 \rfloor)} \right]^T \mathbf{R}_{mui}^{(d'' \times \lfloor N/2 \rfloor)}$$

Finalement:

$$\mathbf{w}_{opt} = [\mathbf{w}_{Sym}^T \gamma (\mathbf{I}_{cd} \mathbf{w}_{Sym})^T] \quad (3.24)$$

3.6 Le récepteur RAKE

Puisque les réponses impulsionnelles des canaux UWB comportent un grand nombre de trajets multiples, il est intéressant d'utiliser un récepteur de type RAKE [34] pour exploiter la diversité impulsionnelle et par la suite maximiser l'énergie disponible au niveau du récepteur. Le récepteur RAKE (ou récepteur en râteau (fingers en Anglais) est composé de plusieurs corrélateurs, dont les sorties sont combinées de manière linéaire (figure 3.5).

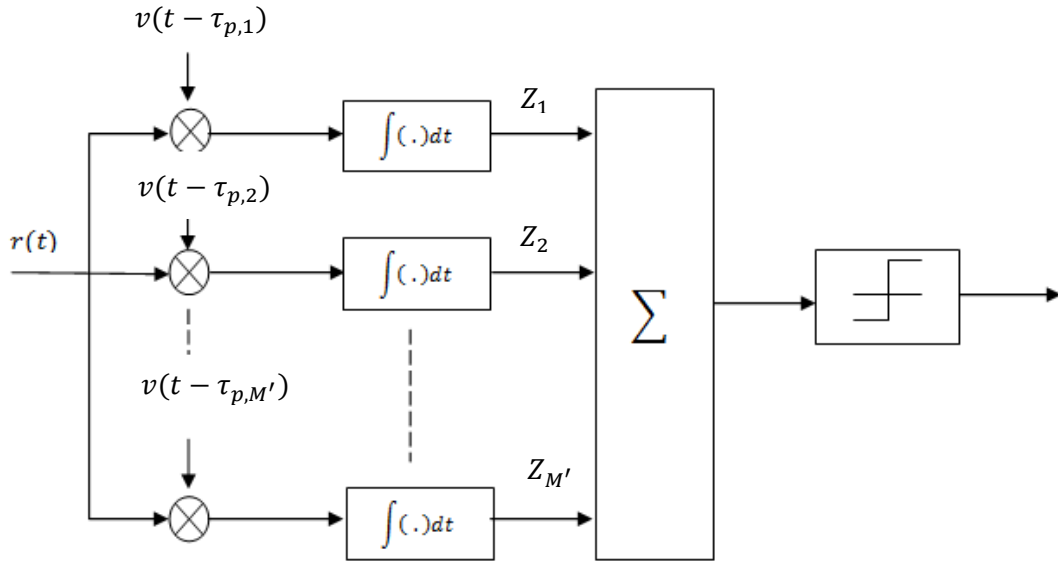


Figure 3.5 – Récepteur RAKE.

Nous supposons que le récepteur reconnaît la forme d'onde transmise typique et l'utilise comme modèle de corrélation. La forme d'onde du modèle $v(t)$ supposée être réelle et synchronisé avec le code TH de l'utilisateur d'intérêt p et son m' retard du multitrajet. Cela signifie que le code TH $C_{j,i}$ pour l'utilisateur d'intérêt est connu au niveau du récepteur. Chaque doigt $v(t - \tau_q)$ du récepteur RAKE est corrélé avec le signal reçu contenant $M'N_u$ multitrajets et le bruit. Pour le $q^{\text{ème}}$ doigt, seul le $q^{\text{ème}}$ multitrajet de l'utilisateur d'intérêt a l'énergie du signal désiré, et tous les autres multitrajets de l'utilisateur p peuvent être considérés comme interférences entre symboles. Tandis que les $M'(N_u - 1)$ multitrajets de tous les autres utilisateurs peuvent être considérés comme des interférences entre utilisateurs (MAI). Quant au bruit, il est filtré par le CSE et une autre partie est également traitée par les doigts du RAKE.

Si on identifie par $Z_q(t)$, la sortie du corrélateur de la branche q , on peut écrire [31]:

$$Z_q(t) = \int_{T_f} r(t)v(t - \tau_{p,q})dt \quad (3.25)$$

On remplace $r(t)$ par son expression (3.8) [31, 48]:

$$Z_q(t) = \int_{T_f} \left\{ \sum_{j=1}^{N_u} r_j(t) + n(t) \right\} v(t - \tau_{p,q})dt$$

$$Z_q(t) = \int_{T_f} \sum_{j=1}^{N_u} r_j(t) v(t - \tau_{p,q}) dt + \int_{T_f} n(t) v(t - \tau_{p,q}) dt \quad (3.26)$$

On pose $A = \int_{T_f} \sum_{j=1}^{N_u} r_j(t) v(t - \tau_{p,q}) dt$

On remplace $\tilde{x}_j(t)$ par son expression (3.7), il vient [31]:

$$\begin{aligned} A &= \int_{T_f} \sum_{j=1}^{N_u} \sum_{i=0}^{N_s-1} \sum_{m'=0}^{M'-1} c_{j,m'} q(t - iT_f - C_{j,i}T_c - a_{j,i}\varepsilon - \tau_{j,m'}) v(t - \tau_{p,q}) dt \\ &= \sum_{j=1}^{N_u} \sum_{m'=0}^{M'-1} c_{m'} \sum_{i=0}^{N_s-1} \int_{T_f} q(t - iT_f - C_{j,i}T_c - a_{j,i}\varepsilon - \tau_{j,m'}) v(t - \tau_{p,q}) dt \\ &= \sum_{j=1}^{N_u} \sum_{m'=0}^{M'-1} c_{j,m'} \sum_{i=0}^{N_s-1} \rho_{j,m'}^{(q)} \\ &= \sum_{j=1}^{N_u} N_s \sum_{m'=0}^{M'-1} c_{j,m'} \rho_{j,m'}^{(q)} \end{aligned} \quad (3.27)$$

avec $\rho_{j,m'}^{(q)} = \int_{T_f} q(t - iT_f - C_{j,i}T_c - a_{j,i}\varepsilon - \tau_{j,m'}) v(t - \tau_{p,q}) dt$ représente la corrélation croisée entre les deux formes d'ondes émise et reçue associée au m' ^{ème} multitrajet du j ^{ème} utilisateur. Le signal total à la sortie de la branche sera donc égale [31] :

$$Z_q(t) = \sum_{j=1}^{N_u} N_s \sum_{m'=0}^{M'-1} c_{m'} \rho_{j,m'} + \int_{T_f} n(t) v(t - \tau_{p,q}) dt \quad (3.28)$$

3.7 Complexité de calcul.

Dans cette section, nous analysons la complexité du CSE proposé avec les différentes structures du récepteur Rake. En fait, la complexité de l'ensemble, CSE suivie d'un P-Rake, est plus liée à la complexité du CSE. Cela est dû au P-Rake qui n'utilise pas un algorithme de recherche des multitrajets. Alors sa complexité est négligeable devant celle du CSE [12].

La complexité du CSE réside dans le calcul des paramètres utilisés dans l'équation (3.21). Il est connu que la complexité de calcul des fonctions basées sur le quotient de Rayleigh est indépendante de la longueur du canal raccourci et se révèle être de l'ordre $\mathcal{O}(\frac{1}{3}N^3)$ [12, 28].

Le S-Rake a pour fonction de sélectionner les plus puissants l trajets en balayant tous les M trajets multiples du canal de transmission ($l \ll M$). Sa complexité dépend également du nombre d'utilisateurs et par conséquent, est de l'ordre ($3MN_u$). Tandis que, le P-Rake capte les premiers l multipaths disponibles, sa complexité est de l'ordre de $\mathcal{O}(3lN_u)$ [12, 50]. Le tableau 3.1 résume les complexités de calcul du CSE proposé, du MSSNR conventionnel et des différents récepteurs RAKE.

Algorithme	Complexité
S-Rake	$\mathcal{O}(3MN_u)$
P-Rake	$\mathcal{O}(3lN_u)$
A-Rake	$\mathcal{O}(3MN_u)$
Méthode proposé, MSSNR	$\mathcal{O}\left(\frac{1}{3}N^3\right)$
Sym-Méthode proposé	$\mathcal{O}\left(\frac{1}{3}\left(\frac{N}{2}\right)^3\right)$

Tableau 3.1 - La complexité de calcul du CSE proposé et des différents Rake.

Il est évident que la complexité du S-Rake augmente en fonction du nombre des trajets multiples (M) et du nombre croissant d'utilisateurs (N_u). Si les deux valeurs augmentent simultanément, la complexité croît de façon quadratique. La complexité du CSE proposé est indépendante de la longueur du canal et du nombre d'utilisateurs, mais elle croît avec une puissance cubique de la longueur du CSE. Par conséquent, la longueur du CSE doit être choisie très soigneusement inférieure à $\sqrt[3]{9MN_u}$. Finalement, on peut dire que la complexité de la méthode proposée est inférieure à celle des différents Rake, sauf pour le P-Rake. Cependant, il est connu que les performances du P-Rake en terme de BER sont médiocres du faite qu'il considère seulement les l premiers trajets lors de sa conception.

3.8 Résultats de Simulation :

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation indiquant les performances en termes de BER donné par [48] (voir Annexe C.11) et de la durée des fenêtres temporelles des opérations des Rake (DTOR), du CSE proposé par rapport à la méthode conventionnelle MSSNR et les différentes structures du Rake. La forme d'onde transmise $p(t)$ est choisie comme deuxième dérivée d'une impulsion gaussienne. Certains paramètres importants de la simulation sont résumés dans le Tableau 3.2.

Paramètre	Symbole	Valeur (s)
Durée d'une trame	T_f	$7.2. e^{-9}$
Nombre de trame	N_s	3
durée de chips	T_c	$0.9. e^{-9}$
Longueur de code	N_c	8
Décalage PPM	ε	$0.2. e^{-9}$
Durée de l'impulsion	T_p	$0.15e^{-9}$
La longueur du CSE	N	50,75
La longueur de la fenêtre désirée	l	8
Le nombre de multiutilisateur	N_u	10

Tableau 3.2 – Paramètres de simulation.

Il ya 10 utilisateurs actifs qui transmettent avec l'énergie égale. Tous les utilisateurs sont fournis avec des codes TH semi-orthogonaux aléatoires et emploient TH-BPPM. Nous utilisons des modèles de canaux dédiés à l'UWB à savoir CM1 et CM4 [21]. Le modèle de canal à multitrajets CM1 possède une ligne de trajet direct (LOS pour Line of Sight). Tandis que, le modèle de canal CM4 par rapport aux (CM1, CM2 et CM3), modélise un canal à longue distance (de 4-10m) de trajets indirects (NLOS pour No Line Of Sight) et il est très dispersif qui peut se produire la plupart des interférences inter-trame (IFI) et intersymboles (ISI). La longueur de la fenêtre désirée est de 8 ($l = 8$) dans tous les cas. Le CSE possède 50 échantillon dans CM1 et CM2 et 75 dans CM3 et CM4.

La figure 3.6 montre la durée des fenêtres temporelles des opérations des différents Rake et de la méthode CSE proposée [8, 20, 48]. Du fait que le récepteur A-Rake (tous Rake) traite toutes les contributions multitrajets, sa durée (DTOR) est égale à l'étalement maximal du retard du canal. Pour la structure S-Rake, cette fenêtre temporelle représente la propagation maximale du retard pour capturer le dernier des $l=8$ trajets multiples les plus puissants. Pour P-Rake et le CSE proposé, ce paramètre représente la longueur pour capter les huit ($l = 8$) premiers trajets multiples. Ce paramètre montre que le S-Rake et A-Rake sont les plus complexes en particulier dans les canaux riches en multi-trajets.

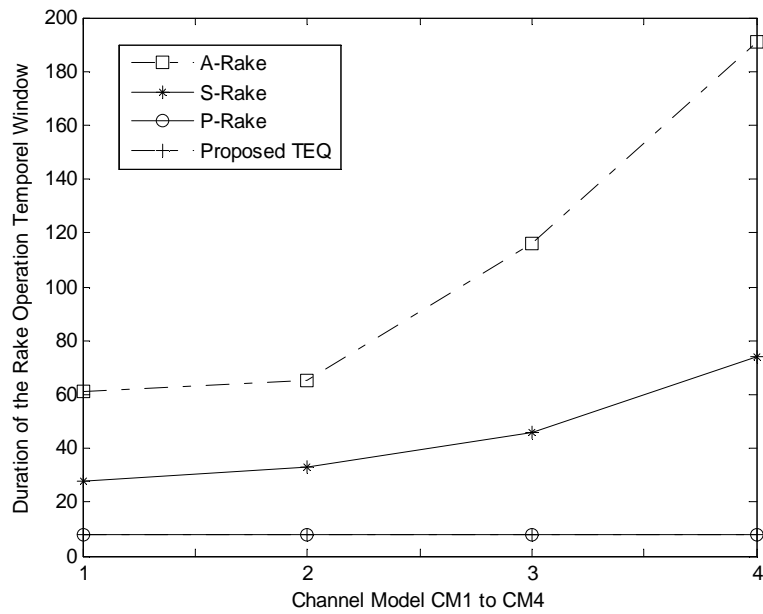


Figure 3.6 - La durée des fenêtres temporelles des opérations des Rake (DTOR).

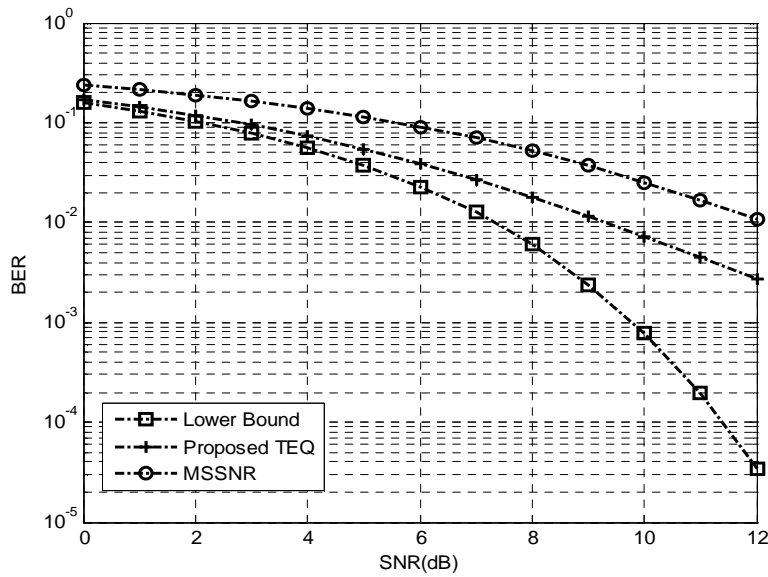


Figure 3.7 - Comparaison des Performances de la méthode proposée, MSSNR et le cas d'un récepteur A-Rake dans le canal CM1 (LOS).

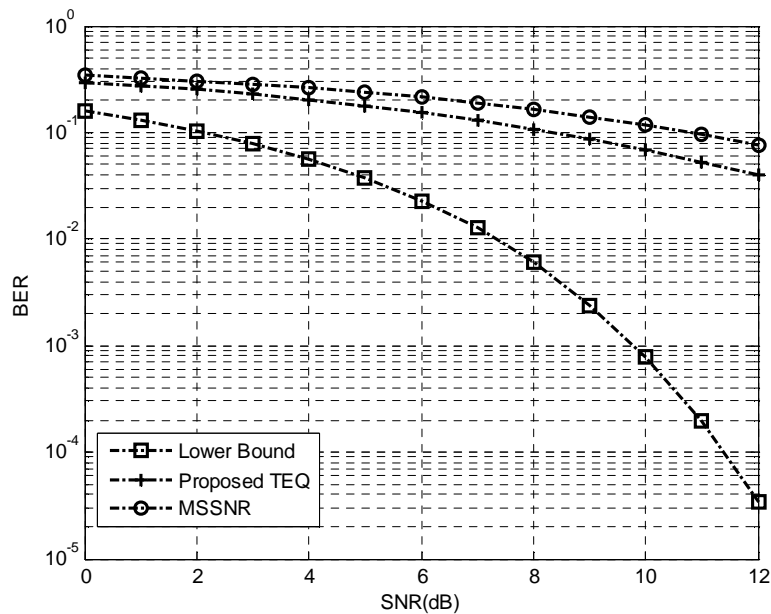


Figure 3.8 – Comparaison des Performances de la méthode proposée, MSSNR et le cas d'un récepteur A-Rake dans le canal CM4 (NLOS).

Les Figures 3.7 et 3.8 montrent les courbes du BER pour le système TH-UWB utilisant les méthodes d'égalisation, proposée et MSSNR, ainsi que le cas du récepteur All-Rake sans CSE pour les deux modèles de canal (CM1 et CM4) avec une connaissance parfaite des caractéristiques des canaux. Il y a 10 utilisateurs dans le système, y compris l'utilisateur d'intérêt. La longueur de la fenêtre désirée dans les deux modèles de canal est égale à $l = 8$. La longueur du CSE est 50 dans CM1 et 75 dans CM4. Les performances sont évaluées pour la modulation TH-PPM avec $N_s = 3$ et $N_c = 8$. Les codes TH sont semi-orthogonaux pour tous les récepteurs, à l'exception de l'A-Rake. Le récepteur A-Rake idéal est utilisé comme borne inférieure avec l'hypothèse que les codes TH des autres utilisateurs sont parfaitement orthogonaux. Comme il est mentionné dans la section 3.4, Le CSE proposé effectue une optimisation qui permet de maintenir les interférences ISI et MAI dans le SSINR à leur niveau minimum, tandis que le CSE MSSNR ne comprend pas le traitement des MAI et donc incapable de gérer un système multiutilisateur. Donc, nous pouvons dire que le CSE MSSNR raccourcit efficacement le canal mais avec un BER médiocre. En revanche, les performances des deux méthodes se dégradent dans le cas du canal à trajets multiple denses (CM4) puisque l'énergie du signal est répartie sur un

grand nombre des chemins de propagation demandant ainsi plus de doigts (fingers) pour capturer plus d'énergie au niveau du récepteur.

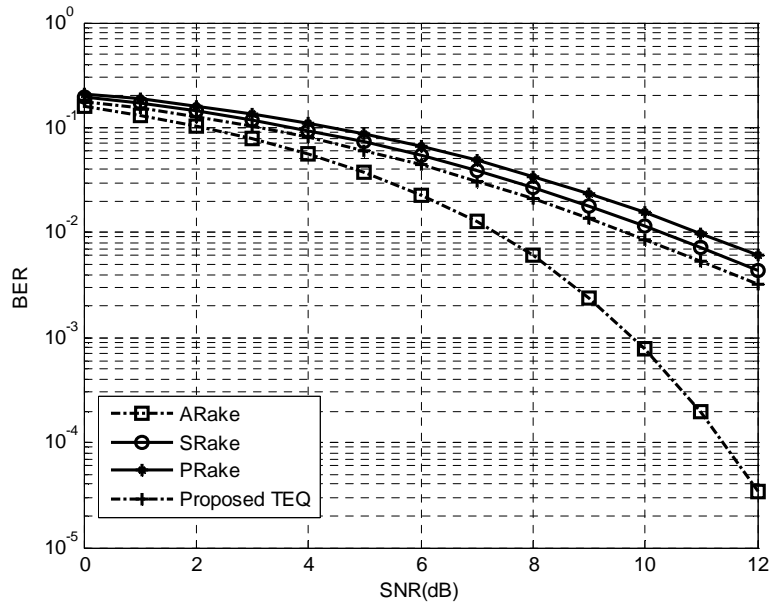


Figure 3.9 – Comparaison des Performances de la méthode proposée avec les différentes structures du récepteur Rake dans le canal CM1 (LOS).

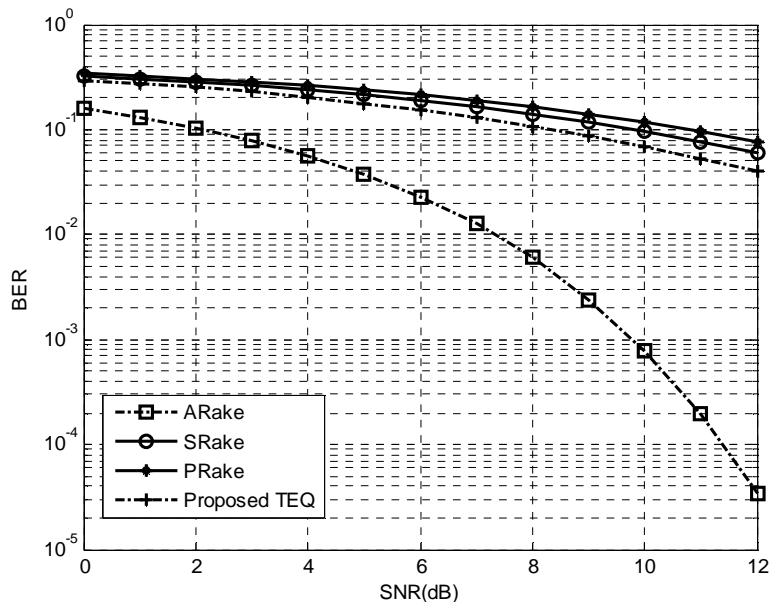


Figure 3.10 – Comparaison des Performances de la méthode proposée avec les différentes structures du récepteur Rake dans le canal CM4 (NLOS).

Dans les Figures 3.9 et 3.10, nous comparons les performances en terme de BER des quatre structures de récepteurs pour les deux modèles de canaux CM1 et CM4 avec une connaissance parfaite du canal. Le CSE proposé présente un meilleur BER par rapport aux deux Rake (S-Rake et P-Rake) parce qu'il est basé sur l'optimisation du SINR. En revanche, bien que le S-Rake capte suffisamment d'énergie du signal de l'utilisateur d'intérêt, mais il ne peut pas maintenir un bon BER. Ceci est dû à sa conception qui ne force pas le bruit, les interférences MAI et ISI à leur minimum. Il en va de même pour le P-Rake conventionnel. Les performances d'un A-Rake idéal peuvent être facilement considérée comme la borne inférieure dans l'environnement multiutilisateur. Donc il est à noter que la méthode proposée présente de meilleures performances en BER par rapport à S-Rake, P-Rake et MSSNR conventionnelle tout en capturant la quantité comparative d'énergie. Cette amélioration est à nouveau basée sur la façon dont l'optimisation est définie pour rejeter l'ISI, le bruit et l'interférence entre utilisateurs. Notons également que le CSE proposé, le P-Rake et le S-Rake ont un meilleur rendement dans l'environnement de canal CM1 que dans le canal CM4 en raison du modèle de canal CM4 qui est plus dispersif en termes de temps par rapport au CM1.

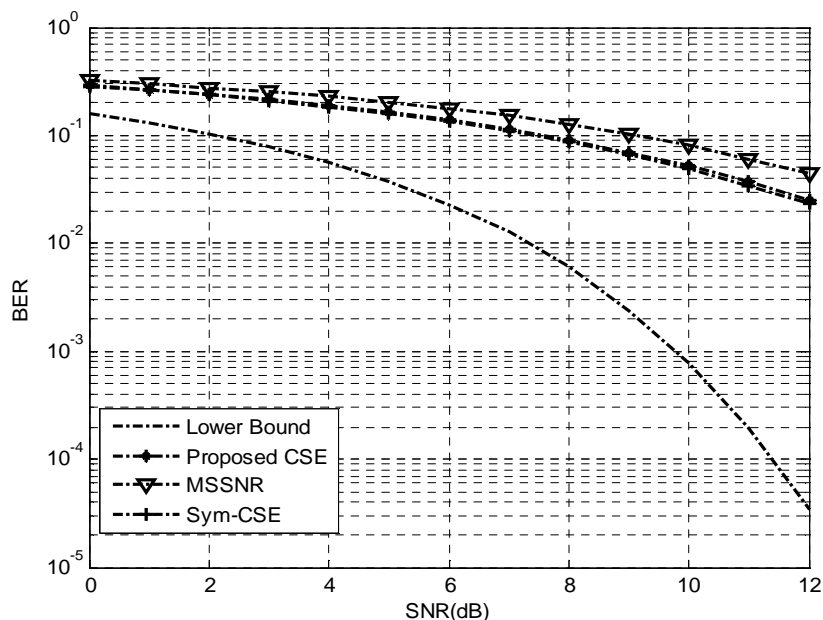


Figure 3.11 – Comparaison des Performances de la méthode proposée sans et avec la propriété de Symétrie dans le canal CM4 (NLOS).

Les courbes du taux d'erreur binaire (BER) (figure 3.10) de la méthode proposée, sans et avec symétrie, sont presque superposées. Cela est dû à ce que la propriété de symétrie intervient seulement à réduire la complexité des coefficients à 50%.

Les résultats des simulations indiquent clairement que la présence du CSE proposé avant le récepteur Rake améliore les performances du récepteur Rake en termes de la durée des fenêtres temporelles des opérations des Rake (DTOR) et de BER. D'autre part, la réduction du nombre de prises de canaux significatives par la CSE proposée réduit la complexité du récepteur UWB.

3.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une nouvelle méthode de raccourcissement de canal, basée sur la maximisation du rapport SINR dans les systèmes TH-UWB et dans un environnement bruité (AWGN). Ce SINR est déterminé sur la base d'avoir le maximum d'énergie du canal effectif dans la fenêtre temporelle désirée. Nous avons comparé les performances de notre méthode, en termes de la durée des fenêtres temporelles des opérations des Rake (DTOR), de la complexité de calcul du CSE ainsi que le taux d'erreur binaire (BER), avec la méthode optimale MSSNR et les différents récepteurs P-Rake, S-Rake et A-Rake. Notons que le CSE proposé est plus performant car il maintient un BER inférieur tout en raccourcissant les canaux à trajets multiples à une petite fenêtre temporelle souhaitée. En plus, le CSE proposé permet d'utiliser significativement moins de corrélateurs sans compromettre les performances du récepteur en termes de BER. Cela simplifiera également l'architecture du récepteur P-Rake qui vient après le CSE.

Conclusion Générale

Les travaux présentés dans cette thèse ont été réalisés au sein du Laboratoire de Télécommunications et Traitement Numérique du Signal (LTTNS) à l'Université Djillali Liabes de Sidi Bel abbes. Ces travaux ont pour principaux objectifs, d'une part l'étude des systèmes UWB pour les communications hauts débits, et d'autre part l'étude des égaliseurs de raccourcissement de canal UWB.

Afin de préciser le contexte dans lequel ces travaux ont été réalisés, le premier chapitre consiste en une introduction de la technologie UWB qui a connu un regain d'intérêt spectaculaire dans le domaine de la communication sans fils à haut débit. Deux catégories d'applications sont alors envisagées : La première concerne les techniques impulsionnelles et ses applications de localisation de la norme IEEE 802.15.4a. La seconde s'est spécialisée dans les applications multi-bandes de communications à haut débit. Par ailleurs, des méthodes de raccourcissement de canal les plus utilisées ont été recensées et étudiées.

Nous nous sommes intéressés dans le second chapitre à la conception et simulation d'un système de transmission TH-UWB en présence d'un nouvel égaliseur CSE optimisé selon un nouveau critère de la concentration d'énergie exploitant la décomposition SVD. Celui-ci est basé sur la concentration de l'énergie du canal effectif (Canal-CSE) dans une fenêtre temporelle raccourcie souhaitée tout en annulant la plus grande quantité d'énergie du canal efficace en dehors de cette fenêtre. Cette technique a permis de réduire l'effet des interférences ISI et MAI et par conséquent réduire la complexité du récepteur P-Rake. La simulation du système TH-UWB avec CSE telle que définie par ses paramètres a montré que le CSE proposé présente de meilleures performances en terme de BER par rapport aux autres méthodes de CSE optimales (MSSNR et MDS) et aux structures de récepteurs S-Rake et P-Rake. Quant à la méthode optimale MSSNR, elle permet seulement de réduire le canal, en revanche sa courbe du BER est moins performante que celle de la méthode proposée, parce qu'elle cherche seulement à maximiser le rapport d'énergie de l'information utile à l'intérieure de la fenêtre cible sur l'énergie en dehors de cette fenêtre.

Afin d'améliorer les performances du système TH-UWB dans un contexte d'accès multiple et dans un environnement bruité (AWGN), le troisième chapitre s'est attaché à proposer une nouvelle méthode de raccourcissement de canal, basée sur la maximisation du rapport SINR. Ce SINR est déterminé sur la base d'avoir le maximum d'énergie du canal effectif dans la fenêtre temporelle désirée. Nous avons comparé les performances de notre méthode, en termes de la durée des fenêtres temporelles des opérations des Rake (DTOR), de la complexité de calcul du CSE ainsi que le taux d'erreur binaire (BER), avec la méthode optimale MSSNR et les différents récepteurs, P-Rake, S-Rake et A-Rake. Notons que le CSE proposé est plus performant car il maintient un BER inférieur tout en raccourcissant les canaux à trajets multiples à une petite fenêtre temporelle souhaitée. En plus, celui-ci permet d'utiliser significativement moins de corrélateurs sans compromettre les performances du récepteur en terme de BER. Cela simplifiera également l'architecture du récepteur P-Rake qui vient après le CSE.

Les résultats de notre étude offrent ainsi un support de travail efficace pour la simulation pratique du CSE dans le système TH-UWB en environnement intérieur. Parmi les perspectives d'utilisation de ces deux modèles, il sera possible de les appliquer dans les systèmes de transmission à accès multiple utilisant la technique de modulation à multi-porteuse tels que la MB-OFDM et la MC-CDMA afin de réduire leur complexité de calcul. Il sera ainsi possible de comparer différents types de modulation et de proposer une optimisation de ces systèmes.

Annexes

Annexe A:

1. l'équation (1.20) est donnée par

$$\mathbf{y}_{k+L_w-1:k} = \mathbf{H} \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v} + \mathbf{n}_{k+L_w-1:k} \quad (\text{A.1})$$

On introduit sur l'équation (A.1) l'opération $(\cdot)^*$ qui exprime complexe-conjuguée-transposée :

$$\mathbf{y}_{k+L_w-1:k}^* = \mathbf{H}^* \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v}^* + \mathbf{n}_{k+L_w-1:k}^* \quad (\text{A.2})$$

Ensuite en multipliant à gauche et à droite par $\mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v}$, on aura :

$$\mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v} \mathbf{y}_{k+L_w-1:k}^* = \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v} (\mathbf{H}^* \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v}^* + \mathbf{n}_{k+L_w-1:k}^*)$$

$$\mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v} \mathbf{y}_{k+L_w-1:k}^* = \mathbf{H}^* \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v} \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v}^* + \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v} \mathbf{n}_{k+L_w-1:k}^* \quad (\text{A.3})$$

Puis, on introduit l'espérance mathématique :

$$E[\mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v} \mathbf{y}_{k+L_w-1:k}^*] = E[\mathbf{H}^* \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v} \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v}^* + \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v} \mathbf{n}_{k+L_w-1:k}^*]$$

$$\begin{aligned} E[\mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v} \mathbf{y}_{k+L_w-1:k}^*] \\ = E[\mathbf{H}^* \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v} \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v}^*] + E[\mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v} \mathbf{n}_{k+L_w-1:k}^*] \end{aligned}$$

\mathbf{x}_k et \mathbf{n}_k sont indépendants $E[\mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v} \mathbf{n}_{k+L_w-1:k}^*] = \mathbf{0}$ (attention: réciproque fausse)

Donc

$$R_{xy} = R_{xx} \mathbf{H}^* \quad (\text{A.4})$$

2. En multipliant (A.2) à gauche et à droite par $\mathbf{y}_{k+L_w-1:k}$, puis introduire l'espérance mathématique, on aura :

$$\begin{aligned}
E[\mathbf{y}_{k+L_w-1:k} \mathbf{y}_{k+L_w-1:k}^*] &= E[\mathbf{y}_{k+L_w-1:k} (\mathbf{H}^* \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v}^* + \mathbf{n}_{k+L_w-1:k}^*)] \\
E[\mathbf{y}_{k+L_w-1:k} \mathbf{y}_{k+L_w-1:k}^*] &= E[\mathbf{H}^* \mathbf{y}_{k+L_w-1:k} \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v}^* + \mathbf{y}_{k+L_w-1:k} \mathbf{n}_{k+L_w-1:k}^*] \\
E[\mathbf{y}_{k+L_w-1:k} \mathbf{y}_{k+L_w-1:k}^*] &= E[\mathbf{H}^* \mathbf{y}_{k+L_w-1:k} \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v}^*] + E[\mathbf{y}_{k+L_w-1:k} \mathbf{n}_{k+L_w-1:k}^*] \\
E[\mathbf{y}_{k+L_w-1:k} \mathbf{y}_{k+L_w-1:k}^*] &= \mathbf{H}^* E[\mathbf{y}_{k+L_w-1:k} \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v}^*] + E[\mathbf{y}_{k+L_w-1:k} \mathbf{n}_{k+L_w-1:k}^*] \\
&= \mathbf{H}^* E[(\mathbf{H} \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v} + \mathbf{n}_{k+L_w-1:k}) \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v}^*] \\
&\quad + E[(\mathbf{H} \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v} + \mathbf{n}_{k+L_w-1:k}) \mathbf{n}_{k+L_w-1:k}^*] \\
&= \mathbf{H}^* E[\mathbf{H} \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v} \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v}^* + \mathbf{n}_{k+L_w-1:k} \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v}^*] \\
&\quad + E[\mathbf{H} \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v} \mathbf{n}_{k+L_w-1:k}^* + \mathbf{n}_{k+L_w-1:k} \mathbf{n}_{k+L_w-1:k}^*] \\
&= \mathbf{H}^* \mathbf{H} E[\mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v} \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v}^*] + E[\mathbf{n}_{k+L_w-1:k} \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v}^*] \\
&\quad + \mathbf{H} E[\mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v} \mathbf{n}_{k+L_w-1:k}^*] + E[\mathbf{n}_{k+L_w-1:k} \mathbf{n}_{k+L_w-1:k}^*] \\
R_{yy} &= \mathbf{H}^* R_{xx} \mathbf{H} + R_{nn} \tag{A.5}
\end{aligned}$$

3. Soit l'expression de l'erreur quadrature moyenne donnée par:

$$MSE = E[\varepsilon_k^2] = E[(z_k - r_k)^2]$$

A partir de la figure 1.9, on peut tirer :

$$z_k = b^* \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v}$$

$$r_k = w^* \mathbf{y}_{k+L_w-1:k}$$

$$MSE = E[|e_k|^2] = E\left[\left(b^* \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v} - w^* \mathbf{y}_{k+L_w-1:k}\right)^2\right]$$

$$MSE = E[|e_k|^2]$$

$$= E[(b^* \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v} - w^* \mathbf{y}_{k+L_w-1:k})(b^* \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v} - w^* \mathbf{y}_{k+L_w-1:k})] \tag{A.6}$$

On développe (A.6)

$$MSE = E[|e_k|^2]$$

$$\begin{aligned}
&= E[b^* \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v} \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v}^* b - w^* \mathbf{y}_{k+L_w-1:k} \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v}^* b \\
&\quad - b^* \mathbf{x}_{k+L_w-1:k-v} \mathbf{y}_{k+L_w-1:k} + w^* \mathbf{y}_{k+L_w-1:k} \mathbf{y}_{k+L_w-1:k}^* w]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 MSE &= E[|e_k|^2] \\
 &= b^* E[x_{k+L_w-1:k-v} x_{k+L_w-1:k-v}^*] b - w^* E[y_{k+L_w-1:k} x_{k+L_w-1:k-v}^*] b \\
 &\quad - b^* E[x_{k+L_w-1:k-v} y_{k+L_w-1:k}] w + w^* E[y_{k+L_w-1:k} y_{k+L_w-1:k}^*] w
 \end{aligned}$$

On aura :

$$MSE \triangleq E[|e_k|^2] = b^* R_{xx} b - w^* R_{yx} b - b^* R_{xy} w + w^* R_{yy} w \quad (A.7)$$

4. En substituant $b^* R_{xy} = w^* R_{yy}$ dans (A.7), nous obtenons :

$$MSE = b^* R_{xx} b - w^* R_{yx} b - w^* R_{yy} w + w^* R_{yy} w \quad (A.8)$$

Sachant de (1.30) on obtient : $w^* = b^* R_{xy} R_{yy}^{-1}$

Donc :

$$MSE = b^* R_{xx} b - b^* R_{xy} R_{yy}^{-1} R_{yx} b$$

$$MSE = b^* [R_{xx} - R_{xy} R_{yy}^{-1} R_{yx}] b$$

$$MSE = b^* R_{x/y}^\perp b \quad (A.9)$$

Annexe B :

La conception du MDS est définie par :

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

$$\text{Où : } \sum_{n=0}^{L_c} |c(n)|^2 \Rightarrow E = C^H C \quad (B.2)$$

$c(n)$: représente le canal effectif défini par :

$$c(n) \triangleq h(n) * w(n) \Rightarrow C = H w \quad (B.3)$$

$$\text{Donc, de (B.3) dans (B.2) on aura : } E = w^H H^H H w \quad (B.4)$$

De (B.1) on peut écrire :

$$D \triangleq \sqrt{\frac{1}{E} \sum_{n=0}^{L_c} (n - \bar{n})^2 \sum_{n=0}^{L_c} |c(n)|^2} \quad (B.5)$$

$$D = \sqrt{\frac{1}{E} Q_{m d s} E} \quad (B.6)$$

En substituant (B.4) dans (B.6), on obtient :

$$D^2 = \frac{w^H H^H Q_{m d s} H w}{w^H H^H H w} = \frac{w^H A w}{w^H B w} \quad (B.7)$$

Annexe C (Expression du BER du système TH-UWB)

Dans cette section, l'expression du BER des systèmes TH-UWB utilisant un égaliseur CSE avec des interférences ISI et MUI est développée.

De manière à faire apparaître le terme d'interférence Multi-Utilisateur, l'expression du signal reçu par le récepteur cherchant à restituer l'information émise par l'utilisateur u est donnée par :

$$r(t) = \sum_{j=1}^{Nu} \sum_{i=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{M'-1} c_{j,m} \sqrt{E_j} p(t - iT_s - c_{j,i}T_c - a_j\varepsilon - \tau_{j,m}) + n(t)$$

$$r(t) = r_u(t) + r_{mui}(t) + n(t) \quad (C.1)$$

Où $r_u(t)$ est l'information émise par l'utilisateur u .

$r_{mui}(t)$ est le terme d'interférence multi-utilisateur.

La sortie du corrélateur est alors :

$$z = \int_0^{T_b} r(t) f(t) dt \quad (C.2)$$

Où $f(t) = \sum_{i=0}^{N_s-1} v(t - iT_s - c_{u,i}T_c - \tau_{j,m})$ est le signal de référence et $v(t) = p(t) - p(t - \varepsilon)$.

Après la corrélation, le signal peut s'écrire comme la somme de trois termes :

$$\begin{aligned}
 z &= \int_0^{T_b} f(t) \left(\sum_{j=1}^{Nu} \sum_{i=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{M'-1} c_{j,m} \sqrt{E_j} p(t - iT_s - c_{j,i}T_c - a_j\varepsilon - \tau_{j,m}) + n(t) \right) dt \\
 z &= \underbrace{\sum_{m=0}^{M'-1} c_{u,m} \sqrt{E_u} \int_0^{T_b} f(t) \sum_{i=0}^{N_s-1} p(t - iT_s - c_{u,i}T_c - a_u\varepsilon - \tau_{u,m}) dt}_{z_u} + \\
 &\quad \underbrace{\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq u}}^{Nu} \sum_{m=0}^{M'-1} c_{j,m} \sqrt{E_j} \int_0^{T_b} f(t) \sum_{i=0}^{N_s-1} p(t - iT_s - c_{j,i}T_c - a_j\varepsilon - \tau_{j,m}) dt}_{z_{mui}} + \underbrace{\int_0^{T_b} f(t)n(t)dt}_{z_n} \quad (C.3)
 \end{aligned}$$

$$z = z_u + z_{mui} + z_n$$

z_u , z_{mui} et z_n sont, respectivement, les contributions du signal utile, de l'interférence multi utilisateurs et du bruit thermique.

Dans le cadre de l'UWB impulsionnel, l'approximation gaussienne standard (SGA) sous estime de façon significative le BER de systèmes pratiques en saut temporel (TH) et la modulation par position (PPM), alors z_{mui} et z_u suit une distribution gaussienne de moyenne zéro et de variance σ_{mui}^2 , σ_n^2 respectivement.

Pour la modulation 2-PPM, le Taux d'erreur par bit (BER) est écrit par:

$$Pr_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SINR}{2}} \right) \quad (C.4)$$

Avec

$$SINR = \frac{E_b}{\sigma_{mui}^2 + \sigma_n^2} \quad (C.5)$$

Où $SINR$ représente le rapport entre la puissance du signal utile et la puissance du bruit réel total.

En séparant la contribution thermique et l'interférence d'accès multiple MUI, (C.5) devient :

$$SINR = \left(\left(\frac{E_b}{\sigma_n^2} \right)^{-1} + \left(\frac{E_b}{\sigma_{mui}^2} \right)^{-1} \right)^{-1} = \left((SNR)^{-1} + (SIR)^{-1} \right)^{-1} \quad (C.6)$$

Avec

SNR , SIR , sont respectivement, Le rapport signal à bruit thermique, et le rapport signal à Multi-Utilisateurs MUI.

L'énergie du signal peut être vue comme la somme d'énergie de N_s impulsions (par bit) peut être définie comme suit :

$$\begin{aligned} E_b &= \left(N_s \sum_{m=0}^{M'-1} c_{u,m'} \sqrt{E_u} \int_0^{T_c} p(t) (p(t) - p(t - \varepsilon)) dt \right)^2 \\ &= \left(N_s \sum_{m=0}^{M'-1} c_{u,m'} \sqrt{E_u} \int_0^{T_c} p(t) (p(t) - p(t - \varepsilon)) dt \right)^2 \\ &= \sum_{m=0}^{M'-1} c_{um}^2 E_u N_s^2 (1 - R(\varepsilon))^2 \end{aligned} \quad (C.7)$$

Où $R(\varepsilon)$ représente la fonction d'autocorrélation de l'impulsion de forme d'onde $p(t)$ avec la forme d'onde déplacée sur le temps $p(t - \varepsilon)$.

Si le décalage PPM (ε) est inférieur à la durée d'impulsion T_p . La variance de bruit thermique à la sortie du récepteur 2-PPM est donnée par l'équation [48] :

$$\sigma_n^2 = N_s N_0 (1 - R(\varepsilon)) \quad (C.8)$$

L'expression de SNR devient :

$$SNR = \sum_{m=0}^{M'-1} c_{u,m'}^2 \frac{E_b}{N_0} (1 - R(\varepsilon)) \quad (C.9)$$

La variance du bruit interférence multi utilisateurs est donnée par :

$$\sigma_{mui}^2 = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq u}}^{Nu} \left(\frac{N_s}{T_s} E_j \int_0^{T_s} \left(\int_0^{2T_p} \sum_{m'=0}^{M'-1} c_{j,m'}^2 p(t - \tau_{j,m'}) v(t) dt \right)^2 d\tau_{j,m'} \right)$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{N_s}{T_s} \sum_{j=1}^{Nu} \sum_{\substack{m=0 \\ j \neq u}}^{M'-1} c_{j,m}^2 E_j \int_0^{T_s} \left(\int_0^{2T_p} p(t - \tau_{j,m'}) v(t) dt \right)^2 d\tau_{j,m'} \\
 &= \frac{N_s}{T_s} \sum_{j=1}^{Nu} \sum_{\substack{m=0 \\ j \neq u}}^{M'-1} c_{j,m}^2 E_j \sigma_M^2
 \end{aligned} \tag{C.9}$$

Où $2T_p$ représente la durée du masque PPM, E_j est l'énergie reçue sur chaque impulsion pour le $j^{\text{ième}}$ utilisateur interférer. En supposant que le retard $\tau_{j,m'}$ est uniformément distribuée sur $[0, T_s]$ avec σ_M^2 peut être exprimé comme suit :

$$\sigma_M^2 = \int_0^{T_s} \left(\int_0^{2T_p} p(t - \tau_{j,m'}) v(t) dt \right)^2 d\tau_{j,m'} \tag{C.10}$$

Nous pouvons finalement écrire l'expression générale du BER :

$$Pr_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\left(\left(\sum_{m'=0}^{M'-1} c_{u,m'}^2 \frac{E_b}{N_0} (1 - R(\varepsilon)) \right)^{-1} + \left(\frac{\sum_{m'=0}^{M'-1} c_{u,m'}^2 E_u N_s T_s (1 - R(\varepsilon))^2}{\sum_{j=1}^{Nu} \sum_{m'=0}^{M'-1} c_{j,m'}^2 E_j \sigma_M^2} \right)^{-1} \right)^{-1}}{2}} \right) \tag{C.11}$$

Pour les impulsions orthogonales dans lesquelles le décalage PPM ε est supérieur à la durée d'impulsion ($R(\varepsilon) = 0$), on peut exprimer Pr_b comme :

$$Pr_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\left(\left(\sum_{m'=0}^{M'-1} c_{u,m'}^2 \frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} + \left(\frac{\sum_{m'=0}^{M'-1} c_{u,m'}^2 E_u N_s T_s}{\sum_{j=1}^{Nu} \sum_{m'=0}^{M'-1} c_{j,m'}^2 E_j \sigma_M^2} \right)^{-1} \right)^{-1}}{2}} \right) \tag{C.12}$$

Bibliographie

- [1] FCC "2002". FCC 02-48 – First Report and Order: Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, Federal Communications Commission. Released April 22, 2002.
- [2] L. Yang, G.B Giannaki, " Ultra wide band communication: An idea whose time has come", *IEEE Signal Processing magazine*, pp 26-54, 2004.
- [3] P. LOMBARD, " Etude de l'impact du filtrage et des non-linéarités sur les signaux ULB dans les Front-End Radio-Fréquence et les réseaux hybrides Optique-Radio", thèse en doctorat, UNIVERSITE Joseph FOURIER, Grenoble, décembre 2007.
- [4] S. Sadough, A. Mahmood, E. Jaffrot, P. Duhamel, "Performance Evaluation of MB-OFDM based UWB System", *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*, vol.4- No.1-1, Ecole Nationale Supérieure de Techniques Avancées et Laboratoire des Signaux et Systèmes, LSS/CNRS, (France), 2007.
- [5] 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.
- [6] S. Kaza, " Performance Analysis of Ultra Wideband Transmitted Reference System and Enhancement Techniques", master thesis at the Faculty of the Graduate School Tennessee Technological University, 2004.
- [7] E. GUEGUEN, " Etude et optimisation des techniques UWB haut débit multibandes OFDM", thèse en doctorat, Institut National des Sciences Appliquées, Rennes, janvier 2009.
- [8] S. Dubouloz, " Développement d'Architectures Avancées pour Communications Ultra Large Bande (UWB) dans des Applications Bas Débit ", thèse en doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, juin 2008.
- [9] R.K. Martin, K. Vanbleu, M. Ding ET AL, " Unification and evaluation of equalization structures and design algorithms for discrete multitone modulation systems", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 53, N°. 10, pp. 3880-3894, 2005.
- [10] A.Chopra, B.L. Evans, " Design of Sparse Filters for Channel Shortening", *J. Sign. Process. Syst.*, vol. 66, pp. 259-272, 2012.
- [11] M. Avinash, K.V.S. Hari, " Low complexity adaptation for SISO channel shortening

- equalizers", *Int. J. Electron. Commun. (AEÜ)*, pp. 600–604, 2012.
- [12] S. I. Husain, J. Yuan, J. Zhang, R. K. Martin, " Time Domain Equalizer Design Using Bit Error Rate Minimization for UWB Systems", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2009, Article ID 786291, 11 pages, 2009.
- [13] S.I. Husain, J. Yuan, J. Zhang, " A modified channel shortening receiver based on MSSNR algorithm for UWB channels", *Electronics Letters*, vol 43, N°. 9, pp. 535–537, Apr. 2007.
- [14] S. I. Husain, J. Choi, " Blind adaptive channel shortening through unconstrained optimization for Simplified UWB receiver design", *3rd International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)*, pp.443–446, Sep. 2006.
- [15] S.I. Husain, J. Choi, " Single correlator based UWB receiver implementation through channel shortening equalizer", *Asia Pacific Conference on Communications (APCC)*, Australia, pp. 610–614, Oct. 2005.
- [16] C. E. Shannon, " Communication in the presence of noise", *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 37, no 1, pages 10–21, janvier 1949.
- [17] Hassan Ghannoum, " Etude conjointe antenne/canal pour les communications Ultra Large Bande en présence du corps humain", Thèse de Doctorat, l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, France, 2006.
- [18] D. Bateman, " RF aspects of ultra-wideband", in *International Workshop on Ultra Wideband Systems*, Oulu, Finland, juin 2003.
- [19] M. Devulder, " Etude et faisabilité d'un système ultra large bande (ULB) en gamme millimétrique en technologie silicium avancée", thèse de doctorat, Lille, 11decembre 2008.
- [20] G. D. Forney, " Maximum likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of inter symbol interference", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 18, pp. 363–378, May 1972.
- [21] D.D. Falconer, F.R. Magee, " Adaptive channel memory truncation for MLSE", *Bell Systems Technical Journal*, vol. 9, pp. 1541–1562, November 1973.
- [22] S. Qureshi, E. Newhall, " An adaptive receiver for data transmission over time dispersive channels", *IEEE Trans. on Inf. Theory*, vol. 19, No. 4, pp. 448–457, July 1973.
- [23] N. Al-Dhahir, J. M. Cioffi, " Efficiently computed reduced-parameter input-aided MMSE equalizers for ML detection: A unified approach", *IEEE Trans. on Inf. Theory*,

- vol. 42, pp. 903–915, May 1996.
- [24] S.A. ELahmar, “ Amélioration des performances des systèmes de transmission à multi porteuses”, thèse en Doctorat, Université Djillali Liabes, Sidi Bel Abbes, Algérie 2007.
- [25] Cenk Toker, “ Structure and Design of MMSE Channel Equalizers”. Téléchargeable sur le net: www.ee.hacettepe.edu.tr/~toker/equalizers.pdf .
- [26] K. Lange, “ Numerical Analysis For Statisticians”, P.92 edition Springer 1999.
- [27] P. J. W. Melsa, R. C. Younce, C. E. Rohrs, “ Impulse response shortening for discrete multitone transceivers ”, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no. 12, pp. 1662-1672, Dec. 1996.
- [28] R. K. Martin, K. Vanbleu, M. Ding, G. Ysebaert, M. Milosevic, B. L. Evans, M. Moonen, C. R. Johnson, Jr. “ Implementation Complexity and Communication Performance Tradeoffs in Discrete Multitone Modulation Equalizers”, *IEEE Trans. on Signal Process.*, vol. 54, NO. 8, 2006.
- [29] G. Arlan, B. L. Evans, S. Kiaei, “ Equalization for discrete multitone receivers to maximize bit rate”, *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 49, no. 12, pp. 3123-3135, Dec. 2001.
- [30] B. Das, S. 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, May 2010.
- [31] S. I Husain, “ Channel Shortening Equalizers for UWB Receiver Design Simplification”, thèse en doctorat, University of New South Wales, Sydney - Australia, 2008.
- [32] R. Schur, J. Speidel, “ An efficient equalization method to minimize delay spread on OFDM/DMT systems ”, *IEEE International Conference on Communications*, vol. 5, pp. 1481–1485, June 2001.
- [33] G. H. Golub, C. F. Van Loan, “ Matrix Computations ”, The Johns Hopkins University Press, Baltimore, MD, 1996.
- [34] K. Ragoubi, M. Héléard, M. Crussière, " Low complexity channel shortening technique applied to MB-OFDM UWB systems," *IEEE* , 2010.
- [35] K. Ragoubi, M. Héléard, M. Crussière, " Channel Shortening for Bit Rate Maximization in DMT Communication Systems", publication, Institute of Electronics and Telecommunications of Rennes (IETR) Rennes, France. 978-1-

4244-3574-6/10, 2010.

- [36] N. Benotmane B., S. A. Elahmar, I. Dayoub, " Channel Shortening Equalizer Based on SVD Decomposition in UWB Systems", *in IEEE Proceedings of the 4th International Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, 13-15 Dec. 2015.
- [37] N. Benotmane B., S. A. Elahmar," Channel shortening equalizer through energy concentration for TH-UWB systems", *Int. J. Computer Aided Engineering and Technology, Inderscience Publisher*, 2016.
- [38] N. Benotmane B., S.A. ELAHMAR, I. DAYOUB," Channel shortening equalizer through energy concentration for TH-UWB systems", *International Conference on Advanced Communication Systems and Signal Processing (ICOSIP 2015)*, Tlemcen, Algeria , 08-09 November 2015.
- [39] J. Foerster, Q. Li, " UWB Channel Modeling Contribution from Intel ", IEEE P802.15-02/2008r1-SG3a, 24 June, 2002.
- [40] A. Saleh, R. Valenzuela, " A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation ", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 5(2):128-137, 1987.
- [41] Alexei Davydov, " Project: IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs)", document IEEE 802.15-06-0302-01-003c, Intel Corporation, juillet 2006.
- [42] J. R. Foerster, M. Pendergrass, A. F. Molisch, " A Channel Model for Ultrawideband Indoor Communication ", Mitsubishi Electric Research Laboratories, 2003.
- [43] S. Majumder, K. J. Devi, S. K. Sarkar, " Singular value decomposition and wavelet-based iris biometric watermarking", *IET Biom.*, vol. 2, Iss. 1, pp. 21-27, 2013.
- [44] S. Xu, K. S. Kwak, " Multiple narrow-band interferences suppression based on SVD in a UWB communication system", *International Conf. of Wireless Commun. Netw. and Mob. Computing.*, pp.: 356-359, 2005.
- [45] S. Xu, Z. Bai, Q. Yang, K.S. Kwak, " Singular value decomposition-based algorithm for suppression of IEEE 802.11a interference in TH-PAM UWB systems", *ISCIT'06. International Sym.*, pp. 599-604, 2006.
- [46] V. Zarzoso, A. K. Nandi, J. I Garcia, LuisV D., " Blind identification and equalization of MIMO FIR channel based on second order statistics and blind Source separation", *IEEE DSE*, pp. 135-138, 2002.
- [47] H. Zamiri-Jafarian, M. Rajabzadeh, " A polynomial matrix SVD approach for time domain broadband beamforming in MIMO-OFDM systems", *in VTC Spring*, pp.

802–806, May 2008.

- [48] N. Benotmane B. and S.A. ELAHMAR, "Channel shortening equalizer for multi-access TH-UWB in the presence of multipath and multiuser interference", *article soumis à la revue Journal Radioelectronics and Communications Systems, Springer*, 2015.
- [49] G. Muhammad, E. Abdel-Raheem and K. E. Tepe, "Blind adaptive low-complexity time domain equalizer algorithm for ADSL systems by adjacent lag autocorrelation minimization (ALAM)", *Digit Signal Process*; 23: 1695–1703, 2013.
- [50] S. Gezici, M. Chiang, H. V Poor and H. Kobayashi, "Optimal and sub-optimal finger selection algorithms for MMSE rake receivers in impulse radio ultra-wideband systems", *Eurasip J Wirel Comm 2006*, 84249: 1–10. 2006.