Table des matières

Résumé ii

Abstract iii

Remerciement iv

Table des matières vii

Liste des tableaux viii

Liste des figures x

Glossaire des notations xi

Glossaire des abréviations xii

1 Introduction générale 1
- 1.1 Introduction . . . 1
- 1.2 Problématique et motivation . . . 2
- 1.3 Objectifs et méthodologie . . . 3
- 1.4 Structure du mémoire . . . 4

2 Technologie de communications à très large bande (UWB) 6
- 2.1 Bref historique . . . 6
  - 2.1.1 Définition d'un signal UWB . . . 7
  - 2.1.2 Régulation du spectre . . . 8
  - 2.1.3 Contraintes réglementaires de l'UWB . . . 9
  - 2.1.4 Formes d'ondes UWB . . . 11
  - 2.1.5 Modulation d'impulsion . . . 13
  - 2.1.6 Avantages et inconvénients de l'UWB . . . 14
  - 2.1.7 Quelques applications de l'UWB . . . 14
  - 2.1.8 Systèmes de communication ULB . . . 15

3 Canal de propagation pour l'UWB 16

3.1 Canal de propagation radioélectrique en milieu confinés 16
3.1.1 Espace libre 17
3.1.2 Trajets multiples 18
3.1.3 Variations du canal de propagation 20
3.2 Modèles de canal radio UWB 22
3.2.1 Modèle Cassioli-Win-Molisch 23
3.2.2 Modèles IEEE 802.15 24
3.2.2.1 Modèle IEEE 802.15.3a 24
3.2.2.2 Modèle IEEE 802.15.4a 25
3.2.3 Conclusion 26

4 Technique de transmission 27
4.1 Introduction 27
4.2 Concepts fondamentaux de MB-OFDM 28
4.3 Description du système MB-OFDM 30
4.3.1 Modèle de signal 30
4.3.2 Découpage du spectre UWB 32
4.3.3 Architecture de MB-OFDM 32
4.4 Avantages et désavantages 34
4.5 Concepte de DS-UWB 34
4.6 Modulation DS-UWB 36
4.7 Stratregie d'acquisition modulaire du signal UWB 36
4.8 Présentation de la technique 37
4.9 Corrélateur fréquentiel 38
4.10 Système d'acquisition rapide 39
4.11 Conclusion 40

5 Conception du système de communication UWB 41
5.1 Générateur du signal UWB 41
5.2 Structure et paramètres du système d'acquisition rapide DS-UWB proposé 43
5.2.1 Numérisation du signal UWB en Bande de base 43
5.2.2 FFT à structure optimale 44
5.3 Outils de modelisation et simulation 45
5.3.1 Matlab (Simulink) 46
5.3.2 Xilinx 46
5.3.3 FPGA 47
5.4 Conception 48
5.5 Résultats 50
5.5.1 Modulations 8PSK et DPSK 50
5.5.2 Scénario : Transmission des donnés Sans perte. 51
5.6 Detection de distance 53

6 Conclusion générale **56**
6.1 Introduction 56
6.2 Perspectives et recommandations 57

Bibliographie **61**

Liste des tableaux

4.1 Les débits de la MB-OFDM 33

Liste des figures

2.1 *Régulation du spectre fréquentiel.* 8
2.2 *Coexistence spectrale de l'UWB.* 9
2.3 *Masque spectral défini par la fcc.(indoor).* 10
2.4 *Masque spectral défini par la fcc.(outdoor).* 10
2.5 *Les différents systèmes coexistant avec l'UWB.* 11
2.6 *Les impulsions gaussiennes dans le domaine temporel.* 12
2.7 *les densités spectrales des les impulsions.* 12
2.8 *Principe de la modulation ppm.* 13

3.1 *Canal de transmission et de propagation.* 17
3.2 *Additions constructive et destructive de deux trajets de propagation.* . . 21

4.1 *L'allocation du spectre UWB standard.* 29
4.2 *Signaux multi-bandes transmis à différents moments.* 29
4.3 *spectre de système MB-OFDM.* 31
4.4 *Découpage de la bande UWB pour la solution MB-OFDM.* 32
4.5 *Schéma synoptique de l'émetteur MB-OFDM.* 33
4.6 *exemple d'un code temps-fréquence dans le système MB-OFDM.* 34
4.7 *Méthode d'étalement en DS-UWB.* 35
4.8 *Illustration de la technique d'acquisition modulaire.* 38
4.9 *Schéma bloc d'un corrélateur DS-UWB.* 39
4.10 *Schéma bloc du système d'acquisition DS-UWB proposé.* 40

5.1 *Schéma bloc d'un générateur du signal DS-UWB.* 42
5.2 *Illustration d'un train d'impulsions de la dérivée gaussienne de 3ème ordre.* 42
5.3 *Schéma bloc du système d'acquisition DS-UWB en bande de base proposé.* 43
5.4 *Exemple de numérisation d'une forme d'onde UWB.* 44
5.5 *Structure du terme papillon FFT.* 45
5.6 *Structure globale d'une puce FPGA.* 48
5.7 *Conception globale.* 49
5.8 *Modulation 8PSK dans un canal AWGN.* 51
5.9 *Modulation DPSK dans un canal AWGN.* 51
5.10 *Modulation 8PSK dans un canal de Rayleigh* 52

5.11 *Modulation DPSK dans un canal de Rayleigh* 52
5.12 *Émission et réception des donnés sans perte.* 53
5.13 *Calcul de BER (taux d'erreur).* 53
5.14 *Illustre le délai entre le signal émis et reçus.* 54
5.15 *Détection de délai et calcule de distance.* 54

Glossaire des notations

L_{BR}	Largeur de bande relative
f_c	Fréquence centrale de la transmission
f_H	Fréquence supérieure de la bande
f_L	Fréquence inférieure de la bande
G_E	Gain de lantenne
P_E	Puissance du signal émis
W	Densité de puissance
d	Distance
P_R	Puissance recue
G_R	Gain à la réception
A_R	Aire effective de lantenne de réception
f	Fréquence en Hz
c	Vitesse de propagation
d_F	Distance de Fraunhofer
D	Dimension de l'antenne
$D_k(n)$	Coefficient complexe
$x_k(t)$	Symbole OFDM
δ_D	Decalage Doppler
δ_f	Espacement fréquentiel entre des sous porteuses adjacente
λ	Longueur d'onde
T_{sym}	Durée de symbole

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES
Rapport-Gratuit.com

Glossaire des abréviations

AWGN	Additive White Gaussian Noise
DS-UWB	Direct-Sequence Ultra-WideBand
FPGA	Field Programmable Gate Array
DFT	Transformée de Fourier discrète
FCC	Federal Communications Commission
IR	Impulse Radio
FCC	Federal Communications Commission
FFT	Transformée de Fouricr rapide
RADAR	Radio Detecting And Ranging
DoD	Department of Defense"
IDFT	Transformée de Fourier discrète inverse
LOS	Line Of Sight
NLOS	Non Line Of Sight
OFDM	Multiplexage par division en fréquences orthogonales
ECMA	European Computer Manufacturers Association
UWB	Ultra Wide Band

Chapitre 1

Introduction générale

1.1 Introduction

Depuis quelques années, dans le domaine des télécommunications en milieu souterrain, les sujets de recherche ont augmenté dans le but de trouver la meilleure solution pour diminuer les risques d'accident et améliorer la localisation des personnes. Le besoin de localisation devient essentiel dans de nombreuses situations urgentes, telles que les accidents dans les milieux confinés, où nous devons localiser la position des personnes blessées, et parfois où nous devons déterminer la profondeur à laquelle sont situées ces personnes, dans le cas de travailleurs miniers, ou même encore pour trouver le chemin à parcourir jusqu'à ces personnes.

La localisation en milieu souterrain nécessite l'utilisation d'un signal de courte impulsion et à très large bande et d'une méthode de traitement de haut niveau. D'après plusieurs recherches dans les laboratoires des télécommunications en milieu souterrain, en milieu confiné et dans le monde industriel, le signal UWB (à très large bande) devrait être la prochaine génération technique la plus importante, puisqu'il envoie des impulsions de faible puissance et à grande vitesse de quelques GHz. Cette combinaison donne au signal UWB plus de fiabilité lors de la localisation et la détection des positions dans le milieu confiné.

Les techniques d'acquisition des signaux UWB sont étudiées dans le but de satisfaire aux nouvelles exigences des systèmes de communication. L'acquisition rapide pour les signaux UWB en milieu minier souterrain est une nouvelle technique de traitement et

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

d'acquisition des signaux UWB qui pourrait améliorer la performance de traitement de ces signaux. La nature du milieu minier représente un défi quant à la précision et la localisation de position. La performance du support physique de la technologie UWB donne une excellente résolution temporelle, ce qui facilite la localisation.

Nous avons proposé un système d'acquisition DS-UWB afin de valider notre thèse, selon laquelle cette technique pourra améliorer la performance de traitement du signal UWB. Nous avons orienté notre travail vers l'implémentation de ce circuit proposé sur des puces programmables FPGA-Xilinx et nous avons étudié la performance de ce système en appliquant plusieurs méthodes de simulation.

1.2 Problématique et motivation

Le système militaire américain est le système le plus révolutionnaire parmi les systèmes mondiaux. Il est le premier à avoir commencé à utiliser le système de positionnement GPS, lequel offre des précisions remarquables et est largement exploité dans des applications civiles de navigation et de communications sans fil. Toutefois, les signaux des satellites GPS ne sont pas équipés pour atteindre les milieux confinés (une galerie minière, par exemple), d'où la nécessité de développer un système de radiolocalisation propre à ce type d'environnement. La localisation dans le milieu souterrain minier présente de grands potentiels de recherche pour les technologies des communications et de l'information. Cependant, la nature minière nécessite un support physique sans fil particulier. En effet, la nature minière est l'environnement le plus nuisible dans le cas des communications sans fil et surtout par trajets multiples. Ce phénomène, causé par la superposition et la combinaison destructive des trajets multiples, engendre des affaiblissements profonds du signal radio et, par conséquent, des erreurs de détection et d'estimation des paramètres de celui-ci.

Avec les progrès croissants enregistrés en communications sans fil, il devient indispensable de trouver la solution optimale à adopter pour les applications de radiolocalisation en milieu souterrain. Ainsi la technique UWB ("Ultra Wide Band") de communications à très large bande semble la plus prometteuse pour ce type d'application. En effet, les signaux de très courtes durées sont transmis à une excellente résolution temporelle, ce qui est d'une importance cruciale dans une telle application de positionnement. Cette nouvelle technique est un produit de recherche de la communauté du RADAR

("Radio Detecting And Ranging") et consiste à transmettre périodiquement des trains d'impulsions de quelques centaines de picosecondes ("ps"). Elle est ainsi basée sur des formes d'ondes sans fréquence porteuse ("carrier free"), lesquelles permettent des débits de transmission très élevés, ce qui peut être prometteur pour les techniques d'étalement spectral. Les signaux UWB ont été introduits en 1989 par le département de la défense DoD ("Department of Defense") des états-Unis, alors que les formes d'ondes par impulsions étaient déjà utilisées depuis la Seconde Guerre mondiale. Depuis, l'étude des systèmes de transmission par impulsions, tant dans le monde industriel qu'académique, a suscité un grand intérêt au sein de la communauté scientifique.

En effet, étant donné la nature impulsionnelle et dense des formes d'ondes ultracourtes utilisées, l'exploitation de techniques d'acquisition rapide et à complexité réduite des signaux UWB, permettant ainsi un traitement efficace, s'avère d'une grande importance. Les techniques d'acquisition séquentielle, effectuant un traitement des échantillons un à la fois, sont très coûteuses en temps nécessaire à l'estimation du déphasage et à la déduction de la position. De plus, les méthodes proposées récemment pour l'acquisition rapide du signal UWB gèrent plus efficacement le processus de recherche de la phase temporelle, et ce, en se basant sur des algorithmes qui permettent d'optimiser l'espace de recherche et de réduire implicitement le temps d'acquisition. Cependant, ces nouvelles techniques ne peuvent être considérées parfaitement optimales, puisqu'elles accordent moins d'importance à l'aspect architectural qu'à l'aspect algorithmique des systèmes suggérés. D'autre part, elles restent toutes basées algorithmiquement sur le traitement du signal dense UWB dans le domaine temporel. Enfin, nous vérifierons les résultats de simulation par l'implémentation de cette nouvelle technique d'acquisition rapide en Xilinx.

Notons finalement que cette technologie de communications assure des débits importants, ce qui diminue les risques d'interférences avec d'autres systèmes. Ainsi, la synchronisation rapide et précise des impulsions ultracourtes utilisées joue un rôle important dans le positionnement en un tel environnement.

1.3 Objectifs et méthodologie

Ce travail de recherche consiste à implanter le système proposé d'acquisition rapide pour des communications UWB à très large bande. Ce nouveau système est proposé

dans la perspective d'applications de localisation dans un milieu minier confiné. Dans le contexte global du projet, les aspects particuliers de la technologie UWB ont été pris en considération afin d'assurer l'adaptation parfaite du système proposé à la nature impulsionnelle de cette technologie. Enfin, les caractéristiques particulières de l'environnement d'application souterrain ont été considérées, et ce, afin de valider l'utilisation de ce système proposé dans un tel milieu confiné.

Le système proposé est basé sur une technique d'acquisition modulaire ("Block-processing"). Cette méthode, située dans une grande classe d'algorithmes, a démontré une grande efficacité dans d'autres domaines [6, 20]où elle est utilisée pour la manipulation en temps réel de hauts flux de données [13]. Elle est adoptée ici pour réaliser une acquisition rapide du signal dense UWB. Son utilisation en synchronisation UWB consiste à traiter le signal à la réception par des blocs d'échantillons simultanés, permettant ainsi d'obtenir de meilleures performances dans des conditions difficiles. Son adaptation à cette application est réalisée par le calcul de la fonction de corrélation dans le domaine fréquentiel en utilisant des transformées de Fourier discrètes ("DFT"). Notons que la corrélation des trains d'impulsions UWB est calculée par une simple multiplication dans le domaine fréquentiel, ce qui réduit considérablement les calculs et permet d'accélérer significativement le processus d'acquisition. Les simulations numériques du système proposé permettent de valider celui-ci par l'évaluation de ses performances. D'autre part, l'implantation du système proposé sur des puces programmables FPGA ("Field programmable Gate Array") servira d'ébauche pour une mise en oeuvre de celui-ci. Ces puces sont connues pour leur grande capacité d'intégration, de reconfigurabilité, et surtout pour leurs fréquences d'opération élevées, permettant ainsi une très grande vitesse de traitement. Finalement, nous avons effectué la simulation en temps réel sur Xilinx du système global de radiolocalisation dans le milieu minier, et ce, dans le contexte général des considérations pratiques d'implantation de celui-ci.

1.4 Structure du mémoire

Cette thèse est structurée en cinq chapitres. Le premier chapitre est une introduction donnant un aperçu global sur le sujet de recherche en énonçant ses problématiques et en discutant de ses objectifs. L'originalité et les contributions sont également mises en valeur.

Dans le deuxième chapitre, nous donnons un aperçu global de la technologie de communication à très large bande UWB. Un bref historique présente cette nouvelle technologie de communication sans fil, laquelle est basée sur l'émission de très courtes impulsions à de très faibles puissances. En effet, la densité spectrale de puissance rayonnée est extrêmement faible, de sorte que les autres systèmes, notamment ceux en bande étroite, perçoivent le signal UWB comme du bruit. Ceci promet une réutilisation assez massive des bandes de fréquences allouées dans un contexte de " pollution radioélectrique " Ainsi, nous parlons sur différents types de modulation d'impulsion. Enfin, les avantages et les inconvénients de cette technologie sont expliqués plus en détails, et nous concluons par un aperçu des applications actuelles de cette nouvelle technologie.

Le troisième chapitre présente le canal de propagation radio pour la technologie UWB. Nous effectuons une description théorique de celui-ci pour les milieux confinés, puis nous présentons des modèles existants du canal radio UWB. Finalement, nous présentons le milieu minier confiné et nous détaillons la modulation du canal UWB considéré.

Le chapitre 4 présente une revue de littérature des techniques de transmission et l'algorithme proposé pour l'accélération du processus d'acquisition du signal UWB. Nous expliquons plus en détails la méthode d'acquisition modulaire du signal UWB proposée.

Le chapitre 5 présente un aperçu des différents blocs du système DS-UWB proposé et de la simulation. Dans la première partie de ce chapitre, nous expliquons le rôle des différents blocs du système d'acquisition UWB. Ensuite, nous analysons les résultats de simulation des différents tests.

Finalement, nous concluons en présentant les perspectives de ce projet et en donnant des recommandations pour celui-ci.

Chapitre 2

Technologie de communications à très large bande (UWB)

2.1 Bref historique

La technique UWB est une technologie relativement nouvelle. L'UWB désigne au départ des formes d'onde sans fréquences porteuses " carrier-free " faites d'impulsions de durée très courte (<ns) ; et cette terminologie vient de la communauté RADAR.

Le terme UWB [8, 41]a probablement été introduit en 1989 par le Département de la défense (DoD) des états-Unis, alors que les formes d'ondes par impulsion étaient déjà utilisées depuis plus de quarante ans, soit depuis la seconde guerre mondiale. Ceci peut permettre d'expliquer en partie la difficulté pour la Federal Communications Commission (FCC) de définir la technologie UWB.

Les développements et les recherches sur l'UWB et surtout les trains d'impulsions de très courte durée, ont été financés par le gouvernement américain jusqu'en 1994 sous le couvert de la confidentialité [41].

Par la suite, le monde industriel effectue des études sur les systèmes de transmission par impulsions. En 1992, un premier article présente cette nouvelle solution, connue sous le nom d'Impulse Radio (IR) [39]. Cet article provient de collaborateurs issus de

deux sociétés différentes, L. Fullerton (Time Domain Systems Inc.) et P. Withington (Pulson Communications), qui travaillèrent ensemble à la réalisation d'une puce permettant la mise en uvre de ce type de système (IR). En 1996, la société Time Domain proposa sur le marché des modems (IR) à base de puces nommées PulsON.

L'article de 1992 fut suivi l'année suivante par des travaux académiques réalisés par Scholtz [40] en 1993.Il faut toutefois attendre en 1997 pour que le terme UWB apparaisse dans le titre d'un article relativement à la technologie IR

En août 1998, aux états-Unis, la Federal Communications Commission (FCC) émit un avis d'information publique [21] afin d'évaluer la possibilité de permettre l'utilisation de systèmes UWB. Les organismes et les partenaires industriels impliqués dans l'utilisation de l'UWB ont répondu à cet avis et ont ainsi envoyé une centaine de réponses et de commentaires à la FCC. En mai 2000, la FCC publia un avis de proposition de réglementation (Notice of Proposed Rule Making) dans lequel elle reconnaissait les avantages que pourraient apporter les systèmes utilisant l'UWB, et ce, dans de nombreux domaines. Finalement, la FCC autorisa l'utilisation commerciale de ces systèmes pour les applications civiles et elle attribua le spectre 7.5 GHz de la bande 3.1 à 10.6 GHz pour la technologie UWB.

2.1.1 Définition d'un signal UWB

Tel que mentionné dans ce bref historique, l'émission de trains d'impulsions à très large bande est la base de cette technologie, laquelle peut être utilisée en localisation, en radar et en imagerie. Le terme " à très large bande " désigne les systèmes qui transmettent et reçoivent des ondes dont la largeur de bande relative LBR (fractional bandwidth) est supérieure ou égale à 0,25. La largeur de bande relative LBR est définie de la façon suivante :

$$LB_r = \frac{fH - fl}{fc} \tag{2.1}$$

Avec :

$$fc = \frac{fH + fl}{2} \tag{2.2}$$

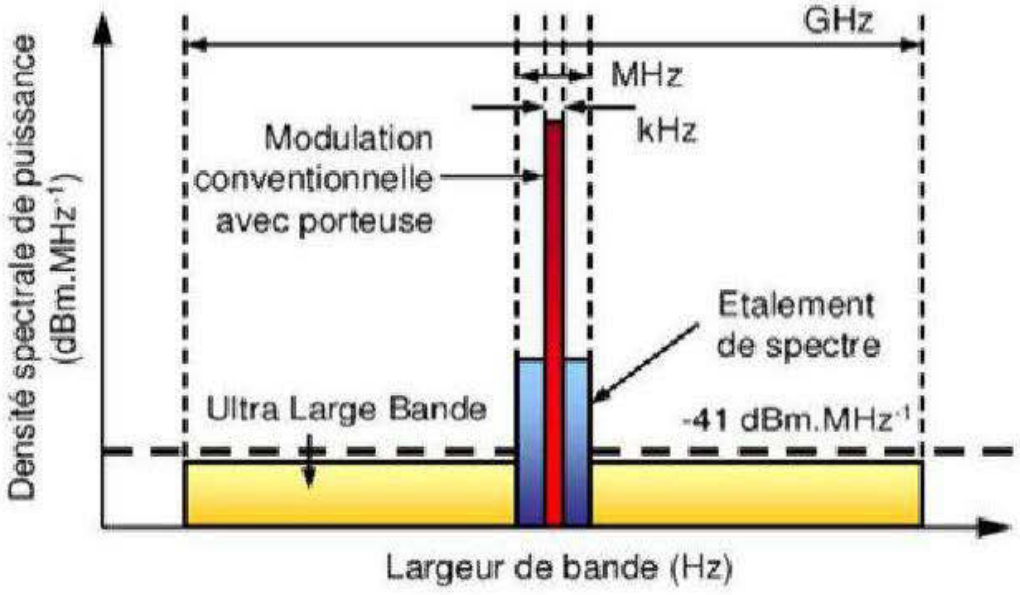

FIGURE 2.1 *Régulation du spectre fréquentiel.*

f_c représente la fréquence centrale de la transmission, $f_H$représente la fréquence supérieure de la bande de fréquences et f_L représente la fréquence inférieure de la bande de fréquences. D'après la définition de Taylor, le signal UWB devait occuper une largeur de bande supérieure ou égale à 25% de sa fréquence centrale. Cette définition a donc été modifiée et remplacée par une nouvelle définition proposée par la Federal Communications Commission (FCC).En se Basant sur cette définition, un signal ultra large bande est un signal dont la bande passante à -10 dB excède à tout moment 500 MHz et 20% de sa fréquence centrale.

Enfin, la bande principale prévue pour l'UWB se situe entre 3.1 GHz et 10.6 GHz. Cette bande d'environ 7.5 GHz de large pourrait être décomposée en 14 sous "canaux" de 500 MHz. Un système de communication utilisant la totalité de la bande, ou un ensemble des sous canaux de 500 MHz ou même un seul canal de 500 MHz serait donc considéré comme un système UWB.

2.1.2 Régulation du spectre

La régulation du spectre est nécessaire dans le cas de l'UWB, car la bande spectrale étendue recouvre le spectre des autres techniques de communication à bande étroite. Ce

recouvrement nécessite une gestion rigoureuse, et une répartition stricte du spectre de fréquence par zone géographique et par domaine d'utilisation. Les organismes de régulation à l'échelle nationale et internationale génèrent des standards de communication par des procédures strictes d'allocation de bande de fréquence, et ce pour chaque type d'application. La figure 2.2 illustre le spectre et l'allocation de bande de fréquence de chaque technologie.

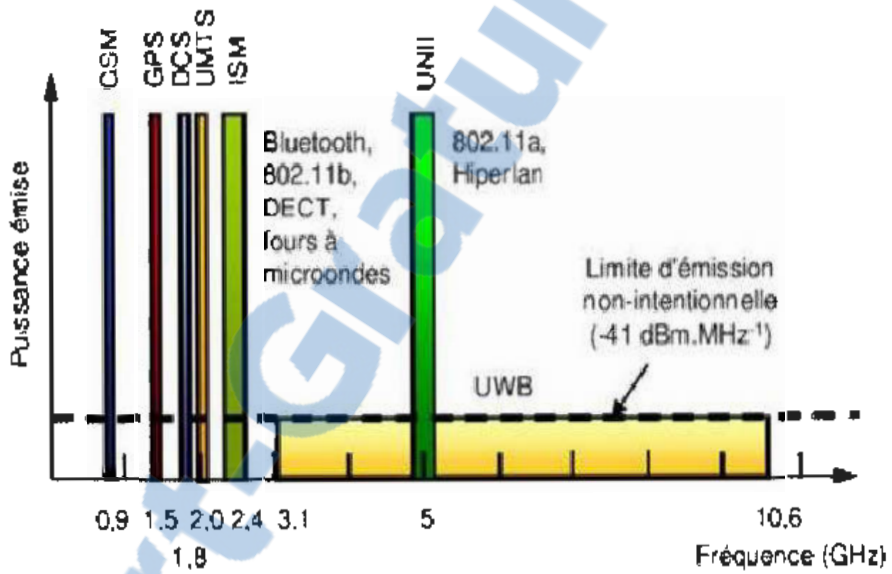

FIGURE 2.2 *Coexistence spectrale de l'UWB.*

2.1.3 Contraintes réglementaires de l'UWB

La réglementation américaine des systèmes UWB fut définie en février 2002 par la FCC. La FCC a considéré que l'UWB ne perturberait pas les autres systèmes radio. Dans cette loi, la FCC a fixé les limites de la bande de fréquences et des puissances autorisées pour un système de communication UWB et a tenu à protéger les systèmes de communication existants en proposant la bande de 3,1 GHz à 10,6 GHz afin d'éviter de perturber les services existants sur les bandes inférieures avec une limite de densité spectrale de puissance très basse qui ne dépasse pas -41,3 dBm/MHz en puissance moyenne et 0 dBm/50 MHz en puissance crête. La figure 2.3 représente respectivement le gabarit de puissance à l'intérieur (indoor) et la figure 2.4 représente celui de l'extérieur (outdoor).

RapportGratuit.com

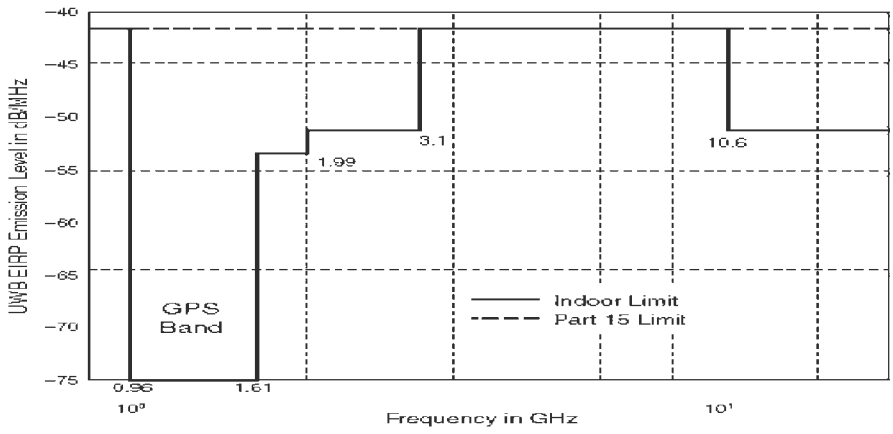

FIGURE 2.3 – *Masque spectral défini par la fcc.(indoor).*

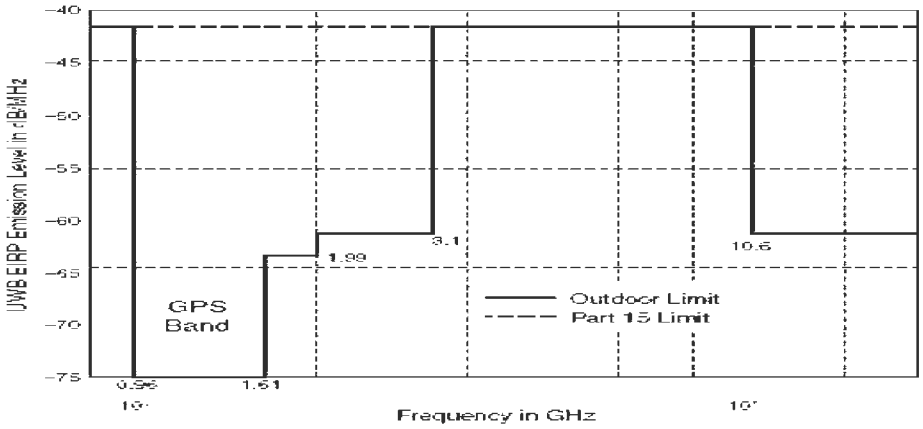

FIGURE 2.4 – *Masque spectral défini par la fcc.(outdoor).*

La différence principale entre les masques spectraux d'une liaison en intérieur ou en extérieur, présentés respectivement sur les figures précédentes, est le degré de l'atténuation très élevée exigée sur la limite à gauche de la bande utile pour la liaison en extérieur.
Cette caractéristique vise à protéger les récepteurs du système mondial de radiorepérage GPS (Global Positioning System) situé dans la bande [0.96-1.61 GHz]. Comme il vient d'être précisé, l'UWB doit coexister avec d'autres systèmes de communication sans être la source de perturbation ou d'interférence pour ces systèmes.

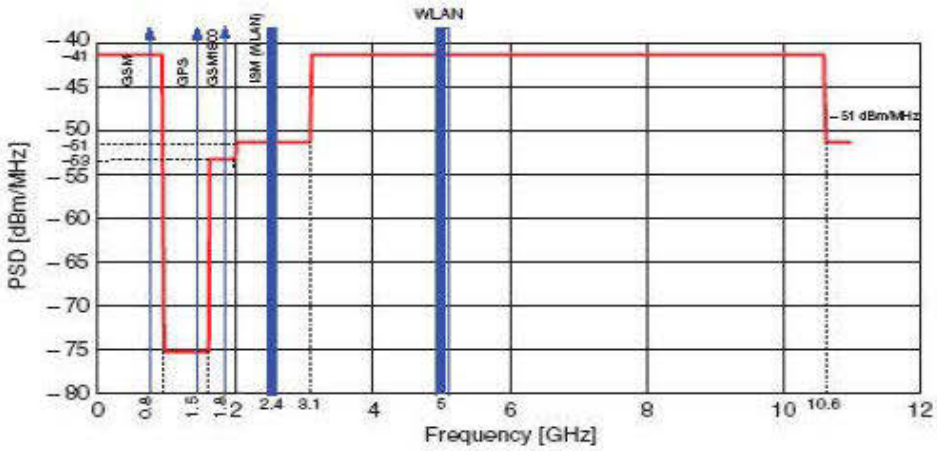

FIGURE 2.5 *Les différents systèmes coexistant avec l'UWB.*

2.1.4 Formes d'ondes UWB

Les ondes impulsionnelles existent sous plusieurs formes et sont basées sur la transmission et la réception d'impulsions de très courte durée de nanosecondes ou picosecondes. Ces impulsions sont répétées avec une période de quelques dizaines de nanosecondes.

Avec l'utilisation de ce type de forme d'onde, les ondes impulsionnelles en UWB présentent notamment les avantages suivants :

une très grande précision dans la mesure des distances. ce type de technique est donc très pratique pour la localisation.

une faible probabilité de détection et d'interception. Un très large spectre avec une densité de puissance spectrale très faible confère à l'UWB sa faible distinction.

une grande capacité de pénétration. Le spectre étendu du signal à large bande confère à ce dernier une grande capacité de pénétration de différents objets grâce à la partie basse de son spectre. Ceci explique implicitement l'origine de leur utilisation en radar.

Cependant, la finesse d'impulsions nécessite des horloges très précises, donc coûteuses. De plus, pour éviter les perturbations sur les sous-bandes destinées à d'autres usages, compléter le filtrage devient nécessaire, ce qui complique à la fois la chaîne d'émission et la chaîne de réception. Plusieurs types d'impulsion ultra courte sont utilisés dans les systèmes de transmission UWB impulsionnels, dont les plus répandus sont présentés sur la figure 2.6 et dont la densité spectrale de puissance est présentée sur la figure 2.7. Ces impulsions sont modélisables sous forme de dérivés de différents ordres d'une impulsion gaussienne.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

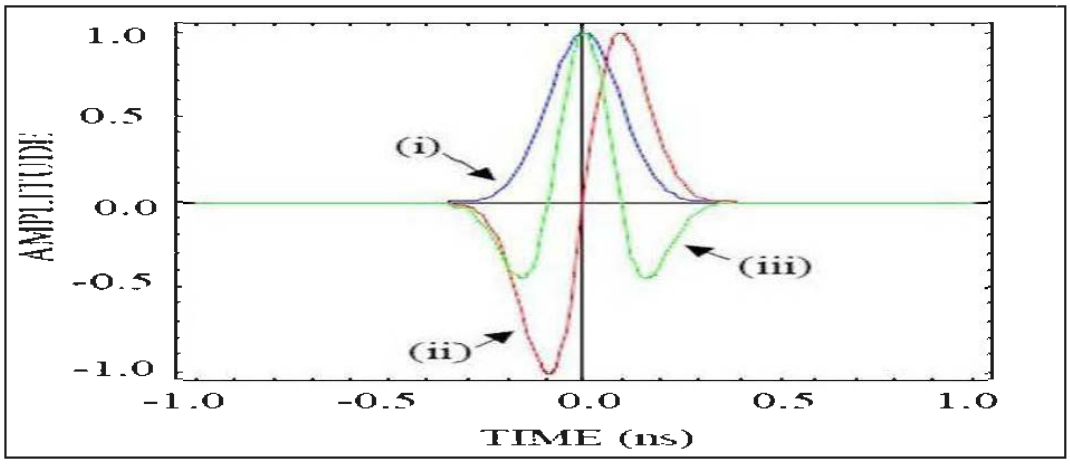

FIGURE 2.6 – *Les impulsions gaussiennes dans le domaine temporel.*

La figure 2.6 représente les impulsions gaussiennes dans le domaine temporel :
- (i) : la gaussienne,
- (ii) : le monocycle gaussien, appelé aussi dérivée première de la gaussienne,
- (iii) : la dérivée seconde gaussienne.

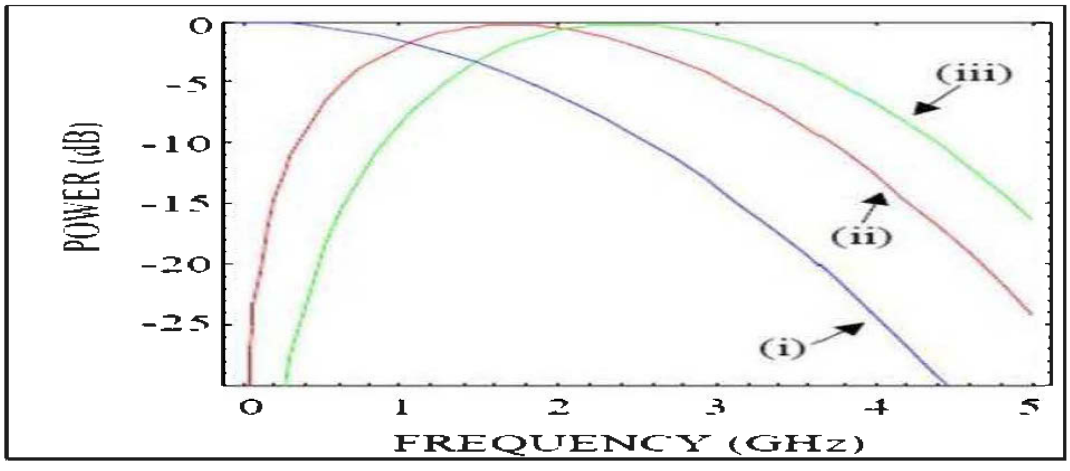

FIGURE 2.7 – *les densités spectrales des les impulsions.*

La figure 2.7 représente leurs densités spectrales respectives. Ces 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 le plus utilisé en très large bande impulsionnelle. Dans le domaine temporel, le monocycle gaussien est mathématiquement similaire à la dérivée première de l'impulsion gaussienne, et il peut s'écrire

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

sous la forme suivante :

$$V(t) = \frac{t}{\tau} e^{-(\frac{t}{\tau})^2} \tag{2.3}$$

Avec τ la durée du monocycle et t représente la variable temps.

Dans le domaine fréquentiel, le spectre du monocycle a la forme suivante :

$$V(f) = -jf\tau^2 e^{-(f\tau)^2} \tag{2.4}$$

La fréquence centrale est proportionnelle à l'inverse de la durée de l'impulsion. Nous pouvons constater que le spectre de cette impulsion ultra courte (200 p_s) s'étend sur une très large bande.

2.1.5 Modulation d'impulsion

Dans la modulation d'impulsion en position, l'information est codée selon la position de l'impulsion dans le temps la figure 2.8 illustre bien le principe de cette modulation.

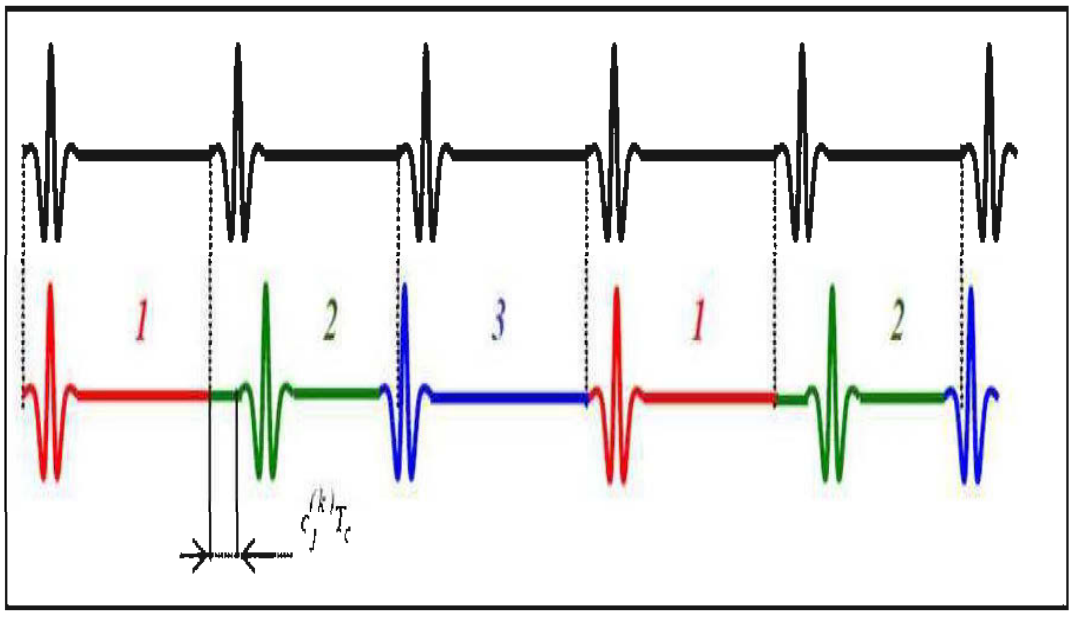

FIGURE 2.8 *Principe de la modulation ppm.*

Pour le bit '1', un décalage d est appliqué par rapport à la position de référence qui correspond au bit '0'. Le décalage d est appelé indice de modulation, il dépend de la durée de l'impulsion.

2.1.6 Avantages et inconvénients de l'UWB

Les Avantages de l'UWB sont :

- une très grande capacité de canal de transmission. Puisque les données sont transmises sur une importante largeur de bande, cela fournit un débit très élevé pour les applications des réseaux multi-usagers.
- une faible probabilité de détection et d'interception. Cette faible distinction est due à la faible densité spectrale des signaux UWB, de même qu'à une puissance et un rapport signalant un bruit relativement faibles.
- une absence d'interférence. Les signaux des systèmes de communication UWB n'interfèrent pas avec les autres signaux partageant avec eux le même spectre.
- une bonne capacité de pénétration. Les signaux UWB peuvent ainsi traverser différents types de surface.
- une accessibilité pour des applications de localisation. La détection et la précision du signal UWB, grâce à leur résolution, rendent cette technologie accessible pour des applications de localisation.
- une faible consommation d'énergie. Grâce à la faible puissance de transmission et à l'utilisation d'impulsions de très courte durée en émission et en réception, les systèmes UWB consomment peu d'énergie.

L'UWB présente également quelques inconvénients :
- une faible couverture. La très large bande et la faible puissance du signal UWB limitent le type d'applications possibles qui utilisent cette technologie.
- Le haut débit induit l'utilité du traitement d'un signal très dense à la réception, avec une rapidité raisonnable, ce qui est difficile à réaliser.

2.1.7 Quelques applications de l'UWB

L'UWB, à l'origine, était destiné pour des applications militaires et était appliqué dans le domaine du radar anticollision des véhicules, les systèmes d'imagerie radar comme le radar de pénétration de sol ou le radar d'imagerie à travers les murs.
Les radars à impulsions à très large bande utilisent des impulsions très courtes de l'ordre de quelques nanosecondes avec un spectre étendu qui va de quelques dizaines de MHz à quelques GHz. Ces propriétés confèrent au radar UWB plusieurs avantages :
- une brièveté des impulsions à fort contenu spectral. Cette caractéristique permet de mesurer une réponse transitoire de la cible très riche en information et de dissocier les différents échos en réception. Cette particularité fait que cette technique

est très robuste en présence de multi-trajets.
- un spectre large d'impulsions. Cela lui permet d'obtenir des résultats sur toute la bande à partir d'une mesure unique. Il lui procure également un fort pouvoir de détection puisqu'il couvre toute la bande.
- une grande capacité de pénétration. La partie basse du spectre favorise la pénétration des ondes à travers des obstacles comme le sol, la végétation ou les murs.

2.1.8 Systèmes de communication ULB

L'UWB peut surtout être utilisée dans les systèmes de communication sans fil à courte portée. On imagine actuellement son emploi dans deux grandes familles d'applications dites respectivement "haut" et "bas" débit. Dans le domaine du bas débit (inférieur ou égal à 1 Mbit/s), on imagine des réseaux de type réseaux de capteurs avec plusieurs applications possibles. En général, l'aspect localisation fait partie des services envisagés. D'un point de vue normatif, on parle alors des travaux du groupe IEEE802.15.4a. L'autre domaine important est l'ULB haut débit.

Il s'agit alors de mettre au point des systèmes de communication à courte distance (<10m) mais avec des débits très importants (environ 400 Mbit/s). L'objectif est alors de remplacer tout un ensemble de dispositifs de communication de type "cordon vidéo" par exemple. Le groupe de normalisation correspondant était le groupe IEEE802.15.3a, mais ce groupe s'est dissous de lui-même après avoir constaté qu'il n'arrivait pas à trouver une solution de transmission, faisant le compromis des différentes propositions des membres du groupe. Une suite de ce groupe est actuellement le regroupement ECMA qui a pour but de définir une forme d'onde ULB haut débit.

Chapitre 3

Canal de propagation pour l'UWB

Dans ce chapitre, nous présentons le canal de propagation radioélectrique dans des milieux confinés. Nous décrivons tout d'abord les différents phénomènes de propagation des ondes radioélectriques, puis nous effectuons une revue des différents modèles existants.

3.1 Canal de propagation radioélectrique en milieu confinés

Dès 1855 [4], l'existence des ondes électromagnétiques a été déterminée de façon théorique par James Clerk Maxwell. À partir de 1886, le physicien Hertz, cherchant à démontrer que les ondes électromagnétiques se déplaçaient à une vitesse infinie, réalisa les premières expériences de propagation radioélectrique. Le circuit oscillant réalisé par Hertz consistait en la décharge de deux sphères métalliques qui se matérialisaient par une étincelle observée sur une boucle en circuit ouvert [3]. Fait intéressant, nous constatons que le signal transmis par Hertz constituait, de par la nature impulsionnelle des ondes transmises, un signal à très large bande UWB [7]. Par ailleurs, avec l'exploitation industrielle de la transmission radioélectrique, de nombreuses recherches ont été menées pour caractériser les mécanismes de propagation des ondes électromagnétiques, d'abord pour les signaux à bande fréquentielle étroite, puis pour les signaux à bande large.

Par définition un système de transmission radioélectrique permet de transformer un

signal électrique émis s(t) en un signal électrique reçu r(t) par l'intermédiaire d'ondes électromagnétiques. Le canal de propagation correspond au système qui fait passer le signal s(t) au signal r(t) et tient donc compte des interactions entre les ondes électromagnétiques et leur environnement. Á ce stade, il convient de faire la distinction entre le canal de propagation, qui représente les transformations des ondes électromagnétiques lors de leur propagation, et le canal de transmission, qui inclut également le diagramme de rayonnement des antennes utilisées. La figure 3.1 illustre cette distinction entre ces deux types de canaux. Le canal de transmission est parfois assimilé au canal de propagation, mais cette distinction prend toute son importance lors de l'analyse de canaux à entrées et sorties multiples, ou Multiple Input Multiple Output (MIMO).

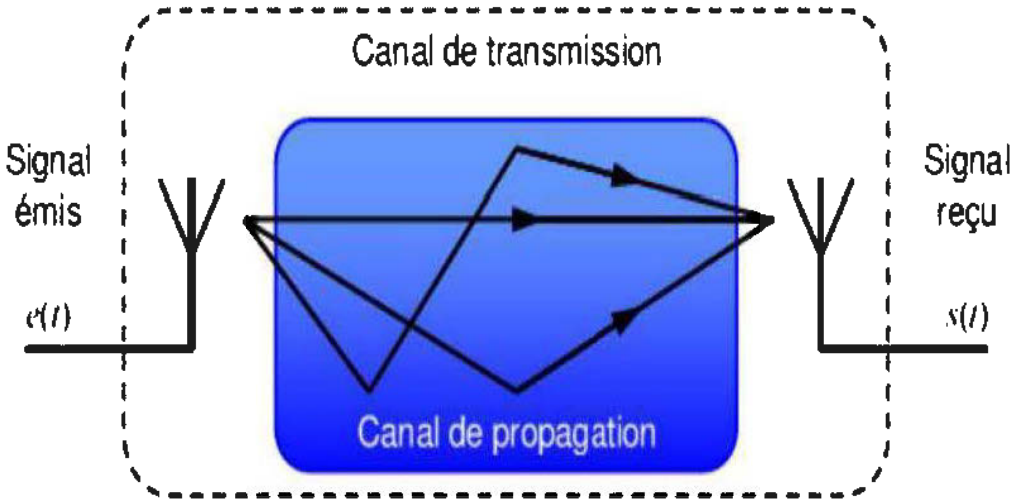

FIGURE 3.1 *Canal de transmission et de propagation.*

3.1.1 Espace libre

Considérons un cas idéal où le système de transmission est situé en espace libre, i.e. dans un environnement exempt de toute obstruction. En notant G_E le gain de l'antenne d'émission et P_E la puissance du signal émis, la densité de puissance W présente à une distance d est donnée par [24] :

$$w = \frac{P_E G_E}{4\pi d^2} \tag{3.1}$$

La puissance P_R du signal disponible aux bornes d'une antenne de réception de gain G_E est reliée à la densité de puissance W par la relation :

$$P_R = WA_R = W\frac{\lambda^2 G_R}{4\pi} \tag{3.2}$$

Avec A_R représentant l'aire effective de l'antenne de réception et λ la longueur d'onde pour la fréquence de travail.
Les équations (3.1) et (3.2) conduisent à la formule de Friis, qui permet de calculer l'atténuation du signal en espace libre :

$$\frac{P_r}{P_E} = G_E G_R(\frac{c}{4\pi f d})^2 \tag{3.3}$$

λ représente la relation entre la longueur d'onde," f " représente la fréquence et c =f.λ représente la vitesse de propagation.

Notons que cette relation n'est valable que lorsque la distance " d " est suffisamment grande pour que l'antenne de réception soit considérée comme faisant partie du champ lointain de l'antenne d'émission. Un récepteur se situe dans le champ lointain lorsque la distance " d " est supérieure à la distance de Fraunhofer d_F, laquelle est reliée à la plus large dimension de l'antenne d'émission " D " et à la longueur d'onde "λ" du signal émis par la relation :

$$d_F = \frac{2D^2}{\lambda} \tag{3.4}$$

La propagation en espace libre est un cas théorique de référence. Dans des conditions réelles de propagation, l'environnement du système de transmission interfère avec l'onde transmise selon différents mécanismes de propagation, lesquels sont présentés dans la sous-section suivante.

3.1.2 Trajets multiples

Dans un environnement réel, la transmission d'un signal se fait généralement en empruntant, en plus d'un possible trajet direct, d'autres trajets de propagation. Ces trajets varient en nombre et subissent différents effets, selon la nature de l'interaction

entre l'onde et un élément de l'environnement. Le signal obtenu au niveau de l'antenne réceptrice correspond à une recombinaison de ces ondes, lesquels ont subi un affaiblissement et une rotation de phase différents, et arrivent ainsi au récepteur avec un retard lié à la longueur du trajet de propagation. La présence de trajets multiples de propagation peut conduire à une distorsion importante du signal reçu. D'un autre côté, et plus particulièrement dans les environnements confinés, un trajet en visibilité directe (Line of Sight) (LOS) n'est pas toujours disponible. Dans ce cas, ce sont les trajets en non-visibilité (Non Line of Sight) (NLOS) qui permettent la communication radio.
Le concept de propagation par trajets multiples est ainsi lié aux principaux phénomènes de propagation suivants :

Réflexion : La réflexion intervient sur des obstacles de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde. Lorsque deux milieux différents sont séparés par une surface non rugueuse (c'est-à-dire dont les irrégularités sont de petite taille par rapport à la longueur d'onde), nous parlons de réflexion spéculaire. Dans ce cas, la direction et l'amplitude du rayon réfléchi sont régies par les lois de Snell-Descartes et les formules de Fresnel. Lorsque la surface séparant les deux milieux présente des irrégularités aléatoires non négligeables, la réflexion est dite diffuse. Le maximum d'énergie est dirigé selon le rayon réfléchi, mais une partie de l'énergie est diffusée dans des directions voisines.

Transmission : Si le milieu où intervient la réflexion n'est pas totalement radio-opaque, une partie de l'onde incidente traverse le matériau selon un mécanisme de transmission. Pour la plupart des matériaux de construction présents dans les environnements intérieurs, l'onde transmise subit alors un affaiblissement assez important. Notons toutefois que pour un matériau donné, l'affaiblissement et la direction du signal transmis dépendent de la longueur d'onde, en raison de la variation de l'indice de réfraction du matériau. Enfin, pour un matériau de type cloison, des réflexions multiples peuvent se produire à l'intérieur du matériau.

Diffraction : La diffraction a lieu sur les arêtes d'obstacles de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde. Elle explique la continuité du champ électromagnétique situé de part et d'autre de la ligne de visibilité optique. Le champ diffracté se calcule selon le principe de Huygens, lequel considère chaque point du fond d'onde éclairant un obstacle comme une source secondaire sphérique. Ainsi, les ondes diffractées se répartissent de façon radiale par rapport à l'arête diffractant, selon un cône dont l'angle correspond à l'angle d'incidence.

Lorsqu'une onde électromagnétique rencontre un groupe dense d'obstacles dont les dimensions sont petites par rapport à la longueur d'onde, le phénomène alors observé correspond à la superposition d'un grand nombre de diffractions aléatoires. Dans ce cas, nous traitons le comportement de l'onde incidente de façon

Rapport-Gratuit.com

statistique et nous parlons de diffusion. Nous considérons généralement que l'onde est redirigée dans toutes les directions avec une atténuation variable. Ce phénomène, le plus souvent observé en extérieur, au contact d'un feuillage par exemple, peut également se produire en intérieur sur un ensemble d'objets domestiques de petite taille.

En environnement intérieur, le phénomène de guidage d'ondes peut se produire entre deux cloisons, dans un couloir par exemple. Les réflexions successives sur deux obstacles parallèles provoquent un déplacement global des ondes électromagnétiques selon la direction de guidage. Ce phénomène se produit également en environnement urbain, en raison des immeubles bordant les rues étroites.

3.1.3 Variations du canal de propagation

En raison des différentes interactions des ondes radioélectriques avec leur milieu de propagation, nous observons des variations significatives des caractéristiques du canal à différentes échelles. Outre les pertes par propagation en espace libre, les phénomènes de variation à grande échelle sont principalement dus à l'effet de masquage. En effet, les nombreuses obstructions présentes dans l'environnement génèrent une atténuation supplémentaire pour les ondes transmises. Généralement, cette atténuation est en fonction de la distance " d " entre l'émetteur et le récepteur, et nous la caractérisons par le coefficient de pertes par propagation N_d et par la puissance du signal reçu décroissant de façon proportionnelle à d_d^N. La valeur du paramètre N_d est de 2 en espace libre, et varie entre 2 et 5 en configuration NLOS. En visibilité, les effets de guidage d'onde peuvent conduire à une valeur de N_d inférieure à 2. Les déviations de l'ordre du " dB " de la puissance reçue par rapport à la tendance en N_d sont dues à des masquages ponctuels et sont dénommées variations lentes ou effet de masque.
Les fluctuations à petite échelle sont un effet direct de la propagation par trajets multiples. En effet, la recombinaison de plusieurs versions d'un signal présentant une atténuation et un retard de phase différents est à l'origine de fluctuations rapides importantes, lesquelles peuvent atteindre plusieurs dizaines de dB.

Sélectivité spatiale Prenons d'abord le cas d'un signal composé d'une fréquence porteuse pure se propageant selon deux trajets, le trajet direct et un trajet réfléchi. Si la réflexion se produit à proximité de la ligne de visibilité directe, nous pouvons considérer que ces deux trajets présenteront une atténuation similaire. Cependant, selon la longueur d'onde du signal émis et la différence de marche entre les deux trajets, les deux versions du signal peuvent arriver en phase ou en opposition de phase. Ce concept est illustré dans la figure 3.2. Dans le premier cas, les signaux

s'additionnent de façon constructive et nous observons un gain de puissance. Dans le second cas, il y a addition destructive des signaux et la puissance totale reçue est fortement affaiblie. En cas de déplacement du mobile, la rotation des phases de chaque trajet conduit à une succession de maximas et de minimas qui constituent un signal présentant des évanouissements rapides. Lorsque ce phénomène s'applique à un grand nombre de trajets, le signal reçu s'apparente à un processus aléatoire.

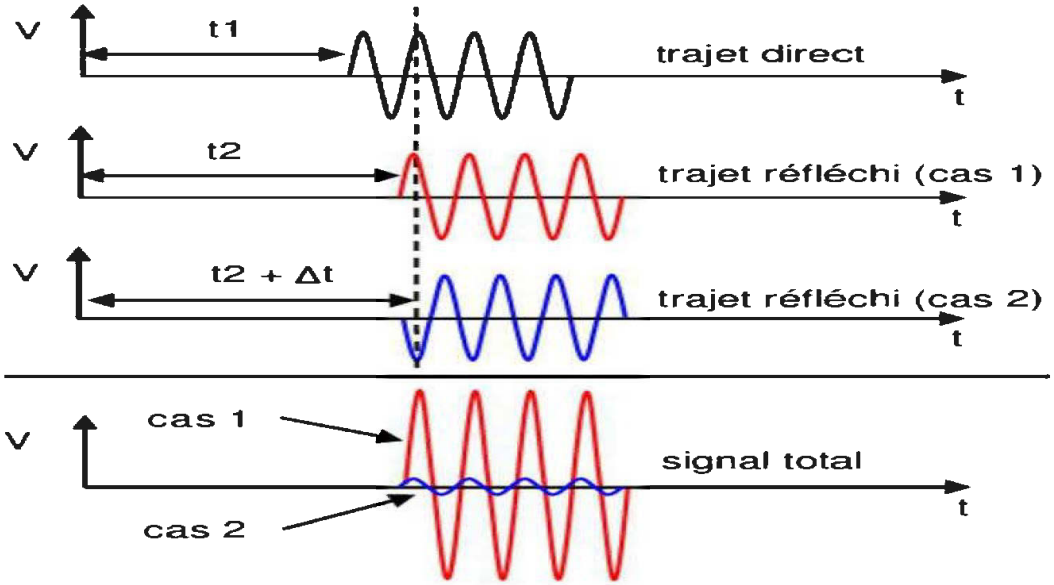

FIGURE 3.2 – *Additions constructive et destructive de deux trajets de propagation.*

Sélectivité fréquentielle Considérons à présent un signal plus réaliste, qui présente une certaine largeur de bande. Comme nous l'avons vu, le phénomène de sélectivité spatiale dépend de la différence de phase entre les trajets multiples et donc de la fréquence du signal émis. Lorsque la bande de fréquences est étroite, toutes les composantes fréquentielles du signal subissent des variations de phase similaires, et les éventuels évanouissements de puissance sont constants sur toute la bande considérée. Nous utilisons parfois le terme anglais " flat fading " pour désigner le comportement fréquentiel d'un tel signal à bande étroite. Pour les signaux occupant une bande de fréquences plus large, les diverses composantes fréquentielles peuvent être affectées de manière différente, si bien que le signal reçu présente une certaine distorsion par rapport au signal émis. Nous parlons alors d'évanouissements sélectifs en fréquence, lesquels se manifestent par une variation de la puissance reçue en fonction de la fréquence. La largeur de bande sur laquelle les composantes spectrales du signal sont affectées de la même manière est appelée

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES
Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

bande de cohérence ou bande de corrélation. Dans le domaine des retards, la sélectivité fréquentielle se manifeste par un délai de l'ordre de la nanoseconde entre les diverses versions du signal qui ont emprunté des trajets de propagation différents. Selon la largeur de la bande du signal, ces échos peuvent se superposer, ce qui provoque des évanouissements importants. Pour les signaux à très large support spectral, et en particulier pour les signaux UWB, la résolution des trajets multiples devient alors très faible, ce qui limite l'interférence entre les différentes versions retardées du signal. Dans ce cas, les évanouissements de puissance sont moins importants. Nous pouvons alors appliquer des techniques avancées de réception, comme l'égalisation de canal ou la réception RAKE (3), afin de maximiser la récupération d'énergie présente dans les trajets multiples [22, 26, 43]. Enfin, notons que dans le cas de signaux à très large bande, la sélectivité fréquentielle est responsable de l'étalement temporel du signal émis. La connaissance de cette dispersion est nécessaire pour calibrer les systèmes de communication et éviter les problèmes d'interférence inter-symboles.

Effet Doppler Le phénomène de sélectivité spatiale montre que les propriétés du canal de propagation radio peuvent différer de façon significative lorsque l'antenne de réception est positionnée à différents emplacements. Nous pouvons dès lors nous poser la question du comportement du canal de propagation lorsque l'antenne d'émission, l'antenne de réception (ou les deux), voire l'environnement lui-même, sont en mouvement. L'effet Doppler correspond au décalage apparent de la fréquence d'un signal électromagnétique provoqué par la variation de son trajet de propagation. Le cas simple le plus répandu est celui d'un récepteur mobile se déplaçant à une vitesse " v " et recevant un signal radio sous la forme d'une onde plane formant un angle α avec la direction du mobile. Dans ce cas, le décalage Doppler observé est [24] :

$$\delta = f\frac{v}{c}\cos(\alpha) \tag{3.5}$$

Où f est la fréquence du signal et c la vitesse de propagation de l'onde.

3.2 Modèles de canal radio UWB

Le développement de futurs systèmes de communication basés sur la technologie UWB nécessite une parfaite connaissance de tous leurs éléments constitutifs. Et tout particulièrement le canal de propagation, lequel impose des limites fondamentales aux performances de ces systèmes 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 dé-

pendent largement du comportement du canal de propagation dans les environnements d'utilisation potentielle.
Afin de réaliser des simulations du système complet et de dimensionner ces systèmes de façon optimale, les concepteurs ont recours à des modèles de canal. Ces modèles s'efforcent de répondre à un double objectif : celui de reproduire le comportement du canal radio le plus réalistement possible, tout en respectant une contrainte de complexité maîtrisée, afin de permettre les études et les simulations en un temps raisonnable. Il n'y a donc pas un seul modèle de canal pour un environnement donné, mais plusieurs modèles possibles, lesquels dépendent des phénomènes que l'on souhaite reproduire en simulation. Ainsi, certains modèles s'intéressent uniquement à l'affaiblissement en puissance, tandis que d'autres s'attacheront à reproduire les effets de fluctuations rapides ou les directions d'arrivée du signal.

Dans cette section, nous présentons les principaux modèles de canal UWB présents dans la littérature, en détaillant leurs spécificités et leurs limites. Nous ferons la distinction entre deux types de modèles [23]. Les modèles statistiques reproduisent un comportement probable du canal de propagation dans un type d'environnement donné. Ils se basent sur un grand nombre de mesures, à partir desquelles chaque paramètre du modèle est défini par une loi statistique. Ces modèles permettent une génération pratique de différentes réalisations de réponses impulsionnelles, mais il n'existe toujours pas de consensus scientifique sur les lois à adopter. Les modèles déterministes reproduisent les propriétés du canal de propagation à une position donnée d'un environnement connu. La plupart de ces modèles sont basés sur des méthodes asymptotiques, lesquelles nécessitent l'enregistrement de l'environnement dans une base de données, et sur des outils de tracé ou de lancer de rayons. Moyennant une bonne modélisation des phénomènes de propagation élémentaires (réflexion, diffraction, etc.),les réponses impulsionnelles obtenues sont très réalistes. Les principales contraintes de ce type de modèle résident dans leur temps de calcul et dans la nécessité de décrire l'environnement considéré de façon détaillée. Le choix entre ces deux types de modèles dépend donc des besoins de simulation et de conception.

3.2.1 Modèle Cassioli-Win-Molisch

Le modèle Cassioli-Win-Molisch [15] est le fruit d'un travail conjoint entre les universités de Rome, Tor Vergata (Italie), de Vienne (Autriche), et du laboratoire UltRaLab, de l'université de Californie du Sud (états-Unis). Il s'agit de l'un des premiers modèles statistiques décrivant le canal de propagation UWB. Malgré ses limitations, il reste

donc fréquemment cité dans les études sur l'UWB. Ce modèle est basé sur une série de mesures réalisées par le laboratoire UltRaLab en environnement de bureau, sur une bande de fréquences de 1 GHz environ [36]. Un total de 686 réponses impulsionnelles ont été utilisées (14 positions de l'antenne de réception ont été sélectionnées, avec pour chaque position, 49 mesures réparties sur une surface de 1 m2 environ).
Le modèle Cassioli-Win-Molisch se base sur une discrétisation de l'échelle des retards avec un incrément $\delta\tau$ de 2 ns. Toute la puissance de la réponse impulsionnelle contenue entre les retards k $\delta\tau$ et $(k+1)\delta\tau$ est intégrée, et on considère donc qu'un rayon est présent pour chaque retard k $\delta\tau$. Ceci correspond à un taux d'arrivée des rayons $\Lambda = \delta\tau^{-1}$. La puissance de chaque rayon suit une décroissance exponentielle, mais un seul cluster est observé. Enfin, les évanouissements rapides liés aux déplacements de l'antenne sont caractérisés par une distribution de l'amplitude des rayons suivant une loi de Nakagami.
Ce modèle apporte une description précise et reproductible des mesures réalisées. Ses principales limitations résident dans le faible nombre de mesures sur lesquelles se base l'étude statistique, et sur la bande de fréquences réduite.

3.2.2 Modèles IEEE 802.15

Dans le but de fournir un modèle de canal unique pour tester les différentes propositions de systèmes UWB lors des débats de normalisation, le groupe de travail IEEE 802.15 a réalisé plusieurs appels à contribution auprès des universitaires et des industriels. Deux modèles sta- tistiques ont ainsi été définis, l'un pour les applications à courte portée et à haut débit en intérieur (modèle IEEE 802.15.3a), et l'autre pour les applications à plus longue portée en intérieur et extérieur (modèle IEEE 802.15.4a). Ces modèles sont brièvement présentés dans les sections suivantes.

3.2.2.1 Modèle IEEE 802.15.3a

Le modèle IEEE 802.15.3a [25, 10] a été développé à partir d'une dizaine de contributions, qui s'appuient toutes sur des mesures expérimentales distinctes, réalisées en environnement intérieur résidentiel [15, 25, 32, 42, 44, 46].
Pour rendre compte du phénomène de regroupement des rayons en clusters observé dans plusieurs campagnes de mesures, le modèle se base sur le formalisme de Saleh et Valenzuela(S-V) [12]. Des paramètres sont fournis pour caractériser les taux d'arrivée

des clusters Λ et des rayons λ, ainsi que les coefficients de décroissance exponentielle inter- et intra-clusters (Γ et λ). Quatre jeux de paramètres sont fournis pour modéliser quatre types de canaux :

- le modèle de canal CM 1 correspond à une distance de 0 à 4 m en situation LOS ;
- le modèle de canal CM 2 correspond à une distance de 0 à 4 m en situation NLOS ;
- le modèle de canal CM 3 correspond à une distance de 4 à 10 m en situation NLOS ;
- le modèle de canal CM 4 correspond à une situation NLOS avec une importante dispersion des retards tauxRMS = 25 ns.

Concernant l'atténuation du canal, le modèle IEEE 802.15.3a propose une approche théorique en utilisant un coefficient de pertes par propagation Nd=2 pour la situation LOS, ce qui équivaut à une propagation en espace libre. La situation NLOS n'est pas traitée. Enfin, les fluctuations d'amplitude des rayons sont modélisées par une loi lognormale, et un coefficient aléatoire d'inversion est introduit pour simuler les inversions de phase des rayons de la réponse impulsionnelle dues aux réflexions.
Ce modèle assez complet a le mérite d'être une référence pour les études de systèmes UWB. Il s'applique dans les environnements intérieurs à courte portée. Cependant, la modélisation des pertes par propagation n'est pas traitée. On peut enfin noter que les mesures ayant servi à la calibration du modèle [16] soient limitées à 6 GHz de bande au plus (2 GHz pour les modèles CM 1 et CM 2).

3.2.2.2 Modèle IEEE 802.15.4a

Afin de s'adapter à un plus grand nombre d'applications potentielles, le groupe de travail IEEE 802.15.4a a proposé un modèle élargi à la fois en fréquences et en types d'environnement [11]. Les applications visées sont de type bas débit (de 1 kbit/s à quelques Mbit/s), dans des environnements intérieurs (résidentiel et de bureau), extérieurs, mais aussi industriels (usines, etc.) et corporels (pour les applications WBAN). Deux bandes de fréquences UWB sont considérées : 2 à 10 GHz et 0,1 à 1 GHz. Nous présentons le modèle correspondant à la première bande de fréquences.
La forme générale de ce modèle statistique reprend celle du modèle IEEE 802.15.3a. On peut cependant noter quelques différences sur la forme de la réponse impulsionnelle :

- La phase θ_k,l de chaque rayon ne prend plus uniquement les valeurs 0 ou π, mais est distribuée uniformément entre 0 et 2 π. Ce modèle reproduit ainsi l'enveloppe complexe de la réponse impulsionnelle en bande de base.
- L'arrivée des rayons suit une loi mixte composée de deux processus de Poisson. Le modèle propose donc deux taux d'arrivée des rayons λ_1 et λ_2, ainsi qu'un paramètre de mixité.

– Enfin, la décroissance exponentielle de chaque cluster augmente avec le retard. On a donc une dépendance du coefficient de décroissance exponentielle intra-cluster.

La différence majeure du modèle IEEE 802.15.4a par rapport au modèle IEEE 802.15.3a réside dans la prise en compte d'une modélisation réaliste des pertes par propagation, à la fois en distance et en fréquence. Enfin, les variations à petite échelle de l'amplitude des rayons sont modélisées par une loi de Nakagami. Ce modèle présente l'avantage d'être très complet, au prix toutrfois d'une complexité accrue. Plusieurs jeux de paramètres sont fournis, basés sur des mesures expérimentales pour chaque environnement : résidentiel [14], bureautique [31, 29], indus-triel [27], et extérieur [31, 28]. Une revue des résultats de la littérature complète ces campagnes de mesures. Il faut toutefois noter que les mesures réalisées dans les environnements de bureau et en extérieur ont couvert des bandes de fréquences limitées à 3 ou 6 GHz. D'autre part, bien que le modèle final ne tienne pas compte des antennes, les paramètres sont obtenus à partir de mesures où les effets potentiels de l'antenne ne sont pas compensés.

3.2.3 Conclusion

Les principales caractéristiques de l'UWB justifient l'engouement de la communauté scientifique pour cette récente technique d'accès radio. Son très large support spectral lui permet en effet de proposer des débits élevés, jusqu'à plusieurs centaines de Mbit/s. Parmi ses autres avantages, nous pouvons compter sur sa grande robustesse aux évanouissements rapides dus aux trajets multiples et une transmission possible sans fréquence porteuse, ce qui simplifie l'architecture des systèmes radio. Afin de permettre la coexistence de l'UWB et des technologies radio à bande plus étroite, un cadre légal d'émission est actuellement mis au point, tant aux États-Unis qu'en Asie ou en Europe. L'intérêt du milieu industriel pour l'UWB se matérialise par un débat animé à propos de sa mise en uvre technique. Deux solutions émergentes, l'étalement de spectre UWB et la modulation OFDM sur bandes multiples, sont actuellement proposées en normalisation.

Chapitre 4

Technique de transmission

L'Ultra large bande UWB est une technologie sans fil révolutionnaire qui permet aux données d'être transmises à une vitesse au-delà de 100 Mbps. Compte tenu de ses capacités, il est susceptible de devenir une présence importante dans l'industrie des communications sans fil.

4.1 Introduction

Le système MB-OFDM présente l'intérêt d'être un système robuste vis-à-vis du canal UWB, permettant ainsi une réception relativement simple et une exploitation efficace de l'énergie des signaux reçus. De plus, le système peut facilement s'adapter aux différentes réglementations et à la présence de brouilleurs.
L'approche mono-bande consiste à utiliser toute la bande de fréquence disponible. Il est caractérisé par des impulsions très courtes, par conséquent elle devient très résistante aux effets des multi-trajets superposées. Cette approche donne une petite flexibilité dans l'utilisation du spectre radioélectrique, et nous oblige à utiliser des composants à de fréquence radio(RF) très puissant.
Les approches multi bandes ont été proposées [18, 21, 9, 19] dans lesquelles la bande de fréquence UWB est divisée en plusieurs sous bandes. Chaque sous bande occupe une bande passante d'au moins 500 MHz pour la conformité de les règlements de FCC. En faisant l'entrelacement (Interleaving) des symboles à travers les sous-bandes, La technique de MB-UWB peut maintenir la puissance de l'émetteur, comme si une large bande passante GHz a été utilisée. L'avantage de cette approche multi-bande est qu'elle permet à l'information d'être traitée sur une bande passante beaucoup plus faible. Ce

moyen diminue la complexité de conception globale, améliore la flexibilité spectrale et favorise la conformité dans le monde entier.

Afin de capturer l'efficacité énergétique(energy efficiently) de multi-trajets, la technique de multiplexage par division en fréquences orthogonales (OFDM) a été utilisée pour moduler l'information dans chaque sous-bande. L'approche MB-OFDM a été l'un des deux propositions principales pour la zone de réseau sans fil personnel (WPAN) IEEE 802.15.3a standart [TG3a] en 2004 et elle a été approuvée en Décembre 2005 par le "European Computer Manufacturers Association"(ECMA) comme une norme UWB. La différence prinipale entre les systèmes de multi-bande OFDM et les systèmes traditionnels d'OFDM est que les symboles dans le MB-OFDM ne sont pas envoyés continuellement sur une seule bande de fréquence, mais plutôt, ils sont entrelacés sur différentes sous-bandes à travers le temps et la fréquence.
Dans ce chapitre, nous présentons d'abord le concept de Modulation à porteuses multiples OFDM, puis nous présentons le concept fondamental de l'approche multi-bande OFDM. Ensuite, nous décrivons la technique de DS-UWB, enfin la conclusion.

4.2 Concepts fondamentaux de MB-OFDM

L'idée principale des approches multi-bandes est de diviser la bande de fréquence UWB (3.1 à 10.6 GHz) en plusieurs petites bandes de fréquences (aussi appelé sous-bandes) et utilise des multiples fréquences porteuses pour transmettre l'information. Chaque sous-bande a une bande passante supérieure à 500 MHz pour se conformer à la définition de la FCC d'un signal UWB. Normalement le MB-OFDM divise le spectre disponible en 14 sous-bands de 528 MHz. Les 12 premières bandes sont divisées en quatre groupes de trois bandes et les deux dernières bandes forment le cinquième groupe 4.1ci-dessous.

La figure4.2 fait la représentation au niveau temporel de signaux multi-bandes dans lesquels les signaux à des fréquences centrales différentes sont décalés dans le temps et sont transmis à différents moments. Dans la figure les fréquences centrales des signaux relatifs aux bandes individuelles sont indiqués sur l'axe vertical [17].
Avec l'approche multi-bandes, les informations peuvent maintenant être traitées sur une bande passante beaucoup plus petite, réduisant ainsi la complexité de la conception globale et améliorant la flexibilité spectrale et la conformité dans le monde entier. Plus précisément, la bande passante la plus petite facilite l'exigence sur le taux d'échan-

FIGURE 4.1 – *L'allocation du spectre UWB standard.*

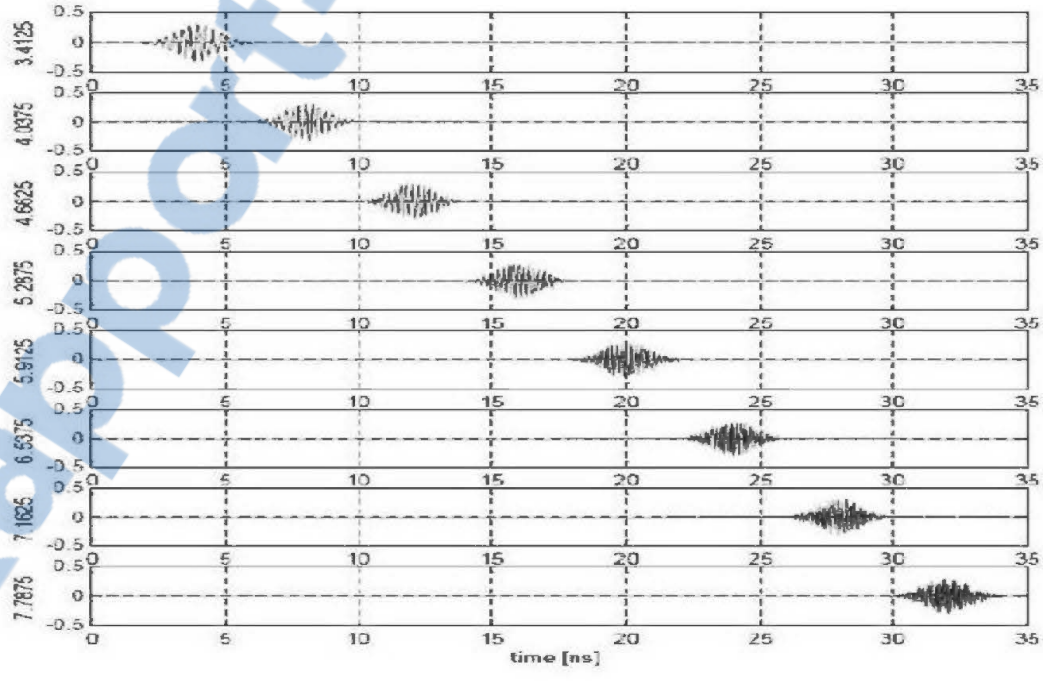

FIGURE 4.2 – *Signaux multi-bandes transmis à différents moments.*

tillonnage d'un convertisseur analogique-numérique. En outre, il augmente la capacité pour plus d'un contrôle fin de la densité spectrale de puissance telle que la puissance d'émission moyenne peut être maximisée tout en respectant la FCC masque spectral.

Rapport-Gratuit.com

L'approche multi-bandes permet également au système UWB de se conformer aux réglementations locales en désactivant dynamiquement certaines sonorités ou des canaux dans le logiciel.

Afin de capturer efficacement l'énergie multiple, laquelle est inhérente à un environnement UWB, la technique OFDM a été utilisée pour moduler l'information dans chaque sous-bande.
Pour capturer efficacement les trajets multiples de l'énergie, une caractéristique intrinsèque à tout environnement UWB, la technique OFDM a été utilisée pour moduler l'information dans chaque sous-bande. La différence majeure entre les multi-bandes OFDM et les OFDM traditionnelles est que les symboles OFDM multi-bandes ne sont pas envoyés en permanence sur une bande de fréquence. Ceux-ci sont plutôt sont entrelacés sur différentes sous-bandes à travers le temps et les fréquences.
L'accès multiple de l'UWB multi bande est activée par l'utilisation de convenablement conçus à sauts de fréquence des séquences sur l'ensemble des sous-bandes

4.3 Description du système MB-OFDM

L'objectif de cette section est d'apporter une description du système MB-OFDM ainsi que de rassembler les valeurs des principaux paramètres.

4.3.1 Modèle de signal

Considérons un système MB-OFDM avec le spectre disponible UWB est divisée en S sous-bandes. Chaque sous-bande occupe une largeur de bande BW$>$ 500 MHz et le système OFDM a N sous-porteuses, comme l'indique la figure 4.3. À chaque période de symbole OFDM, le symbole modulé est transmis sur l'un des S sous-bandes. Ces symboles sont entrelacés au niveau temporel à travers les sous-bandes.

Soit $d_k(n)$ le coefficient complexe à transmettre dans la n sous-porteuse durant la période de $k^i ème$ symbole OFDM. Le coefficient $d_k(n)$ peut être constitué de symboles de données, de pilotes ou des symboles de formation (training symbols).Le signal en bande de base est construit de façon similaire à un système OFDM classique. Le signal

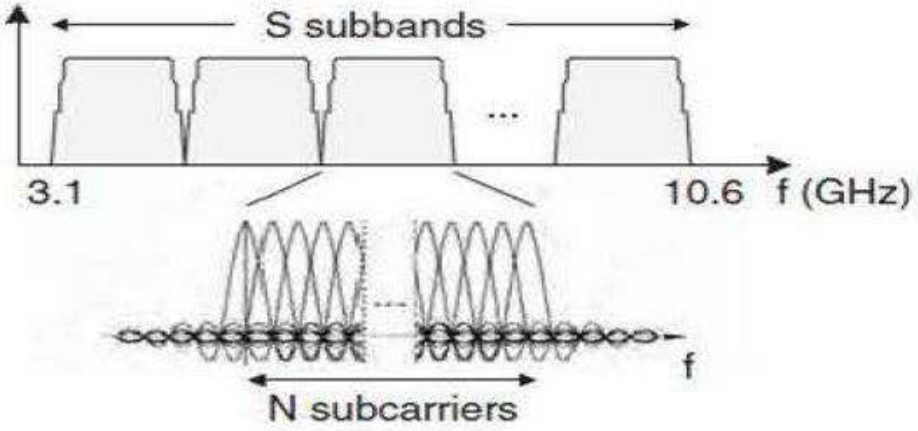

FIGURE 4.3 *spectre de système MB-OFDM.*

en bande de base est construit de façon similaire à un système OFDM classique. Plus particulièrement, chaque symbole OFDM $x_k(t)$ est construit en utilisant une transformée de Fourier inverse :

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

$$x_k(t) = \sum_{n=0}^{N-1} d_k(n) \exp(j2\pi n \Delta f t) \tag{4.1}$$

Où $\delta_f = BW/N$ représente l'espacement fréquentiel entre des sous porteuses adjacentes. La forme d'onde résultante a une durée de $T_{FFT} = 1/\delta_f$. Le préfixe cyclique de longueur T_{CP} est ajouté afin d'atténuer les effets des interférences multiples et de transformer la convolution linéaire multiples dans une convolution circulaire. En outre, l'intervalle de garde de longueur T_{GI}est ajouté à la fin du bloc OFDM. L'intervalle de garde est utilisé pour fournir une plus grande souplesse dans la mise en uvre. Par exemple, il peut être utilisé pour fournir de temps suffisamment pour la commutation entre les bandes, pour se détendre spécifications de filtre pour le rejet du canal adjacent ou pour aider à réduire le facteur de crête, couramment appelé PAPR (Peak-to-Average Power Ratio). La durée de symbole devient $T_{SYM} = T_{FFT} + T_{CP} + T_{GI}$. Le signal $x_k(t)$ est modulé sur le signal RF avec une fréquence porteuse f_k. Le signal RF transmis peut être modélisé comme :

$$s(t) = \sum_k \mathrm{Re}\{x_k(t - kT_{SYM}) \exp(j2\pi f_k t)\} \tag{4.2}$$

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

La fréquence porteuse, f_k spécifie la sous-bande, dans lequel le signal est transmis au

cours de la durée de kième symbole OFDM. Ces séquences de fréquences porteuses sont basées sur le temps-fréquence des codes, qui sont affectées de manière unique à des utilisateurs différents de façon à minimiser l'interférence d'accès multiple.

4.3.2 Découpage du spectre UWB

Comme nous l'avons souligné dans l'introduction de ce chapitre, la bande de fréquence est divisé en 14 sous-bandes, chacune de 528 MHz [9]. Notons qu'il existe un sixième groupe, formé à partir des sous-bandes 9, 10 et 11, qui a récemment été introduit par l'ECMA afin d'assurer la compatibilité des systèmes MB-OFDM de tous les pays où l'UWB n'est pas soumis aux mêmes réglementations que l'ECMA. En effet, les sous-bandes 9 et 10 sont les deux seules bandes communes à ce 6e groupe soumis à différentes réglementations. Ce découpage de la bande de fréquence présente l'intérêt de réduire la complexité et donc le coût des composantes, notamment les convertisseurs, dont la largeur de la bande de fonctionnement sera limitée à 528 MHz.

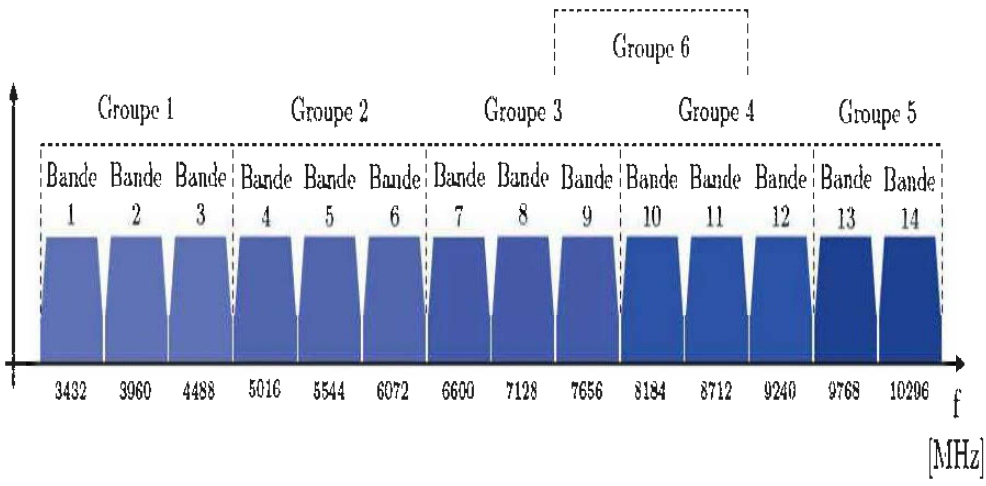

FIGURE 4.4 *Découpage de la bande UWB pour la solution MB-OFDM.*

4.3.3 Architecture de MB-OFDM

Le tableau 4.1 présente les débits de la solution MB-OFDM tels que présentes dans la norme ECMA-368 [22]. Les débits 53.3, 106.7 et 200 Mbit/s sont ceux que doivent obligatoirement supporter les systèmes. Ce tableau présente également, à titre d'information, le nombre de bits code par symbole OFDM ainsi que le nombre de bits utiles

transmis par bloc de 6 symboles OFDM. On notera que, pour les débits 53.3 et 80 Mbit/s, le nombre de bits codés par symbole NCBPS est égal à 100. Cette différence avec les autres débits est due à l'application de l'étalement fréquentiel pour lequel une copie de ces bits codes sera également transmise au sein d'un même symbole OFDM

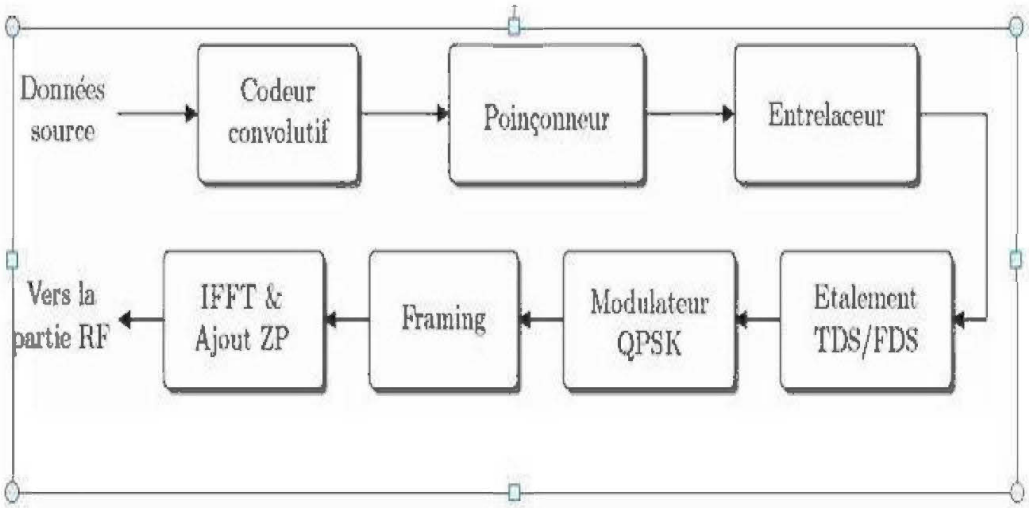

FIGURE 4.5 *Schéma synoptique de l'émetteur MB-OFDM.*

A partir du schéma de l'´emetteur MB-OFDM présente à la figure 4.5, nous allons pouvoir, en détaillant les différents éléments qui le composent, voir comment ces débits sont obtenus.

Débit[Mbit/s]	Modulation	Rendement de codage	FDS	TDS	Bits codés par symbole N_CBPS	Bits utiles par bloc
53.3	QPSK	1/3	Oui	Oui	100	100
80	QPSK	1/2	Oui	Oui	100	150
106.7	QPSK	1/3	Non	Oui	200	200
160	QPSK	1/2	Non	Oui	200	300
200	QPSK	5/8	Non	Oui	200	375
320	QPSK	1/2	Non	Non	200	600
400	QPSK	5/8	Non	Non	200	750
480	QPSK	3/4	Non	Non	200	900

Tableau 4.1 Les débits de la MB-OFDM .

L'architecture TX et RX d'un système MB-OFDM est très semblable à celle d'un système sans fil OFDM conventionnel. La différence principale est que le système MB-OFDM utilise un code temps-fréquence (TFC) qui est fournit à partir du TX avec une fréquence porteuse différente à chaque période de temps (time-slot), correspondant à une des fréquences centrales des différentes sous-bandes. La figure 4.6 montre la présence d'un TFC dans une architecture typique OFDM.

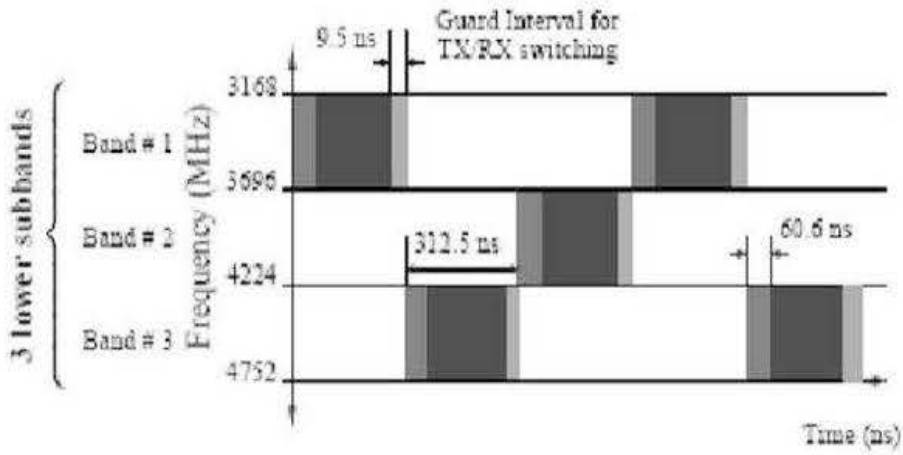

FIGURE 4.6 *exemple d'un code temps-fréquence dans le système MB-OFDM.*

4.4 Avantages et désavantages

Il y a de nombreux avantages associés à l'utilisation de l'approche "MB-OFDM". Cela inclut la possibilité de capturer l'énergie à trajets multiples d'une manière très efficace, l'architecture simplifié du l'émetteur-récepteur, la renforcement de la diversité de fréquence, l'augmentation dans la capacité d'atténuation et la flexibilité spectrale pour éviter la mauvaise qualité des sous-bandes et de respecter aux réglementations locales.

L'intérêt des approches multi-bandes est double. D'une part, elles permettent à chaque utilisateur de bénéficier d'une indépendance en fréquence liée à une bande bien plus large. D'autre part, elles offrent plus de souplesse pour la gestion du spectre radio.

4.5 Concepte de DS-UWB

Le format de la bande très large à séquence directe est souvent appelé la technologie porteuse d'impulsion, de bande de base ou zéro. Le DS-UWB fonctionne en envoyant des impulsions à faible énergie gaussienne en forme qui sont reçues de manière cohérente au niveau du récepteur. Compte tenu du fait que le système fonctionne en utilisant des impulsions, les transmissions sont étalées sur une large bande passante de plusieurs gigahertz.
Chacune des impulsions DS-UWB a une durée très courte. Elle est généralement com-

prise entre 10 et 1000 picosecondes, et par conséquent, elle est plus courte que la durée d'un bit unique des données à transmettre. La durée d'impulsion courte signifie que les effets de trajets multiples peuvent généralement être ignorés, donnant lieu à un grand degré de résilience lors des transmissions UWB à large bande lorsque le trajet du signal est à l'intérieur des bâtiments.
Compte tenu de la large bande passante sur laquelle les transmissions DS-UWB sont réparties, la densité d'énergie réelle est extrêmement faible. Typiquement, un émetteur DS UWB peut transmettre moins de 75 nanowatts par mégahertz. Lorsqu'il est intégré sur la bande passante totale de la transmission, cela signifie que les transmissions sont autour de 0,25 milliwatts (mW). Ceci est très faible comparativement à 802.11 transmissions qui peuvent être entre 25 et 100 mW, ou le Bluetooth qui peut être n'importe où entre 1 mW et 1 W.
Cette très faible densité spectrale signifie que les transmissions DS-UWB ne provoquent pas d'interférences nuisibles à d'autres transmissions radio utilisant des techniques porteuses et traditionnelles à base de fonctionnement dans les bandes existantes. Même dans les bandes qui sont susceptibles d'être plus sensibles aux interférences, comme le GPS (Global Positioning System), il est possible de réduire les niveaux de transmission UWB à densité de puissance encore plus loin pour s'assurer qu'il n'y ait pas d'interférence notable. Cependant, comme le GPS et les autres satellites à base de systèmes de navigation fonctionnent sur de très faibles puissances reçues, les transmissions UWB ne devraient pas couvrir les bandes.

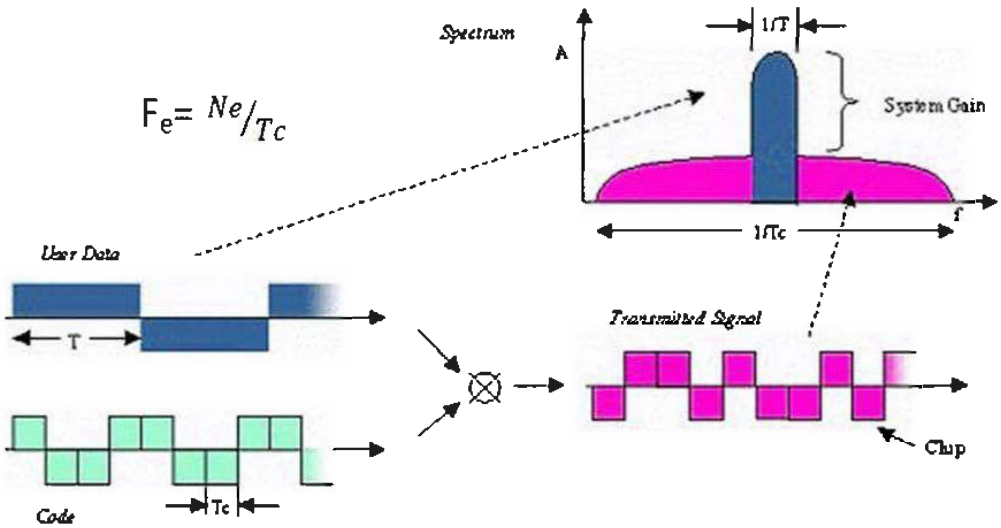

FIGURE 4.7 – *Méthode d'étalement en DS-UWB.*

4.6 Modulation DS-UWB

Il y a un certain plusieurs façons de modulation les transmissions DS-UWB pour permettre aux données d'être réalisée. Les limites strictes de densité de puissance imposées à toutes les transmissions UWB par la FCC signifient que la forme de la modulation appliquée doit être efficace. Celle-ci doit fournir les performances d'erreur optimale pour un niveau donné de l'énergie par bit. Le choix de la modulation affecte également le spectre de transmission UWB, et ce choix doit être pris en compte pour s'assurer que les limites de la densité spectrale ne sont pas dépassées.
Deux des formes les plus populaires de modulation utilisées pour la DS UWB sont la modulation d'impulsions en position (pulse position modulation) (PPM) et la modulation par déplacement de phase binaire (Binary Phase Shift Keying) (BPSK). Celles-ci fournissent les meilleures performances en termes d'efficacité et de performance de modulation spectrale PPM. La modulation PPM code l'information en modifiant l'intervalle de temps et donc la position des impulsions. De son côté, la modulation BPSK inverse la phase de l'impulsion pour signifier les données à transmettre. C'est un renversement à 180 degrés. Comme les impulsions consistent en une tension initiale à la hausse ou à la baisse, le renversement est facile à réaliser. En regardant une impulsion sur un oscilloscope, il semblerait qu'une impulsion est soit dans le bon sens, soit complètement à l'envers. En plus de cette séquence directe peuvent être appliqué à la transmission. Cela signifie que le signal reçu doit être en corrélation avec le code à séquence directe correcte pour être démodulé. Cela présente l'avantage que seul le destinataire prévu peut le démoduler.
La séquence directe à bande ultra large (DS-UWB) provient de l'exploitation d'une nouvelle technologie, laquelle utilise une approche totalement différente pour la transmission des transporteurs traditionnels à base de qui sont normalement utilisés aujourd'hui, grâce à sa technologie, le transporteur UWB offre la possibilité de transmission d'un très hauts taux de données en utilisant une très faible puissance. Comme telle, cette technologie ne peut être ignorée et prendra certainement une partie importante du marché.

4.7 Stratregie d'acquisition modulaire du signal UWB

Nous avons discuté dans la première section des techniques de transmission MB OFDM et DS UWB. Nous avons choisi la dernière technique pour notre système proposé. Après l'explication de chaque technique de transmission UWB, nous traiterons

de la technique d'acquisition modulaire utilisée. Ce processus peut être identifié comme étant un processus de recherche avancé de la phase présente sur le signal reçu, et ce par rapport au signal transmis.

Les nouvelles tendances d'acquisition du signal UWB s'orientent vers l'exploitation de méthodes de traitement parallélisées et de recherches efficaces. Celles-ci devront permettre d'accélérer le processus d'acquisition tout en conservant un niveau de performance dans des conditions difficiles (par exemple, les milieux confinés) et en optimisant davantage l'architecture du récepteur qui en découle. Dans les travaux de recherche des dernières années, une attention particulière a été portée à l'accélération du processus d'acquisition du signal UWB. Sur la base de différentes approches algorithmiques, plusieurs techniques d'acquisition rapide ont été proposées [45, 47, 34, 38]. Cependant, l'aspect architectural n'y est pas considéré sur le même pied d'égalité que l'aspect algorithmique. En effet, les corrélations sont calculées dans le domaine temporel et les systèmes d'acquisition correspondant à celles-ci sont alimentés par des flux séquentiels, connus sous le nom de " stream processing ", c'est à dire échantillon par échantillon, et ce, quelle que soit la stratégie de recherche (sérielle ou parallèle) utilisée [33]. Étant donné le caractère temporel de l'UWB, l'acquisition est généralement basée sur une corrélation temporelle des impulsions utilisées. Ceci risque d'alourdir considérablement le processus d'acquisition du signal dense UWB manipulé. Par conséquent, les architectures correspondantes ne sont pas optimales et peuvent exiger un temps de traitement relativement long dans des conditions difficiles (notamment une galerie de mine souterraine). D'autre part, la majorité des nouvelles propositions d'acquisition rapide du signal UWB sont présentées pour le format TH UWB proposé initialement pour la technologie UWB, et qui s'est avéré moins performant que le format DS UWB. Cela explique le besoin de faire appel à des techniques plus robustes permettant d'effectuer des corrélations ultra rapides pour estimer la phase du signal dense DS UWB.

4.8 Présentation de la technique

La technique d'acquisition modulaire ("Block Processing") est connue par son efficacité de manipulation en temps réel du débit d'un flux de données important, ce qui explique l'utilisation dans le domaine de télécommunications et du traitement d'images. Cette technique saisit en blocs les échantillons à leur arrivée. Après l'accumulation d'un nombre suffisant de ces échantillonnages, ces derniers sont disponibles simultanément. La figure 4.8 illustre un exemple de blocs de cinq échantillons qui sont stockés dès leur

arrivée. Quand le cinquième échantillon du bloc i arrive, le traitement de ce bloc est amorcé. À ce point, deux activités sont réalisées en même temps : le traitement du bloc i, la saisie et le stockage du bloc i + I.

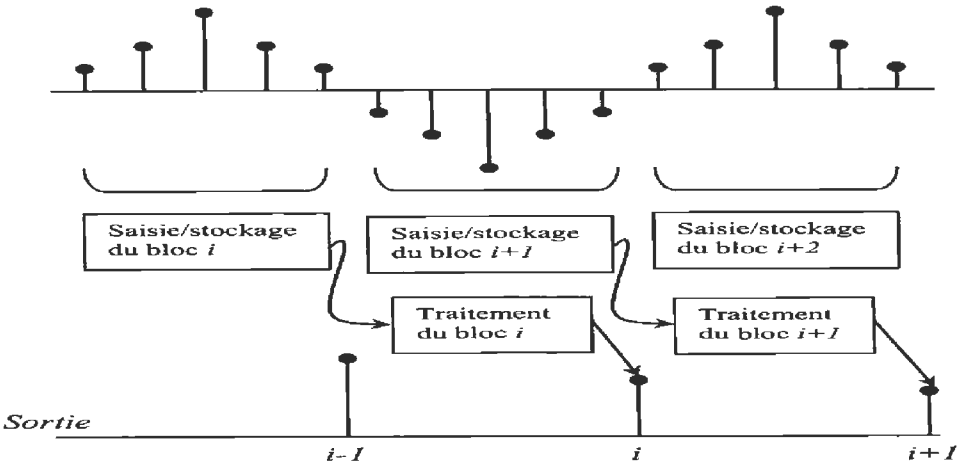

FIGURE 4.8 – *Illustration de la technique d'acquisition modulaire.*

La technique (block processing) requiert l'usage de transformées de Fourier discrètes ce qui permet le calcul rapide de la corrélation fréquentiel.

4.9 Corrélateur fréquentiel

La corrélation peut être obtenue par le produit de transformées de Fourier discrètes des deux séquences, également appelé la convolution circulaire. La convolution circulaire est symbolisée par " * ". La corrélation est équivalente à la convolution, si nous inversons le temps d'une séquence. Le résultat de la conjuguée complexe de la transformée de Fourier qui correspond à la transformée inverse de cette séquence est obtenu par l'équation suivante :

$$x_1[n] * x_2[n] \leftrightarrow X_1[K] \cdot X_2[k] \tag{4.3}$$

Ensuite, la corrélation peut être transformée dans le domaine fréquentiel, l'équation suivant explique la transformation en domaine fréquentiel : IDFT, c'est la transformée de Fourier inverse.

$$x_1[n] * x_2[-n] \leftrightarrow X_1[K] \cdot X_2[k]^* \tag{4.4}$$

Ainsi la corrélation du signale d'entrée avec le signale pseudo-code peut être écrite dans le domaine fréquentiel comme suit :

$$x_1[n] * x_2[-n] \equiv IDFT\{DFT\{x_1[n]\} \cdot DFT^*\{x_2[n]\}\} \tag{4.5}$$

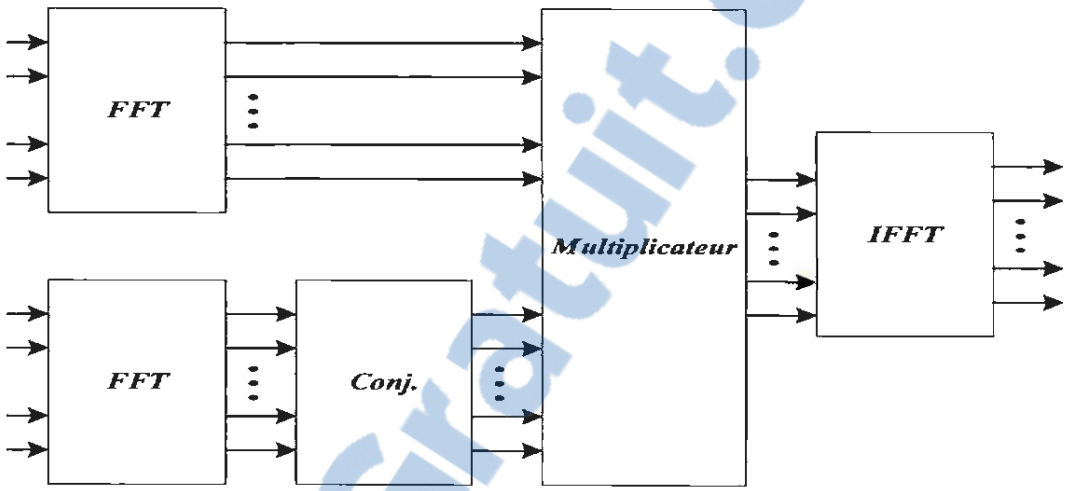

FIGURE 4.9 – *Schéma bloc d'un corrélateur DS-UWB.*

Le schéma 4.9 explique la technique de corrélation rapide, et qui est le résultat de l'équation suivante :

$$R_i \equiv IDFT\{DFT\{DFT\{r_{i,u}\} \cdot DFT^*\{c_u\}\} \tag{4.6}$$

4.10 Système d'acquisition rapide

Le système d'acquisition rapide proposé pour le signal DS-UWB est basé sur l'échantillonnage à la réception (partie récepteur), sur le traitement avec la technique d'acquisition modulaire (block processing) proposée et sur la corrélation rapide de FFT. Ce système est présenté par les paramètres suivants : Facteur d'étalement : $N_c = 63$ Nombre d'échantillons par chip : $N_e = 16$ Longueur de bloc : $M = N_e\,(1+N_c) = 1024$ Durée d'un chip : $T_c = 2$ ns (la bande minimale UWB de 500 MHz) Fréquence d'échantillonnage : $F_e = N_e\,/T_c = 8$ GHz

La figure 4.10 représente le système d'acquisition DS-UWB proposé. Le signal reçu est numérisé avec une fréquence d'échantillonnage de 8 GHz, nous permettant ainsi d'obtenir 16 échantillons par chip. Le signal numérique est converti au domaine fréquentiel par une FFT de structure papillon de 1024 points. Le signal est ensuite multiplié avec le signal pseudo-code tiré de la conjuguée de FFT. Le signal résultant est

Rapport-Gratuit.com

ensuite ramené au domaine temporelle par une transformée de Fourier inverse. Après cette opération, un détecteur de pic examine le signal sorti de l'IFFT pour détecter la phase qui correspond au TOF entre le récepteur et l'usager.

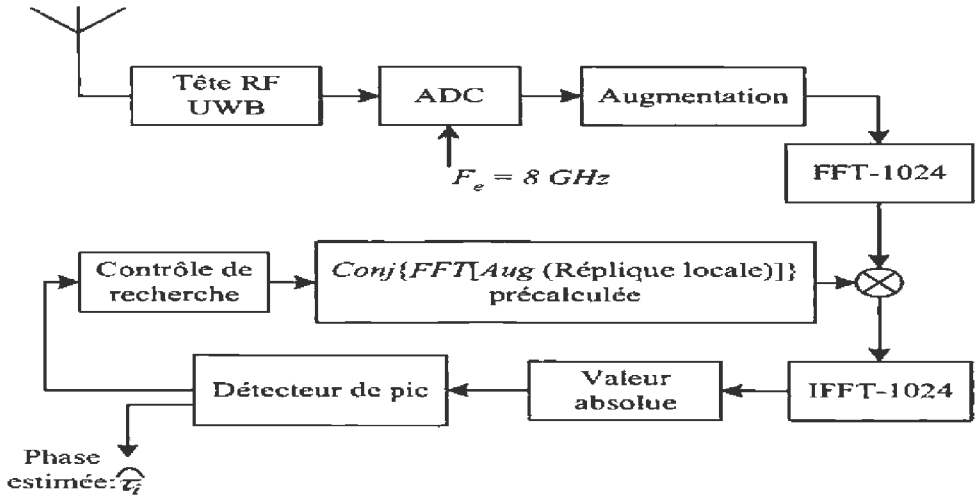

FIGURE 4.10 – *Schéma bloc du système d'acquisition DS-UWB proposé.*

4.11 Conclusion

La technologie UWB est étudiée depuis les 15 dernières années dans le domaine des communications sans fil. Initialement, elle était utilisée pour les applications de localisation radar. Les principales caractéristiques de cette technologie, la largeur du spectre et sa forte résolution temporelle rendent possible pour les communautés scientifiques et industrielles de proposer un certain nombre d'applications intéressantes : des taux élevés de données des réseaux WLAN, les applications domotiques, etc. Dans ce chapitre, différents types de modulation UWB ont été proposés, en particulier la DS-UWB et le MB-OFDM. La technologie UWB a depuis été appliquée aux états-Unis, mais la coexistence de systèmes UWB avec d'autres applications est encore à l'étude.

Chapitre 5

Conception du système de communication UWB

Dans ce chapitre, nous présentons un aperçu des différents blocs du système UWB proposé et de la simulation. La première partie de ce chapitre explique le rôle des différents blocs du système d'acquisition UWB. Ensuite, nous analyserons les résultats de simulation des différents tests.

5.1 Générateur du signal UWB

Dans le cas de transmission DS-UWB, la technique d'étalement par séquence directe DSSS est utilisée pour générer le signal UWB. L'étalement spectral est utilisé dans le cas de l'émission des données de multiples usagers tout en permettant d'obtenir une bande de haute résolution. Le code "PN" est utilisé pour moduler les bits d'information. L'équation du signal transmis par un usager "K" peut s'écrire comme suit :

$$S_{DS}^{(K)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{j=+\infty} \sum_{n=0}^{N_c-1} c_j^{(k)} d_{[j/N_c]}^{(k)} \cdot p_{tr}(t - jT_f - nT_c) \tag{5.1}$$

Les formes d'ondes de signal UWB sont des impulsions générées continuellement de façon antipodale et synchroniser avec les chips du code d'étalement utilisé. La figure 5.1 illustre un schéma bloc du générateur du signal DS-UWB.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

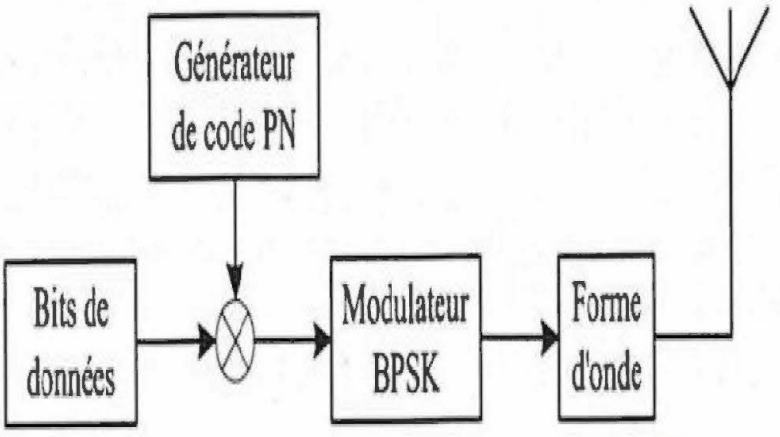

FIGURE 5.1 – *Schéma bloc d'un générateur du signal DS-UWB.*

La figure est un exemple de ce générateur et constitue une implusion de derivée gaussienne de 3ème ordre de durée 1ns et correspondant à la sequence '1100'.

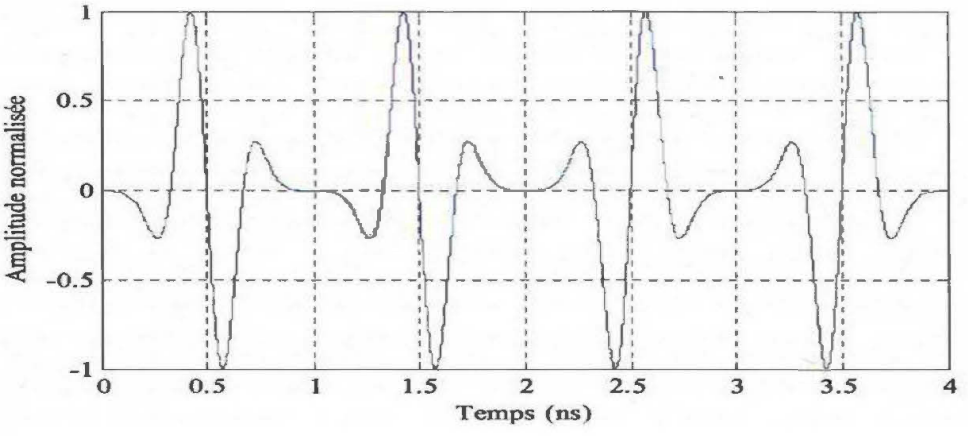

FIGURE 5.2 – *Illustration d'un train d'impulsions de la dérivée gaussienne de 3ème ordre.*

La Figure 5.2 d'un train d'impulsions de la dérivée gaussienne de 3ème ordre. Notons que le code d'étalement utilisé dans le système émetteur-récepteur UWB, est de type m-séquence(MLS).Ce type de code d'étalement assure la meilleure propriété d'au-

tocorrélation et d'inter-corrélation des trains d'impulsion UWB.

5.2 Structure et paramètres du système d'acquisition rapide DS-UWB proposé

Dans cette partie, nous détaillons certains blocs qui caractérisent le récepteur illustré à la figure 5.3.

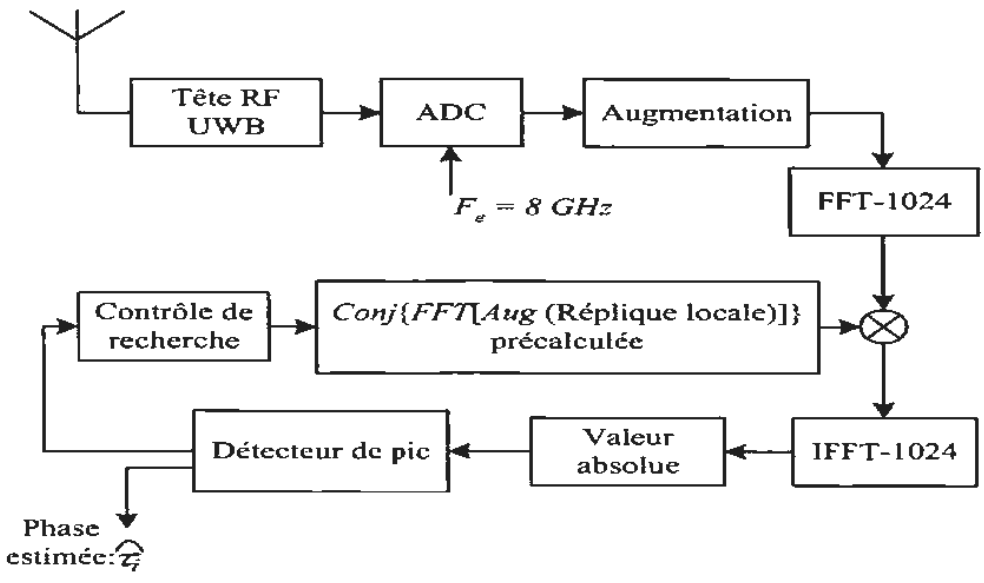

FIGURE 5.3 – *Schéma bloc du système d'acquisition DS-UWB en bande de base proposé.*

5.2.1 Numérisation du signal UWB en Bande de base

À la réception le signal analogique est numérisé par un convertisseur analogique-numérique ADC avec une fréquence d'échantillonnage F_e = 8 GHZ. Le signal UWB numérisé à une durée T_c= 2ns, et ce, par la fréquence d'échantillonnage utilisée de 8 GHz, sur 16 niveaux de quantifications (q=24 bits). La figure 5.4 illustre un exemple de numérisation d'une forme d'onde UWB de durée T_c= 2 ns, sur 16 niveaux de quantification et de fréquence d'échantillonnage de 8GHz.

Ce type de convertisseur correspond au convertisseur parallèle, et il est recommandé

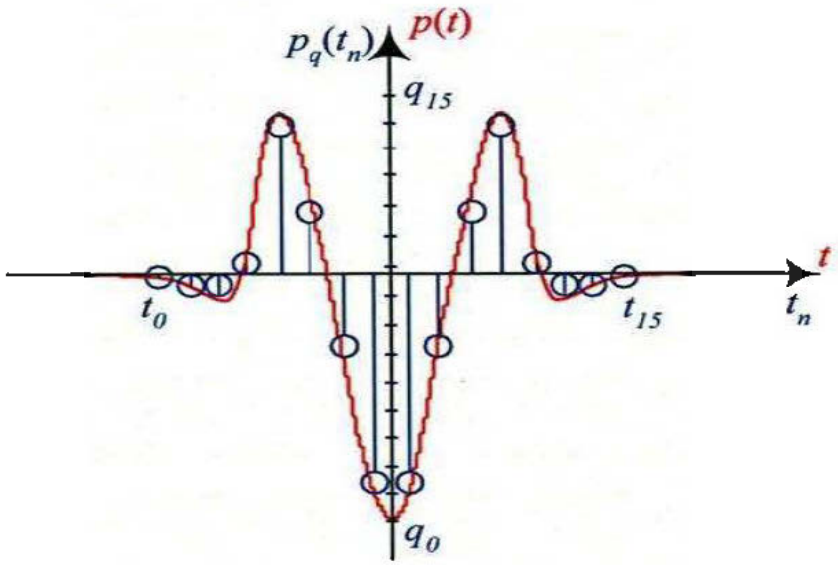

FIGURE 5.4 – *Exemple de numérisation d'une forme d'onde UWB.*

pour les applications nécessitant de très grandes largeurs de bande. En pratique, le convertisseur ADC flash " parallèle " est utilisé avec les applications de haute fréquence (telles que les communications par satellites, l'acquisition de données, le traitement des données de radar, dans les pilotes de disque à haute densité, dans les oscilloscopes à échantillonnage) [37].]. Pour cette raison, nous avons utilisé notre système d'acquisition rapide UWB.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

5.2.2 FFT à structure optimale

Le signal DS-UWB est réalisée à partir de la complexité réduite du corrélateur fréquentiel, qui est basé sur les blocs FFT /IFFT à structure de papillon de longueur M est de puissance de 2 ($M = 210 = 1024$). Les blocs numérisés par le convertisseur rapide de longueur $M = N_c.N_e = 1080$ est adaptée à la structure papillon utilisée de longueur $M = (N_c + 1).N_e = 1024$. L'augmentation est obtenue par l'une de deux techniques, présentées au dernier chapitre (' Insertion du Zéro et Interpolation'), et qui peuvent être réalisées par un simple filtre numérique à réponse impulsionnelle finie FIR ('Finite Impulse Response') [35].
Le calcul rapide de la corrélation du signal DS-UWB a besoin de système basé sur la paire FFT /IFFT, laquelle joue un rôle principale et important dans le corrélateur fréquentiel, et ce, avec une complexité réduite de cette paire à structure de papillon.

D'après la recherche de Cooley et Tukey sur l'algorithme de la FFT en 1965, ils ont présenté la performance optimale qui réduire le calcul de la transformée de Fourier discrète DFT [30]. L'idée de cet algorithme est de décimer la structure de la DFT par des factorisations sur son nombre de points M, ce qui nous permet d'utiliser le plus petites DFT avec une complexité totale réduite. Dans ce contexte, des méthodes telles que le Zero-Padding sont utilisées pour ramener les longueurs des séquences manipulées à $M = 2^n$, et la répétition est de n=$log2M$ fois par des divisions successives par 2. La réduction ensuite obtenue du coût de calcul par un facteur de M/$log_2 M$ [48].

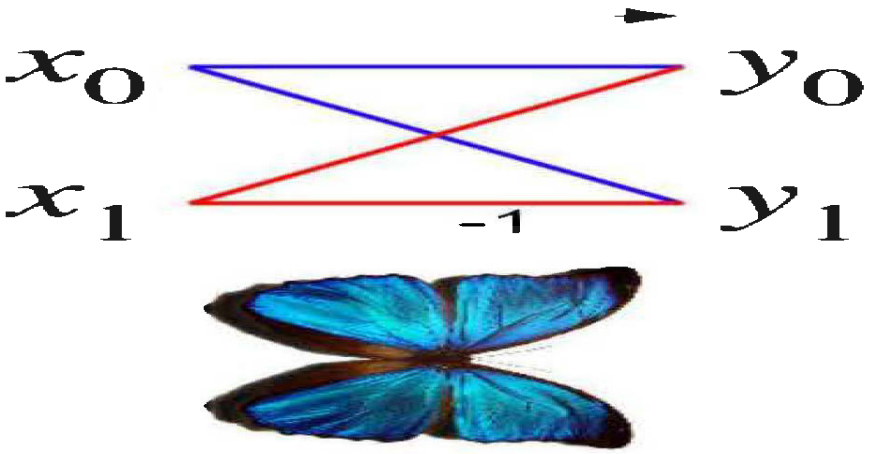

FIGURE 5.5 – *Structure du terme papillon FFT.*

Le terme " papillon " désigne l'opération réduite obtenue par décimation jusqu'au facteur de 2 points pour le DFT. La figure 5.5 explique la structure de base simplifiée de calcul réduite de DFT.

5.3 Outils de modelisation et simulation

Les logiciels utilisés en simulation sont les logiciels Matlab (Simulink) et Xinlinx ISE 12.4(Xilinx Blockset) .

5.3.1 Matlab (Simulink)

Simulink est l'extension graphique de MATLAB permettant de représenter les fonctions mathématiques et les systèmes sous forme de diagramme en blocs. Simulink est une plateforme de simulation multi-domaine et de modélisation de systèmes dynamiques. Elle fournit un environnement graphique et un ensemble de bibliothèques contenant des blocs de modélisation qui permettent le design précis, la simulation, l'implémentation et le contrôle de systèmes de communications et de traitement du signal. Simulink est intégré à MATLAB, fournissant ainsi un accès immédiat aux nombreux outils de développement algorithmique, de visualisation et d'analyse de données de MATLAB. L'environnement Simulink peut modéliser un système, simuler son comportement, décomposer le design avant son implémentation. Avec Simulink, il est possible de créer des diagrammes hiérarchiques de blocs pour la modélisation haut niveau d'un système, de construire des simulations complètes, d'intégrer des composantes telles qu'un signal analogique, des communications numériques ou des logiques de contrôle. La simulation permet de s'assurer que le système correspond aux spécifications. La simulation est paramétrée de manière à optimiser les performances de Simulink, laquelle peut modéliser des données simples ou multicanaux, ainsi que des composantes linéaires ou non. Simulink peut simuler des composantes numériques, analogiques ou mixtes. Elle peut modéliser des sources de signaux et les visualiser [5].

5.3.2 Xilinx

Xilinx (Xilinx, Inc.) est une entreprise américaine de semi-conducteurs. Inventeur du FPGA, Xilinx fait partie des plus grandes entreprises spécialisées dans le développement et la commercialisation des composantes et des services associés tels que les logiciels de CAO électroniques, des blocs de propriété intellectuelle réutilisables et formation. Xilinx a été fondée en 1984 par trois anciens employés de Zilog : Ross Freeman, Bernie Von-Derschmitt et Jim Barnett, dont le plan d'entreprise se résumait à la commercialisation de composantes électroniques basées sur un concept alors nouveau : la logique programmable [1].

L'un des produits de Xilinx est le Xilinx System Generator, lequel est utilisé comme un outil important en Simulink. Le System Generator maintient un niveau d'abstraction tout à fait compatible avec le blockset Simulink traditionnel, mais dans le même temps se traduit automatiquement la conception pour l'implémenter sur FPGA, lequel est fidèle, synthétisable et efficace

L'implantation est fidèle parce que le modèle en Simulink (Xilinx Blockset) est exécuté à un niveau de synchronisation avec le librairie de Xilinx. L'exécution est faite en utilisant des IP spéciaux de Xilinx de propriété intellectuelle, lesquels fournissent une gamme de fonctionnalité allant des opérations arithmétiques aux fonctions complexes de DSP. Ces blocs d'IP ont été soigneusement conçus pour fonctionner à grande vitesse et pour être efficaces. [2]

5.3.3 FPGA

La progression rapide du traitement numérique et le calcul énorme des données nécessitent des outils efficaces. Les nouvelles solutions en cas des matérielles sont les FPGA (Field Programmable Gate Array) de Xilinx, qui peuvent être considérés comme étant des solutions numériques appropriées pour l'implantation. Par ailleurs, les puces programmables FPGA sont connues pour la structure de parallélisme inhérente à ces composantes permettant une vitesse de traitement élevée. Nous commençons à traiter des FPGA par une brève description inventée par la compagnie Xilinx.
Le terme même de circuit programmable est ambigu, la programmation d'une puce FPGA ne fait donc pas appel aux mêmes opérations que celles d'un microprocesseur. Il serait donc plus juste de parler pour le FPGA de circuits à architecture programmable ou encore de circuits à réseaux logiques programmables. L'avantage de ces circuits réside dans leur grande souplesse de réutilisation pour implémenter des algorithmes de traitement numérique. Depuis l'invention du premier prototype en 1985 par Xilinx, ces circuits ont rapidement bâti la réputation d'être rapides, fiables et surtout simples pour implémenter des applications de grandes envergures. Le progrès, toujours remarquable, que connaissent ces puces encourage l'étude d'une mise en uvre du système d'acquisition rapide de signaux à très large bande UWB, et ce, sur ce type de circuit. La première famille des FPGA introduite par Xilinx a été la série XC2000, laquelle a servi de prototype pour les générations qui l'ont suivie. Elle représente la nouvelle addition à la famille des circuits logiques et programmables, à savoir les PLD (Programmable Logic Device). La série XC4000, qui constitue la troisième génération, introduite en l99l, est considérée comme étant la base des séries de FPGA qui l'ont suivie jusqu'à aujourd'hui. Tel est le cas de la famille Virtex, que nous avons choisie pour l'implémentation de ce travail (c'est à dire des plus récentes générations de Virtex). Ces circuits permettent d'accéder à des matrices logiques programmables de plusieurs millions de portes. Leur structure globale est composée de :

- Blocs d'entrées et de sorties IOB ("Input/Output Blocks ") programmables,
- Blocs d'éléments logiques CLB ("Configurable Logic Blocks "),
- Blocs d'éléments de mémoire RAM ("Block Select RAM Memory "),

Blocs de connexions PI ("Programmable Interconnect") qui sont les d'éléments d'interconnexion de tous les blocs.

La figure 5.6 Structure globale de FPGA.

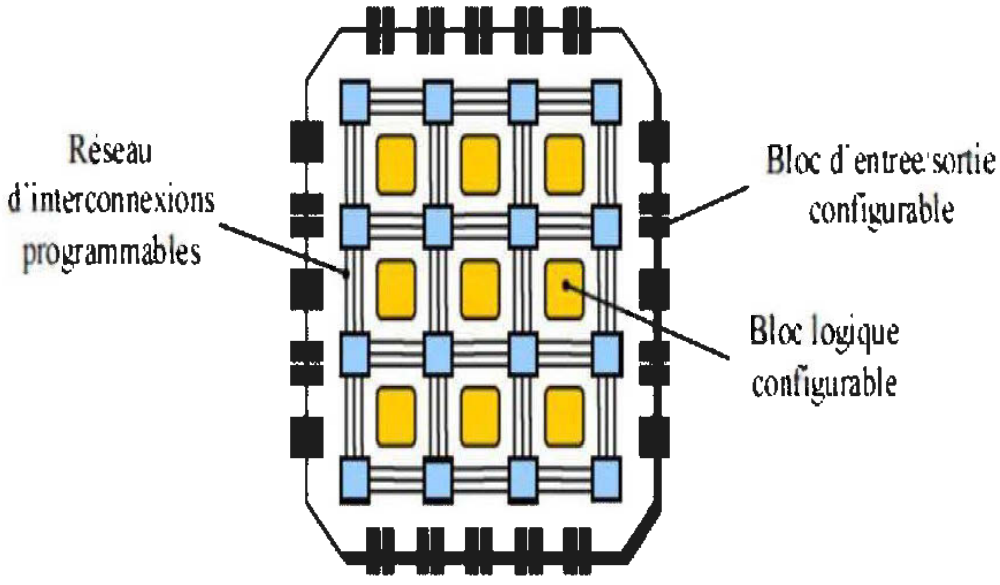

FIGURE 5.6 *Structure globale d'une puce FPGA.*

5.4 Conception

Le modèle ci-dessous désigne le système d'acquisition DS-UWB qui nous avons proposés.

La figure schématise le système d'acquisition DS-UWB proposé composant en deux partie : la partie émettrice et la partie réceptice. L'émetteur utilise un corrélateur fréquentiel rapide . le fréquence de chip égale $_{FC}$=500 Mhz alors que la période de chip T_c égale à 2 ns , et que le nombre d'echantillons égale à 16 par chip , ceci implique que la fréquence d'échantillonnage égale $F_e = \frac{N_e}{T_c}$= 8 GHz. Le signal numérique est ensuite multiplié avec la valeur de PN de la conjuguée de la FFT. Le signal résultant est ensuite ramené au domaine temporel par une transformée de Fourier inverse. Ensuite, le signal corrélé transmettra ensuite la modulation au récepteur. La partie réceptrice reçoit donc le signal, et après la démodulation, nous le multiplions avec le même signal pseudo-noise de récepteur pour obtenir le signal UWB. Nous testerons ce système proposé à partir d'une série de simulations afin de valider notre système. Le système est testé sur

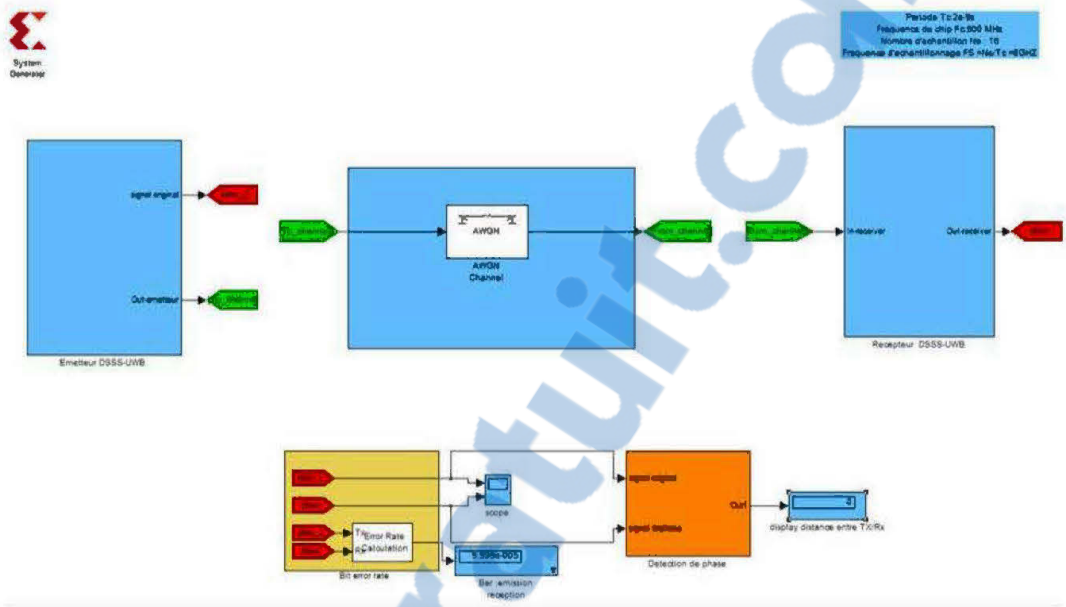

FIGURE 5.7 – *Conception globale.*

Simulink grâce aux composantes déjà conçues sur le logiciel XILINX. L'émetteur, le récepteur et le canal ont été conçus à partir des différents blocs suivants :

System Generator : Le bloc de générateur de système fourni contrôle le système et les paramètres de simulation, et est également appelé le générateur de code. Le bloc de générateur de système désigné également sous le nom du générateur de système " token " en raison de son rôle unique dans la conception. Chaque modèle de Simulink contenant n'importe quel élément du Xilinx Blockset doit également contenir au moins un bloc de générateur de système (token). Une fois qu'un bloc de générateur de système est ajouté à un modèle, il est possible de spécifier comment la génération et la simulation de code devraient être manipulées.

Linear Feedback Shift Register [LFSR] : Ce registre à décalage à rétroaction linéaire soutient les structures de Galois et de Fibonacci utilisant la porte de XOR ou de XNOR et permet à une entrée rechargeable de changer la valeur courante du registre à tout moment. La production de LFSR et l'entrée rechargeable peuvent être configurées en tant que ports périodiques ou parallèles. C'est le générateur de code pseudo-aléatoire.

Pulse Genearator : genère de pulse . C'est le génerateur de signale UWB.

Unipolar To Bipolar : Ce système change la polarité de signal de 0 à -1 et de -1 à 1.

FFT,Conjugée de FFT, IFFT : Transformée de Fourier rapide, pour un traitement efficace des donnés. (Corrélateur)

MULT : Ce bloc sert de multiplicateur complexe.

Rapport-Gratuit.com

BPSK, PPM , M-PSK : Ce sont des types de modulation.

AWGN : Ce système ajoute le bruit gaussien blanc à un vrai ou complexe signal d'entrée. Quand le signal d'entrée est de type réel, ce bloc ajoute le bruit gaussien de type réel et produit un signal réel à la sortie. Quand le signal d'entrée est complexe, ce bloc ajoute le bruit gaussien complexe et produit un signal de sortie complexe.

BER : Ce système calcule le taux d'erreurs. Il compare les données d'entrée d'un émetteur aux données d'entrée d'un récepteur. Il calcule le taux d'erreurs comme statistique courante, en divisant toutes les paires inégales d'éléments par tout le nombre d'éléments d'entrée d'une source.

Find Delay : Ce bloc est particulièrement utile quand vous voulez comparer un signal transmis et reçu pour trouver le délai.

Scope : Ce bloc affiche les signaux.

5.5 Résultats

5.5.1 Modulations 8PSK et DPSK

Les deux graphes 5.8 et 5.9 présentent la modulation 8PSK et 8 DPSK avec la présence de bruit blanc AWGN. L'axe des abscisses représente le rapport de l'énergie par bit à la puissance du bruit de densité spectrale Eb/N0, et l'axe des ordonnés représente le taux derreur BER.

Nous concluons d'après les résultats de ces deux schémas que notre DS-UWB proposé est très proches des résultats théoriques, ce qui résume la qualité de transmission entre l'émetteur et le récepteur.

Les deux graphes 5.10 et 5.11 présentent la modulation 8PSK et 8 DPSK avec lutilisation du canal Raleigh. L'axe des abscisses représente le rapport de l'énergie par bit à la puissance du bruit de densité spectrale Eb/N0, et l'axe des ordonnés représente le taux d'erreur BER. Les résultats expliquent bien que notre système dacquisition DS UWB proposé sont très performants, ce qui résume la qualité de transmission entre lémetteur et le récepteur.

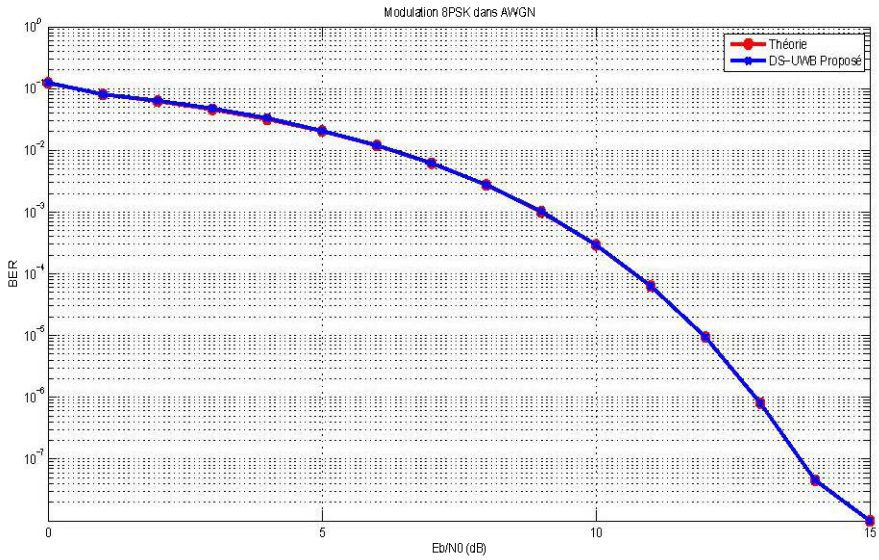

FIGURE 5.8 – *Modulation 8PSK dans un canal AWGN.*

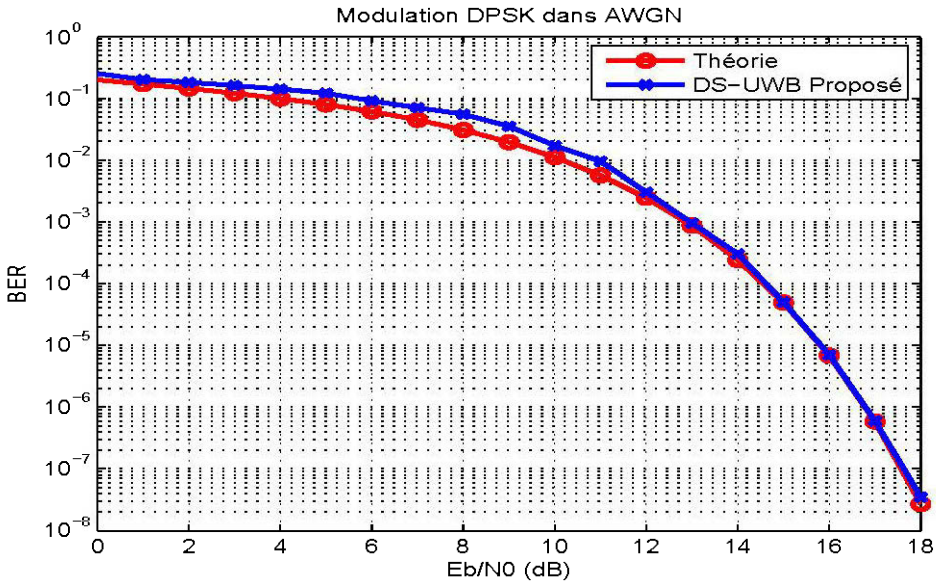

FIGURE 5.9 – *Modulation DPSK dans un canal AWGN.*

5.5.2 Scénario : Transmission des donnés Sans perte.

La figure 5.12 présente l'emision et la reception du signal sans perte.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

L'axe des abscisses représente le temps en seconde et l'axe des ordonnées représente

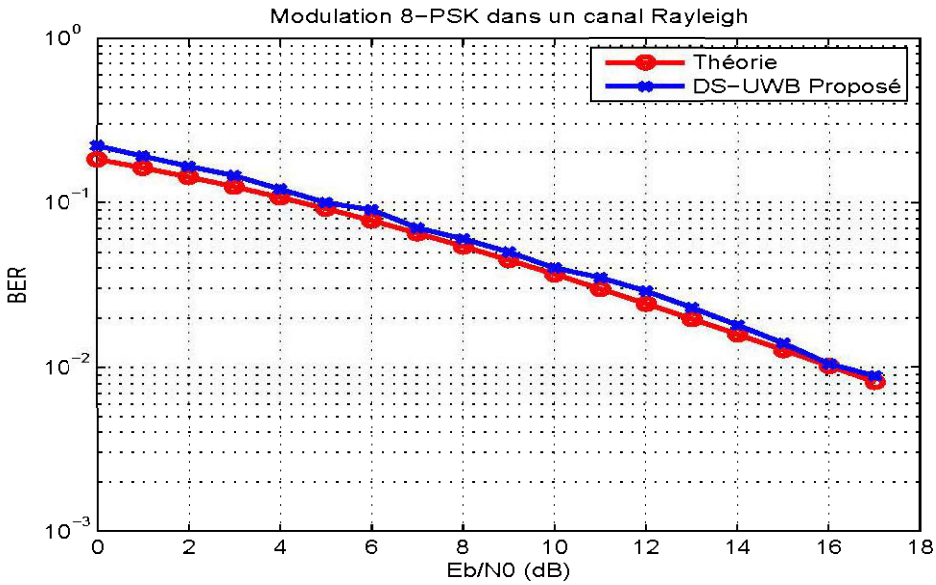

FIGURE 5.10 – *Modulation 8PSK dans un canal de Rayleigh* .

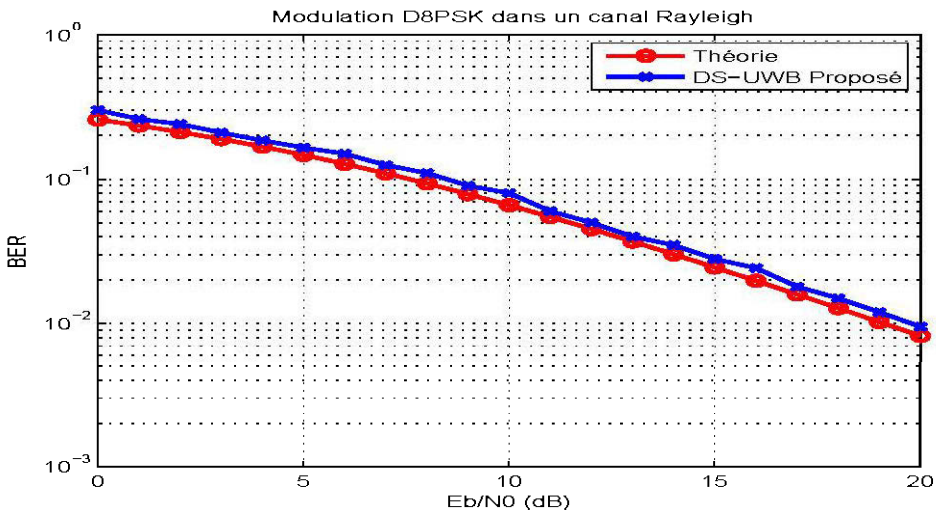

FIGURE 5.11 – *Modulation DPSK dans un canal de Rayleigh* .

l'amplitude. Le signal envoyé a bien été reçu à la réception sans aucune perte, puisque le BER (taux d'erreur) est égal à zéro d'après la figure 5.13.

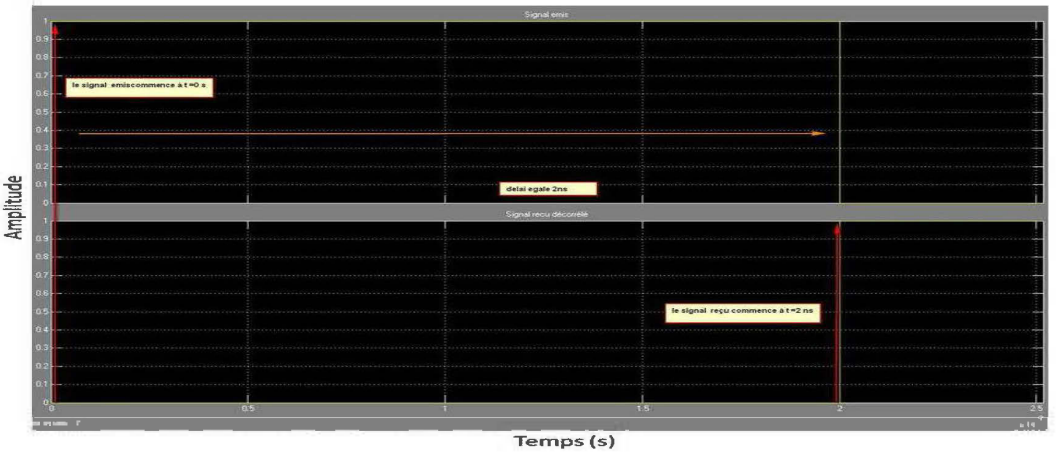

FIGURE 5.12 – *Émission et réception des donnés sans perte.*

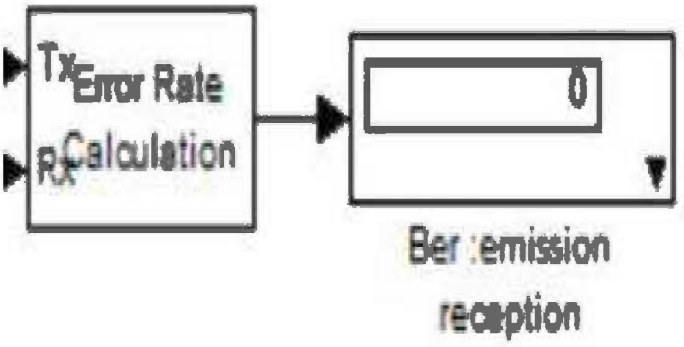

FIGURE 5.13 – *Calcul de BER (taux d'erreur).*

5.6 Detection de distance

Le bloc qui détecte le délai se nomme " Find Delay ". Afin de vérifier la détection exacte de délai pour trouver la distance entre l'émetteur et le récepteur, nous allons calculer le délai théoriquement et le comparer avec le résultat du bloc " Find Delay ". Nous avons ajouté un délai de (N =1*période) au canal entre le récepteur et l'émetteur. Dans notre cas, la période est égale 2 ns et le temps de simulation égale 20 microsecondes.

Le délai égale 2ns, alors d'après l'équation de distance $D = V * T$, D en mètre,

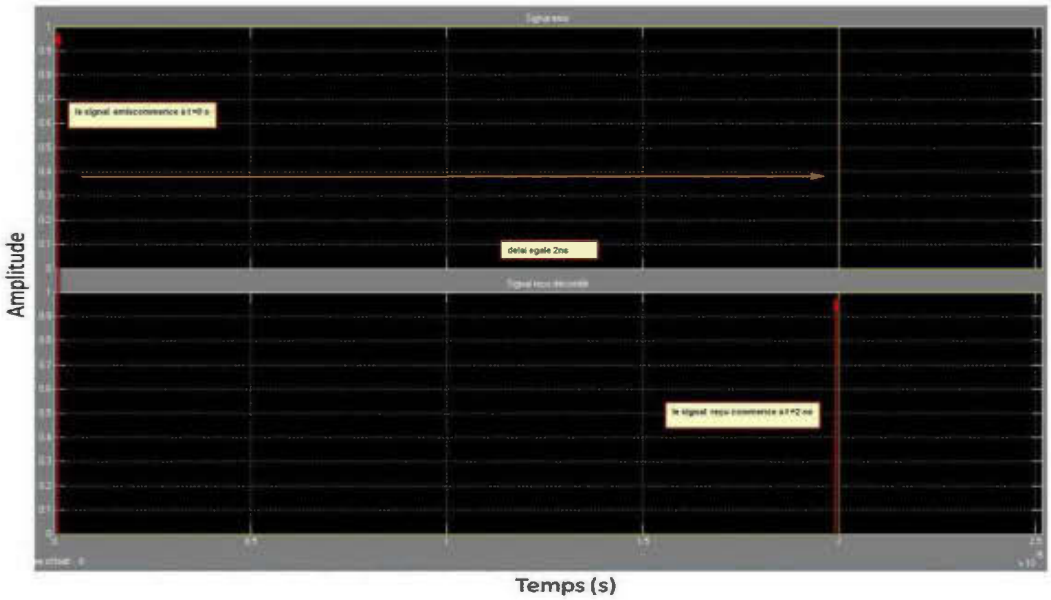

FIGURE 5.14 – *Illustre le délai entre le signal émis et reçus.*

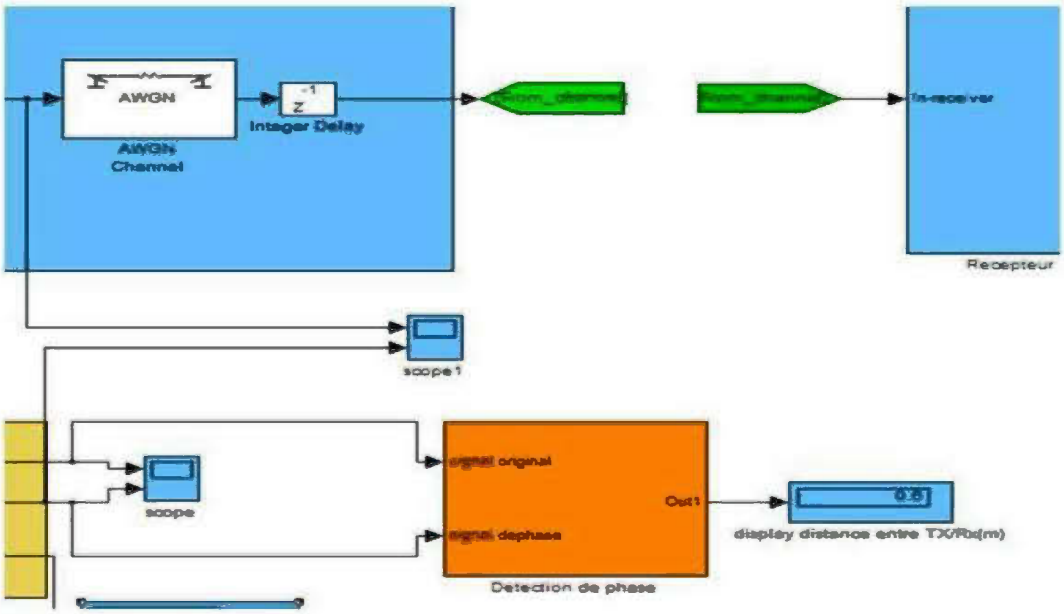

FIGURE 5.15 – *Détection de délai et calcule de distance.*

V vitesse de la lumière en m/seconde, T temps en seconde. Donc, si $V = 3 * 10^8$ et $T = 2 * 10^-9$, alors $D = 3 * 10^8 \times 2 * 10^-9 = 0.6m$. nous pouvons affirmer que le bloc détecte le vrai délai. La précision d'estimation de position de 0,6 mètres est jugée très satisfaisante pour l'application de positionnement minière. Enfin, et d'après les résultats, nous considérons que le système d'acquisition rapide proposé possède une

précision très approprié pour ce type de milieu souterrain confiné.

Chapitre 6

Conclusion générale

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

6.1 Introduction

Le but de cette thèse est de l'implanté un système d'acquisition rapide UWB, qui nous avons déjà proposé. Ce system est une application de radiolocalisation UWB dans le milieu minier.
Dans ce travail de recherche, un système d'acquisition rapide a été proposé, simulé et implanté par Xilinx pour les signaux UWB en milieu souterrain. D'après les résultats de simulation sur Simulink-Xilinx, la technique d'acquisition rapide a un effet accélératif, surtout en termes de précision de la location de position dans un milieu confiné.

Dans cette thèse, les propriétés des signaux UWB ont été détaillées. Le canal de propagation a été présenté, ainsi que les différentes modèles existants. La plupart des techniques de transmission ont été expliquées précédemment. Une technique d'acquisition modulaire a été proposée avec un corrélateur DS-UWB fréquentiel rapide. Le signal reçu a été modélisé pour un traitement simultané par blocs. Les performances du système proposé ont été simulées, testées et comparées pour les différentes techniques de modélisation ainsi que les interférences.

6.2 Perspectives et recommandations

La partie RF n'a pas été considérée et couverte dans cette thèse. En effet, ces composantes doivent être étudiées pour déterminer leurs propres paramètres et caractéristiques, surtout en cas de l'implantation.
Ensuite, le système d'acquisition modulaire rapide DS-UWB proposé devra être testé dans le milieu confiné pour valider les résultats de simulation Xilinx, qui est quand même rassemble aux résultats réels. Enfin tester les performances de ce système en termes des précisions d'estimation de position obtenues.
Pour que le système soit outil, il est nécessaire d'utiliser une unité centrale qui gère la communication et la synchronisation des différents usagers et entre eux en même temps.

Bibliographie

[1] Disponible en ligne : http ://www.mathworks.com.

[2] Disponible en ligne : http ://www.xilinx.com.

[3] H. SCHRANK. A centenial of electromagnetics. volume 28, pages 35–38, décembre 1986.

[4] J. C. MAXWELL. On Faraday's lines of forces. décembre 1855.

[5] networkworld. DS-UWB enables convergence, Network World Tech Update. *White Papers*, Juillet 2004.

[6] P.M. Gerard . A new method for efficient convolution in frequency domain by non-uniform partitioning for adaptive filtering. volume 44, pages 3123–3129, décembre 1996.

[7] R. AIELLO, J. ELLIS, U.KAREEV, et al. Understanding UWB - Principles and implications for low-power communications . mars 2003.

[8] T. W. Barret. History of UltraWideBand (UWB) radar communications : pioneers and inventors. July 2000.

[9] A. Batra et al. Ultra-wideband wireless systems . *Multi-band OFDM physical layer proposal for IEEE 802.15 task group 3a, IEEE P802.15-03/268r3*, juillet 2003.

[10] A. F. MOLISCH, J. R. FOERSTER, et M. PENDERGRASS. Channel models for ultrawideband personal area networks . volume 10, pages 14–21, août 2002.

[11] A. F. MOLISCH, K. BALAKRISHNAN, C. C. CHONG. IEEE 802.15.4a channel model-final report . *Document technique IEEEP802.15-04/0662, IEEE 802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs)* , novembre 2004.

[12] A.A.Saleh, R.A.Valenzuela. A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation . volume 5, pages 128–137, fevrier 1987.

[13] J.G. Ackenhusen. *Real time Signal Processing : Design and Implementation of Signal Processing Systems.* Prentice, 1999.

[14] C. C. CHONG, Y. KIM, et S. S. LEE. UWB indoor propagation channel measurements and data analysis in various types of high-rise apartments . volume 1, pages 150–154, septembre 2004.

[15] D. CASSIOLI, M. Z. WIN, et A. F. MOLISCH. The ultra-wide bandwidth indoor channel : from statistical model to simulations . *IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS*, 2, out 2002.

[16] D. CHEUNG et C. PRETTIE. A path loss comparison between the 5GHz UNII band (802.11a) and the 2.4 GHz ISM band (802.11b) . *Document technique, Intel Corporation, URL http ://impulse.usc.edu/resources/*$802_11a - vs - b_report.pdf, janvier$2002.

[17] Discrete Time Communications. IEEE 802.15.3a 480Mbps wireless personal area networks : achieving a low complexity multi-band implementation . White Paper, *janvier 2003.*

[18] E. Saberinia and A. H. Tewfik. Pulsed and non-pulsed OFDM ultra wideband wireless personal area networks . Proc. IEEE Conf. UltraWideband Syst. Technol, *pages 275–279, Novembre 2003.*

[19] A. Batra et al. Design of a multiband ofdm system for realistic uwb channel environments. volume 52, pages 2123–2138, September 2004.

[20] F. Zheng and T. Kaiser. On the Evaluation of Channel Capacity of UWB Indoor Wireless Systems. IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, *56(12), december 2008.*

[21] Federal Communications Commission. Revision of Part 15 of the commissions rules regarding ultra-wideband transmission systems, first report and order . ET-Docket 98-153, FCC, Washington, DC, *Fevrier 2002.*

[22] H. SIZUN. Radio Wave Propagation for Telecommunication Applications . Springer,Berlin , *1(6) :35–38, Decembre 2005.*

[23] H. SIZUN. Improving the range of ultrawideband transmission using RAKE receivers . in IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Fall, Orlando, FL, USA, *1 :597–601, Octobre 2003.*

[24] J. D. PARSONS. The Mobile Radio Propagation Channel. Chichester : Wiley, *2000.*

Rapport-Gratuit.com

[25] *J. FOERSTER. Channel Modeling Sub-comitee Report Final .* Document technique IEEE P802.15- 02/490r1-SG3a, IEEE P802.15 Working Group for WPANs , *Juillet 2002.*

[26] *J. FOERSTER, E. GREEN, S. SOMAYAZULU. Ultra-widebandtechnology for short-or medium-range wireless communications .* Intel Technology Journal, *mai 2001.*

[27] *J. Karedal, S. Wyne, P. Almers, F. Tufvesson, A. F. Molisch. UWB channel measurements in an industrial environment. volume 6, pages 3511 – 3516, 29 Nov. 3 Dec, 2004.*

[28] *J. KEIGNART et N. DANIELE. UWB Channel measurements in Snow-Covered Environment .* Document technique IEEE 802.15-04/449, IEEE 802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), *août 2004.*

[29] *J. KEIGNART et N. DANIELE. Indoor UWB Channel Measurements from 2 GHz to 8 GHz.* Document technique IEEE 802.15-04/447, IEEE 802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), *septembre 2004.*

[30] *J.W. Cooley, J.W. Tukey . An algorithm for the machine caculation of complex Fourier series . volume 19, pages 297–301, Avril 1965.*

[31] *K. BALAKRISHNAN, K. C. WEE, S. XU. UWB Channel Characterization in Indoor Office Environments.* Document technique IEEE 802.15-04/439, IEEE 802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), *août 2004.*

[32] *K. SIWIAK. UWB propagation phenomena .* Document technique IEEE 802.15-02/301, IEEE 802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), *juillet 2002.*

[33] *L. Reggiani, G.M. Maggio. On the acquisition time for serial and parallel code search in UWB impulse radio .* In Proc. IEEE Int. Symp. On Circuits Systems ISCAS05, *1 :53–56, Mai 2005.*

[34] *L. Reggiani, G.M. Maggio. Rapid search algorithms for code acquisition in UWB impulse radio communications .* IEEE Journal on selected Areas in Comm, *23 :53–56, Mai 2005.*

[35] *R. G. Lyons.* Understanding Digital Signal Processing. *Addison Wesley, 1997.*

[36] *M. Z. Win, F. Ramirez-Mireles, R. A. Scholtz, M. A. Barnes. Ultra-Wide Bandwidth (UWB) signal propagation for outdoor wireless communications.* Proc. of the 47th Vehicular Technology. Conference VTC 1997., Phoenix, AZ, USA, *May 1997.*

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

[37] Maxim. Understanding ADCs Maxim Company Pub . http ://pdf-serv.maximic.com/en/an/AN810.pdf, *October 2001.*

[38] N.He,C.Tepedelenlioglu. Fast and Low-Complexity Frame-Level Synchronization for Transmitted Reference Receivers . volume 6, pages 1014–1023, Mars 2007.

[39] P. H. Withington and L. Fullerton. An impulse radio communications system . in Proc. of the International. Conference. on Ultra-Wide Band, Short Pulse Electromagnetics, Brooklyn NY, USA, *pages 113–120, Oct. 1992.*

[40] R. A. Scholtz. Multiple Access with Time-Hopping Impulse Radio. Proc. of the IEEE Milcom Conference, Boston, MA, USA, *pages 447–450, Oct. 1993.*

[41] R. J. Fontana. Recent applications of ultra wideband RADAR and communications systems.

[42] R. J. M. CRAMER, R. A. SCHOLTZ, et M. Z. WIN. Evaluation of an ultra-wide-band propagation channel. volume 50, pages 561–570, mai 2002.

[43] R.J.M.CRAMER, M.Z.WIN,et R.A.SCHOLTZ. Impulse radio multipath characteristics and diversity reception . IEEE International Conference on Communications, Atlanta, GA, USA, *3 :1650–1654, juin 1998.*

[44] S. S. GHASSEMZADEH et V. TAROK. The ultra-wideband indoor multipath loss model . Document technique IEEE 802.15-02/283, IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), *juillet 2002.*

[45] S.R. Aedudodlo, S. Vijayakumaran, T.F. Wong. Timing acquisition in ultra-wideband communication systems . volume 54, pages 1570–1583, September 2005.

[46] V. HOVINEN, M. HAMALAINEN, R. TESI,et al. A proposal for a selection of indoor UWB path loss model. Document technique IEEE 802.15-02/280, IEEE 802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), *juillet 2003.*

[47] W.Namgoong. A Channelized Digital Ultra-Wideband Receiver . In IEEE Journal on selected Areas in Comm, *23 :898–908, Mai 2003.*

[48] W.Smith. Handbook of Real-Time Fast Fourier Transforms. *IEEE Pressl, 1995.*

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES