

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen –  
Faculté de TECHNOLOGIE



**THESE**

Présentée pour l'obtention du Diplôme de :

**DOCTORAT EN SCIENCES**

**Spécialité : Télécommunications**

**Par : BITEUR Kada**

**Sujet**

---

**Dispositif UWB avec méthode d'accès par code pour les nouvelles générations de communications sans fils.**

---

Soutenue le **21 Mars 2023**

Devant le jury

M. FETHALLAH Karim	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
M.BENADDA Belkacem	Professeur	Univ. Tlemcen	Directeur de thèse
M.BELEDGHEM Mohammed	Professeur	Univ. Bechar	Examineur
M.BELDJILALI Bilal	MCA	ENGTS. Oran	Examineur

## Remerciements

---

*Je tiens tout d'abord à remercier **Dieu tout puissant** de m'avoir donné le courage, la force et la patience d'achever cette thèse.*

*Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mon encadrant et directeur de thèse **Dr. BENADDA Belkacem**, Professeur à l'Université de Tlemcen pour sa gentillesse, sa disponibilité permanente durant toutes ces années de recherche, ses conseils et la qualité de son encadrement.*

*Mes remerciements vont également à ma famille pour son précieux soutien et ses encouragements.*

## Résumé

---

L'accès multiple par répartition en code à séquences directes ultra-large bande (DS-CDMA) joue un rôle important dans le cas des communications multi-applications multi-terminaux des dispositifs UWB. Dans le cas des systèmes UWB qui exploitent l'injection de l'impulsion elle-même directement à l'antenne d'où la bande passante très large, la génération de codes DS-CDMA adaptés pose un véritable défi. Nous décrivons notre nouvelle transmission UWB dans cet article, qui utilise un code temporel pseudo-orthogonal (POC) comme séquences DS-CDMA. Les codes proposés sont des séquences unipolaires avec des chips qui peuvent être modifiées dynamiquement pour cibler un certain nombre d'utilisateurs ou d'applications. Notre approche contourne les schémas de modulation couramment utilisés sur les systèmes UWB. Des simulations numériques sous la programmation Matlab a été faites ainsi une implémentation hardware d'un émetteur DS-UWB en utilisant une carte FPGA de type ULTRE96 V2 a été réalisée.

*Mots clés : systèmes UWB, code pseudo-orthogonal (POC), séquence directe-CDMA, Circuit FPGA.*

## Abstract

---

Ultra-Wideband Direct Sequences Code Division Multiple Access (DS-CDMA) plays an important role in the case of multi-terminal multi-application communications of UWB devices. In the case of UWB systems that exploit the injection of the pulse itself directly to the antenna hence the very wide bandwidth, generation of suitable DS-CDMA codes poses a real challenge. We will describe our novel UWB transmission in this paper, which uses pseudo-orthogonal time code (POC) as DS-CDMA sequences. The suggested codes are unipolar sequences with chips that may be dynamically modified to target a certain number of users or applications. Our approach bypass the modulations schemes commonly used on UWB systems. Numerical simulations under Matlab programming have been done and a hardware implementation of a DS-UWB transmitter using an ULTRE96 V2 type FPGA board was carried out.

**Keywords:** *UWB systems, pseudo-orthogonal code (POC), direct sequence-CDMA, FPGA circuit.*

## ملخص

يلعب الوصول المتعدد لتقسيم الشفرات المباشرة فائقة النطاق (DS-CDMA) دورًا مهمًا في حالة الاتصالات متعددة الأطراف متعددة التطبيقات لأجهزة UWB. في حالة أنظمة UWB التي تستغل حقن النبضة نفسها مباشرة في الهوائي ومن ثم فإن عرض النطاق الواسع للغاية ، يشكل توليد شفرات-DS-CDMA المناسبة تحديًا حقيقيًا. سنصف إرسال UWB الجديد في هذه الورقة ، والذي يستخدم رمز الوقت المتعامد الزائف (POC) كتسلسلات. DS-CDMA الرموز المقترحة عبارة عن تسلسلات أحادية القطب ذات شرائح يمكن تعديلها ديناميكيًا لاستهداف عدد معين من المستخدمين أو التطبيقات. يتخطى نهجنا مخططات التشكيل الشائعة الاستخدام في أنظمة UWB. وقد أجريت عمليات محاكاة رقمية في إطار برمجة Matlab وتم تنفيذ جهاز إرسال DS-UWB باستخدام لوحة FPGA من النوع V2 ULTRE96.

*الكلمات المفتاحية: أنظمة UWB ، الشفرة المتعامدة الزائفة (POC) ، التابع المباشر CDMA ، دائرة FPGA.*

# Table des Matières

---

<b>INTRODUCTION GENERALE</b> .....	1
<b>CHAPITRE I : Technologie UWB</b>	
I.1 Introduction .....	4
I.2 l’historique de l’Ultra Large Bande (UWB) .....	4
I.3 Définition de l’ultra-large bande (UWB).....	5
I.4 Régulation du spectre .....	7
I.5 Le standard UWB .....	8
I.6 Formes d'ondes UWB .....	10
I.7 Domaine d’applications et capacité du système UWB.....	12
I.8 Les avantages et les inconvénients .....	13
I.9 Conclusion.....	14
<b>CHAPITRE II : UWB à Séquence Direct DS-UWB</b>	
II.1 Introduction .....	16
II.2 Modulations UWB .....	16
II.2.1 Modulation d’impulsion PPM .....	16
II.2.2 Modulation OOK .....	17
II.2.3 Modulation BPSK .....	17
II.3 Les techniques d’accès .....	18
II.3.1 TH-UWB.....	18
II.3.2 Séquence Direct DS-UWB .....	20
II.4 Modulations DS-UWB.....	20
II.5 Modèle du canal UWB.....	22
II.5.1 Méthode déterministe .....	22
II.5.2 Méthode statistique .....	22
II.6 Canal multi trajet .....	22
II.6.1 le modèle Saleh-Valenzuela ou S-V .....	23
II.6.2 Modèle IEEE 802.15.3a .....	24

II.6.3 Modèle IEEE 802.15.4a.....	25
II.7 Récepteur DS-UWB .....	26
II.7.1 Récepteur par corrélation (RC) .....	26
II.7.2 Récepteur RAKE .....	27
II.8 Conclusion.....	28

### **CHAPITRE III : Les Codes Pseudo Orthogonaux POC**

III.1 Introduction .....	30
III.2 Codes cohérents.....	30
III.2.1 Walsh-Hadamard .....	30
III.2.2 Codes PN .....	31
III.2.3 Codes Gold .....	31
III.2.4 Séquences Kasami .....	32
III.2.4.1 Séquences Courtes .....	32
III.2.4.2 Séquences Longues.....	32
III.3 Codes incohérents .....	33
III.4 les Codes Pseudo Orthogonaux (POC).....	33
III.5 La corrélation des codes POC .....	34
III.6 Construction des codes POC.....	35
III.6.1 La méthode BIBD.....	35
III.6.1.1 Cas d'un code POC pour $w$ est impair .....	36
III.6.1.2 Cas d'un code POC pour $w$ est pair .....	40
III.7 Les Codes Premiers ou « Prime Code » .....	45
III.7.1 Cas d'un code PC pour $p=3$ .....	46
III.7.2 la propriété de la corrélation du code PC .....	47
III.7.3 Cas d'un code EPC (3,15,3) pour $p=3$ .....	50
III.8 Conclusion.....	52

### **CHAPITRE IV : Nouvelle Approche DS-CDMA-UWB**

IV.1 Introduction .....	54
IV.2 Nouveau Modèle d'Emetteur DS-CDMA-UWB.....	54
IV.3 Implémentation de l'Emetteur .....	55
IV.3.1 Code POC Utilisé .....	55
IV.3.2 Génération d'impulsions UWB.....	59
IV.4 Canal de Transmission.....	60

IV.5 Récepteur de Corrélacion.....	61
IV.6 Implémentacion DS-CDMA-UWB dans un circuit FPGA.....	62
IV.6.1 Généralité.....	62
IV.6.2 Implémentacion de l'Emetteur DS-CDMA-UWB sur FPGA .....	63
IV.6.2.1 Fonctionnalités de la carte FPGA ULTRE96 V2.....	64
IV.7 Conclusion .....	65
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>66</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>67</b>
<b>ANNEXE A.....</b>	<b>73</b>



# Liste des Figures

---

## CHAPITRE I

<b>Figure I.1.</b> Les fréquences de coupure du signal UWB.....	6
<b>Figure I.2.</b> Le spectre radio fréquence de l'UWB.....	7
<b>Figure I.3.</b> Spectre d'UWB et d'autres systèmes radio.....	7
<b>Figure I.4.</b> Les standards des réseaux sans fils WLAN et WPAN.....	8
<b>Figure I.5.</b> Masque spectral défini pour le système UWB américain.....	9
<b>Figure I.6.</b> Masque spectral défini pour le système UWB européen.....	10
<b>Figure I.7.</b> Les impulsions gaussiennes temporelles.....	11
<b>Figure I.8.</b> Représentation fréquentielle des impulsions gaussienne.....	12

## CHAPITRE II

<b>Figure II.1.</b> Modulations UWB.....	17
<b>Figure II.2.</b> TH-UWB utilisé modulation PPM.....	19
<b>Figure II.3.</b> TH-UWB utilisé modulation BPSK.....	19
<b>Figure II.4.</b> Schéma fonctionnel d'un générateur de signal DS-UWB.....	20
<b>Figure II.5.</b> DS-UWB utilisé modulation PPM.....	21
<b>Figure II.6.</b> DS-UWB utilisé modulation BPSK.....	21
<b>Figure II.7.</b> Canal Multi-trajet .....	23
<b>Figure II.8.</b> Modèle du Canal Saleh-Valenzuela.....	24
<b>Figure II.9.</b> Schéma synoptique d'un récepteur par corrélation .....	27
<b>Figure II.10.</b> Récepteur RAKE .....	28

## CHAPITRE III

<b>Figure III.1.</b> Structure LFSR.....	31
<b>Figure III.2.</b> Structure d'un générateur de séquences de Gold.....	32
<b>Figure III.3.</b> Postions de chips à "1" du code (31,3).....	37
<b>Figure III.4.</b> Fonctions d'auto-corrélation pour des POC (31,3,1,1).....	39
<b>Figure III.5.</b> Fonctions d'inter-corrélation de séquences POC (31,3,1,1).....	40
<b>Figure III.6.</b> Postions de chips à "1" pour les 8 utilisateurs du code (361,4,1,1).....	41
<b>Figure III.7.</b> Fonctions d'auto-corrélation pour les 8 utilisateurs du POC (361,4,1,1)....	44
<b>Figure III.8.</b> Fonctions d'inter-corrélation de trois séquences du POC (361,3,1,1).....	45
<b>Figure III.9.</b> Postions de chips à "1" du code PC (9,3).....	47

<b>Figure III.10.</b> Fonctions d'auto-corrélation de séquences du code PC (9,3) .....	48
<b>Figure III.11.</b> Fonctions d'inter-corrélation de trois séquences du PC (9,3).....	49
<b>Figure III.12.</b> Fonctions d'auto-corrélation de séquences du code EPC (3,9,3).....	51
<b>Figure III.13.</b> Fonctions d'inter-corrélation de trois séquences du EPC (3,9,3).....	52

## CHAPITRE IV

<b>Figure. IV.1</b> Emetteur DS-DMA-UWB .....	55
<b>Figure IV.2</b> Positions de chips à "1" de code POC (73,4).....	57
<b>Figure IV.3</b> Fonctions d'auto-corrélation des codes POC (73,4,1,1).....	58
<b>Figure IV.4</b> Fonctions d'inter-corrélation des codes POC (73,4,1,1).....	59
<b>Figure IV.5</b> Etalement du spectre pour la séquence de données "10011011".....	60
<b>Figure IV.6</b> Impulsions UWB .....	60
<b>Figure IV.7</b> Le spectre et la puissance spectrale du signal UWB.....	61
<b>Figure IV.8</b> Sortie du canal AWGN.....	61
<b>Figure IV.9</b> Récepteur de corrélation.....	62
<b>Figure IV.10</b> Le signal de sortie du corrélateur avec sa puissance spectrale, le spectre et les données récupérées.....	63
<b>Figure IV.11.</b> L'émetteur UWB implémenté sur une carte SoC ULTRA96-V2. L'étage dédié à la transmission RF est un simple fil utilisé comme antenne.....	64
<b>Figure IV.12.</b> Entité Implémenté sur Cyclone V SoC de la carte Ultra96 V2. L'émetteur a été intégré sur la partie FPGA, la partie processeur est utilisée pour l'affectation des codes.....	65
<b>Figure IV.13.</b> Déclaration des signaux de l'entité Emetteur UWB en VHDL.....	66
<b>Figure IV.14.</b> Signaux générés et échangés.....	66

# Liste des Tableaux

---

## CHAPITRE I

<b>Tableau I.1.</b> Restrictions appliquées par le standard américain FCC .....	9
<b>Tableau I.2.</b> Restrictions appliquées par le standard européen ECC .....	10

## CHAPITRE II

<b>Tableau II.1.</b> les paramètres du modèle IEEE 802.15.3a .....	25
<b>Tableau II.2.</b> Les paramètres du modèle IEEE 802.15.4a .....	26

## CHAPITRE III

<b>Tableau III.1.</b> Paramètres de la méthode BIBD pour un code (31,3 ,1,1).....	36
<b>Tableau III.2.</b> Positions des chips à 1 pour le code (31,3,1,1) selon BIBD.....	36
<b>Tableau III.3.</b> Les retards relatifs de séquences du code (31,3,1,1).....	37
<b>Tableau III.4.</b> Paramètres de la méthode BIBD pour un code (361,4 ,1,1)	40
<b>Tableau III.5.</b> Positions des chips à 1 pour le code (361,4,1,1) selon BIBD.....	41
<b>Tableau III.6.</b> Retards relatifs de séquences de code (361,4,1,1).....	42
<b>Tableau III.7.</b> Les séquences $S_i^3(j)$ de code PC	46
<b>Tableau III.8.</b> Les séquences $C_i^3(j)$ de code PC .....	46
<b>Tableau III.9.</b> Les séquences $C_i^3(j)$ du code EPC .....	50
<b>Tableau III.10.</b> Les trois séquences $C_i^3(j)$ de code EPC .....	50

## CHAPITRE IV

<b>Tableau VI.1.</b> Les différentes positions des séquences POC (73,4,1,1) codent selon la méthode BIBD.....	56
<b>Tableau IV.2.</b> Les retards relatifs de séquences de code (73,4,1,1).....	57

## Liste des Abréviations

---

AWGN	Additive white Gaussian Noise
BIBD	Balanced Incomplete Block Design
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CLB	Configurable Logic Block
D-CDMA	Direct Sequence Code Division Multiple Access
DSSS	Direct-Sequence Spread Spectrum
DSP	Media Access Control
ECC	Electronic Communication Committee
EGC	Equal Gain Combination
ECMA	European Computer Manufacturers Association
FCC	Federal Communications Commission
GPR	Ground Penetrating Radar
GSM	Global System for Mobile
FPGA	Field Programmable Gate Arrays
FDTD	Finite Difference Time Domain
GPS	Global Positioning System
HiperLAN	High Performance radio LAN
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISM	Industrielle Scientifique Médicale
LAB	Logic Array Block
MAC	Media Access Control,
MAI	Interférences d'Accès Multiple
MBWA	Mobile Broadband Wireless Access
OFDM	orthogonal frequency-division multiplexing
OOK	On-Off Keying
PC	Prime code
POC	Codes Pseudo Orthogonaux
PPM	Pulse Position Modulation
RFID	Radio Frequency Identification
RIAM	Radio par Impulsion à Accès Multiple

SD	Selection Diversity
SoC	System on a Chip
TAG	Technical Advisory Group
TH-UWB	Time Hopping- Ultra-Wide Band
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UNII	Unlicensed National Information Infrastructure
UWB	Ultra Wide Band
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network
WSN	Wireless Sensor Network

## INTRODUCTION GENERALE

De nos jours, les progrès réalisés dans les systèmes de communication sans fil sont de plus en plus courants. Ces nouveaux systèmes se retrouvent dans les réseaux multimédias, l'informatique mobile, ainsi que les applications pour les réseaux locaux sans fil (WLAN) et les réseaux personnels (WPAN)[1-2]. Ce qui permet de développer plusieurs technologies capables d'établir une transmission radio entre un émetteur et un récepteur via un canal sans fil. L'un d'eux est la technologie Ultra Wide Band (UWB). La technologie ultra-large bande (UWB) peut être intégrée dans de nombreuses applications telles que les réseaux personnels (WPAN) [3-5] et les télécommunications mobiles (5G aujourd'hui) [6-8]. Le système UWB est une technologie en développement rapide qui utilise une courte portée avec une très faible consommation d'énergie, pour transmettre des informations sur une majorité du spectre radio pour occuper une bande passante supérieure ou égale à 25% de la fréquence centrale ou 1,5 GHz [9]. Les émetteurs UWB utilisent des impulsions de très courte durée au lieu de la modulation via des signaux porteurs.

En particulier pour les communications sans fil, la Federal Communications Commission des États-Unis a fixé le niveau de puissance à un niveau très bas (inférieur à -41,3 dBm) [10] permettant à la technologie UWB de partager le spectre avec d'autres utilisateurs sans interférence. Pour obtenir l'étalement requis, diverses techniques peuvent être utilisées telles que la séquence directe (DS) et le saut temporel (TH) [11]. Les données utilisateur sont attribuées à des trames temporelles dans les systèmes TH-UWB, et la modulation de position d'impulsion (PPM) est utilisée pour éliminer le chevauchement dans les réseaux à accès multiples [12-13]. D'autre part, les codes d'étalement temporel sont utilisés dans les techniques DS-UWB [14] de la même manière qu'ils le sont dans la technique traditionnelle d'accès au code par séquence directe (DS-SS), ils présentent donc les mêmes avantages que l'étalement du spectre par séquence directe (DSSS) [15-16]. Dans cette thèse, nous proposons un modèle d'émetteur-récepteur adapté à une nouvelle approche de transmission numérique à séquence directe, pour une application ultra-large bande (DS-UWB), utilisant un code temporel pseudo-orthogonal (POC). Les codes proposés sont composés de séquences unipolaires caractérisées par une longueur  $L$ , constituée de  $N$  éléments appelés « chips », un nombre prédéfini d'utilisateurs, et le poids du code ; chips de niveau "1". De plus, pour améliorer la synchronisation entre émetteurs et récepteurs, ce nouveau schéma d'étalement proposé permet de coder séparément les bits de haut niveau '1' et les bits de bas niveau '0' du

flux de données par deux codes différents ; la séquence de code doublet est unique pour chaque utilisateur. L'étude proposée vise à transmettre DS-CDMA-UWB sans utiliser les modulations classiques associées aux systèmes UWB comme la modulation d'impulsion PPM (Pulse Position Modulation), la modulation OOK (On-Off Keying) et la modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying). Notre nouvelle approche DS-CDMA-UWB est basée sur des codes pseudo orthogonaux construits par une méthode mathématique appelée BIBD (Balanced Incomplete Block Design) [17] pour les deux côtés récepteur et émetteur.

Cette thèse s'articule autour de quatre chapitres, la technologie UWB est expliquée dans le chapitre I. le chapitre 2 présentera les séquences directes pour les systèmes UWB (DS-UWB). Le chapitre 3 nous apportons toutes les informations nécessaires pour les codes utilisés dans le système UWB spécifiquement les codes pseudo-orthogonaux POC appliqués pour notre nouvelle approche. Une simulation numérique et résultats d'une chaîne de transmission de notre nouveau modèle DS-CDMA-UWB a été effectué. En plus, une implémentation dans une carte FPGA de type ULTRA96 d'un Emetteur DS-CDMA-UWB a été réalisée. Ainsi que le code de programme de notre nouveau modèle a été développé en VHDL (VHSIC Hardware Description Language).

**Chapitre I**  
**Technologie UWB**



## **I.1 Introduction**

De nos jours, le réseau sans fil le plus utilisé sur les réseaux personnels (PAN) est de courte-portée sont le Bluetooth (IEEE 802.15.1) et le WIFI (IEEE 802.11). Ils ont été conçus (WIFI et Bluetooth) pour connecter des dispositifs sans fils sur de courtes distances. Par contre, les principaux inconvénients qui limitent ces technologies sont la faible vitesse de transmission et la sécurité [1]. Par ailleurs, le Ultra Wide-Band (UWB), connu sous le nom d'Ultralarge bande en français, a été créé pour remédier ces défauts. Dans ce chapitre nous présentons cette technologie de transmission et ces fondements.

## **I.2 L'histoire de l'Ultra Large Bande (UWB)**

Le début des travaux de recherche sur la technologie UWB dans un premier temps en 1952 par Pierce et Hopper [18] en appliquant des impulsions aléatoires très courtes (de l'ordre de la nanoseconde) espacées dans le temps sur le système de transmission de la téléphonie analogique. Les chercheurs travaillèrent sur la technique RIAM (Radio par Impulsion à Accès Multiple) en utilisant une théorie qui a été déjà développée par Shannon. Les recherches menées ressemblent à la technologie Boucle Locale Radio (BLR). D'autre part, dans les années 1960 une idée de l'UWB a été développée pour des applications RADAR sous forme d'une transmission en bande de base sans porteuse (carry free). En 1973, G. F. Ross [19] déposa le premier brevet aux États-Unis dédié aux impulsions et télécommunications. Après quelques années, le ministère de la Défense des États Unis utilisas pour la première fois le terme ULB ou UWB principalement aux applications militaires en 1989 sachant que P. Withington et Fullerton [20] étaient publiés le premier article en 1992 expliquant les communications sans fils basées sur les systèmes radios pulsés IR (Impulse Radio). A cause de la confidentialité les travaux de recherches liés à l'ULB ont été pris en charge par le département de la Défense des États Unis (DoD) jusqu'en 1994. Depuis cette année, plusieurs articles de recherches sur les communications sans fils notamment la technologie UWB ont été publiés par des sociétés privées ainsi que par des agences gouvernementales. Par ailleurs, le terme UWB n'était apparu sur une publication qu'en 1997, sur des publications qui décrivent le système IR principalement les caractéristiques de modulation de type saut de fréquence, impulsionnelle, orthogonale...etc.

En 2002, l'organisme de régulation des communications américain, ou la FCC « Federal Communications Commission » normalisait la technologie UWB [21]. Elle fournissait des définitions précises tel que :

- Une Densité Spectrale de Puissance (DSP) maximale autorisés à -41.3 dBm/MHz
- Une bande passante entre 3,1 à 10,6 GHz, ainsi que 7,5 GHz est le masque « FCC »

Ces contraintes sont mises en place pour réduire les interférences potentielles avec les systèmes de communication actuels et futurs. En 2003, l'institut pour les ingénieurs électriques et électroniques (IEEE) proposait le standard IEEE 802.15.3a qui décrit le concept de base pour réaliser la couche physique au profit de système UWB pour les réseaux sans fils haut débit de type WPAN (Wireless Personal Area Network) [22-23]. Ce standard mis en œuvre deux types de modulations différentes : Accès Multiples par Répartition en Code (AMRC) ou CDMA Code Division Multiple Access : la seconde : modulation numérique par répartition en fréquences orthogonales sous forme de multiples sous-porteuses ou OFDM (orthogonal frequency-division multiplexing). En 2005, le standard proposé IEEE 802.15.3a a été approuvé par l'European Computer Manufacturers Association (ECMA) [24]. En outre, en 2007, le standard IEEE 802.15.4a a été défini et adapté au système radio impulsé (IR) faible débit pour contrôler l'accès au support sans fil (MAC) pour les réseaux personnels (WPAN)[25]. D'autre part, les technologies comme l'identification par radiofréquence (RFID) et réseaux de capteurs sans fil (WSN) avaient démontré qu'il est très pratique d'utiliser les impulsions très courtes IR.

En vue de répondre à la demande croissante de la vitesse de transmission le très haut débit, l'évolution des réseaux sans fils a stimulé la recherche des nouvelles technologies. Actuellement, le système UWB est une solution très attrayante et innovatrice. Le succès de la mise en œuvre pratique de cette technique dans les systèmes de communication sans fils a également ravivé l'intérêt pour différente type d'applications tel que les réseaux sans fils WPAN, systèmes radars détection et contrôle et Systèmes d'imagerie...etc.

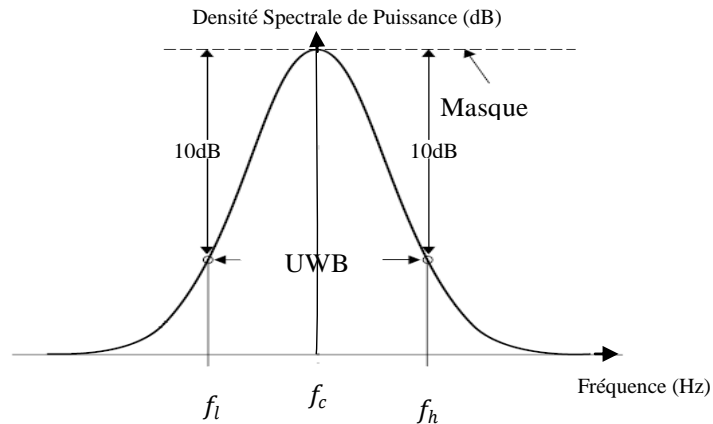
### **I.3 Définition de l'ultra-large bande (UWB)**

Selon la définition de la Fédéral Communications Commission (FCC) , la technologie de communication ultra-large bande (UWB) utilise une bande passante, qui est communément décrite comme étant supérieure à 20 % de la fréquence centrale ou 500 MHz dans une bande passante totale de 7,5 GHz. Le spectre pour les systèmes UWB est entre 3,1 GHz et 10,6 GHz, ce qui se traduit par une solution technologique intéressante basée sur les systèmes de superposition spectrale. Pour classer les signaux à bande étroite, large bande ou ultra large bande (UWB), on utilise une bande passante fractionnaire  $B_f$  donnée par la relation (I.1) qui montre la relation entre la largeur de bande et la fréquence centrale du spectre du signal [26] :

$$B_f = \frac{BW_{-10dB}}{f_{centrale}} = 2 \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} \quad \text{I.1}$$

Où

- $BW_{-10dB}$  : Largeur de Bande à -10dB
- $f_l$  et  $f_h$  sont les fréquences les plus basses et les plus élevées, respectivement, du spectre UWB, (les fréquences sont définies à -10 dB par rapport à la valeur de la fréquence centrale).



**Figure I.1.** Les fréquences de coupure du signal UWB[26]

La figure I.1 illustre les fréquences de coupure et la bande passante du signal UWB, ainsi que le masque spectral, qui est lié à la densité spectrale de puissance(DSP), définie comme l'intensité de la puissance concentrée dans une bande passante donnée calculée par l'équation (I.2).

$$DSP = \frac{P_{Signal}}{BW} \quad \text{I.2}$$

- OU
- P : Puissance du signal,
  - BW : Largeur de bande

La densité spectrale d'énergie est très faible et que l'énergie du signal UWB doit être distribuée sur une bande passante très large, ce qui rend possible l'interférence avec d'autres signaux utilisant la même partie du spectre sont presque nuls.

Par ailleurs, le classement des signaux selon la largeur de bande passante  $B_f$  peut être donné comme suit :

- Bande étroite :  $B_f < 1\%$  ;
- Large bande :  $1\% < B_f < 20\%$  ;
- Bande ultra-large :  $B_f > 20\%$

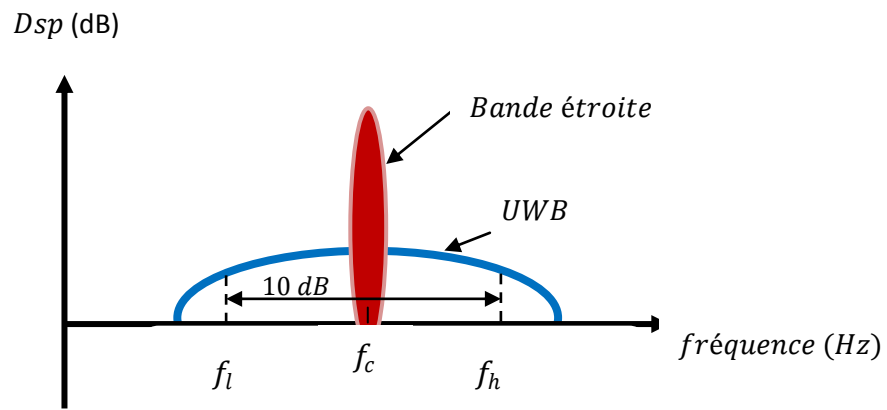


Figure I.2. Le spectre radio fréquence de l'UWB [27]

### 1.4 Régulation du spectre :

Pour différent type d'application, les organismes national et international de réglementation créent des normes de communication en utilisant des méthodes rigoureuses d'attribution des bandes de fréquences. La figure I.3 illustre les technologies radiofréquences et leurs spectres alloués comme : les réseaux mobiles (GSM, UMTS), télédétection (GPS), la bande radio industrielle scientifique médicale (ISM), Bluetooth, les standards 802.11 a, b et g (Wifi), le standard 802.15.4 (Zigbee), Microondes, la bande radio de l'infrastructure nationale sans licence (UNII).

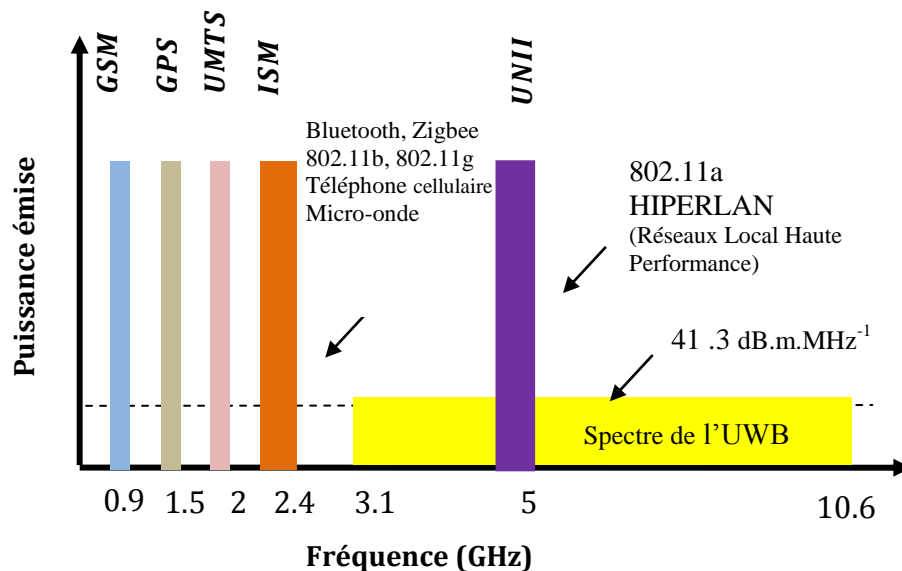


Figure I.3. Spectre d'UWB et d'autres systèmes radio [28]

## I.5 Le standard UWB

En 2003 deux organismes (UWB Forum et WiMedia Alliance)[29] échangent des informations pour élaborer le standard américain IEEE 802.15.3a définie comme une norme UWB pour une utilisation dans les réseaux WPAN dans la bande de 3,1 GHz à 10,6 GHz . Le débit est de l'ordre 110 à 200 Mb/s, la portée est d'environ 10 mètres, avec un rayonnement moyen 0,1 à 0,25(mW).

D'autre part, les deux équipes étaient en dés accord sur le choix des techniques de communication entre OFDM-UWB et DS-UWB pour WiMedia Alliance et UWB Forum, respectivement. Ce qui a conduit aux manques au sein de la norme IEEE 802.15.3a. En plus, Freescale et Motorola ont été abandonné l'UWB forum. En 2005, L'Association européenne des fabricants d'ordinateurs (ECMA) a finalement revoir et adopter à nouveau la proposition IEEE 802.15.3a. Ainsi, le système de transmission MB-OFDM a été appliqué [30].

En 2004, l'équipe IEEE 802.15.4a était créée dans le but de normaliser une couche physique différente de celle sélectionnée par le groupe IEEE 802.15.4 liés aux réseaux sans fils des capteurs à bas débit. En août 2007, le standard IEEE 802.15.4a a été approuvé par IEEE [25]. Ce système est défini comme une portée 10 à 100 mètres en fonction des débits utilisés, avec une faible puissance 41.3 dbm/MHz.

La figure I.4 montre les standards des réseaux sans fils WLAN et WPAN.

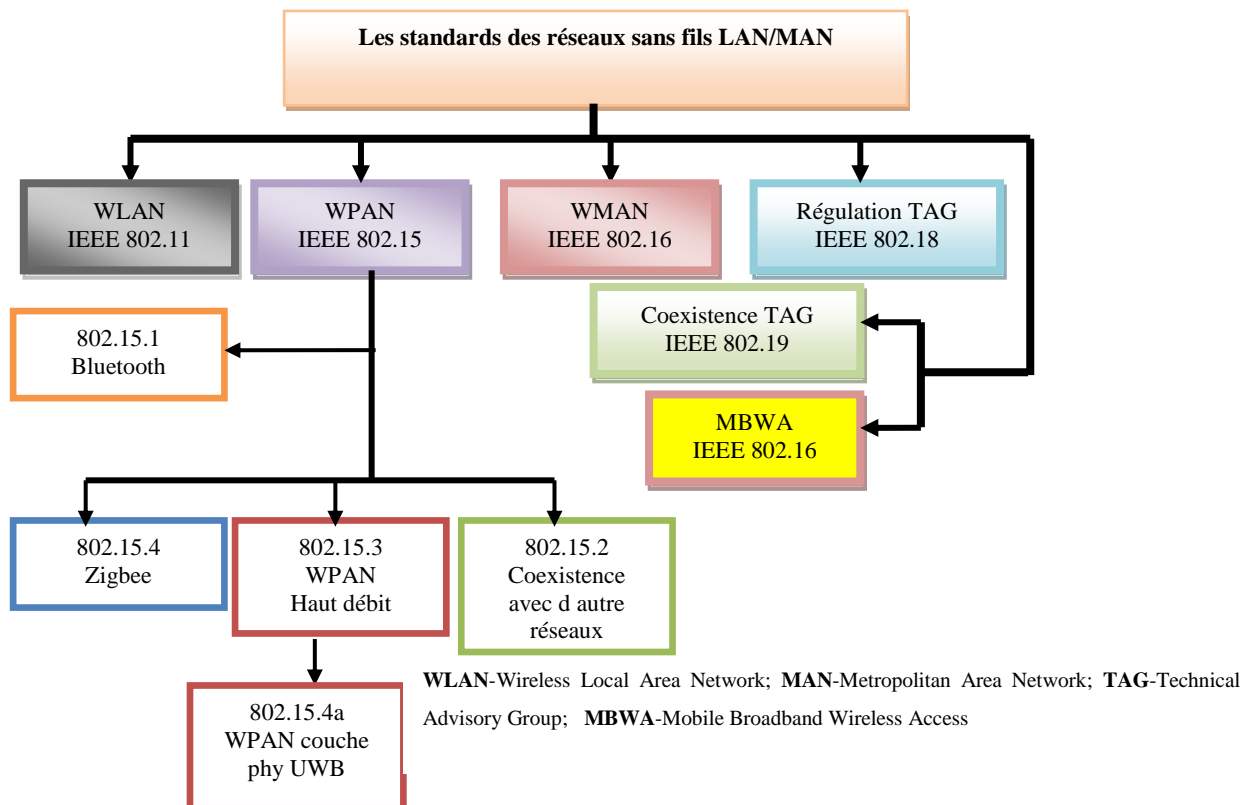
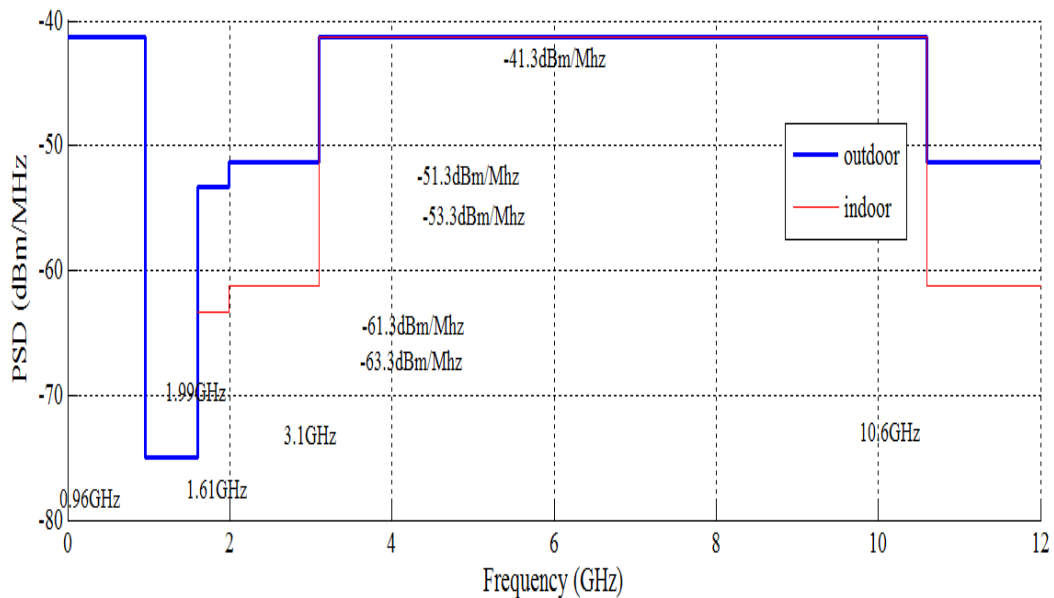


Figure I.4. Les standards IEEE 802 [31]

La commission FCC a défini la densité spectrale de puissance de  $-41.3\text{dBm}$  dans la bande de fréquence de  $3.1$  à  $10.6$  GHz concernant les communications intérieurs et extérieurs (voir la figure I.5). Les valeurs établies sont présentées dans le Tableau I.1 qui indique les valeurs de la DSP (densité spectrale de puissance) en  $\text{dBm/MHz}$  pour différentes gammes de fréquences.

Standard FCC (Federal Communications Commission)		
Bande de fréquence (GHz)	DSP ( $\text{dBm/MHz}$ )	
	Indoor (Intérieur)	Outdoor (Extérieur)
0.96 à 1.6	$-75.3$	$-75.3$
1.6-1.99	$-53.3$	$-63.3$
1.99-3.1	$-51.3$	$-61.3$
3.1-10.6	$-41.3$	$-41.3$
$>10.6$	$-51.3$	$-61.3$

**Tableau I.1.** Restrictions appliquées par le standard américain FCC [32]

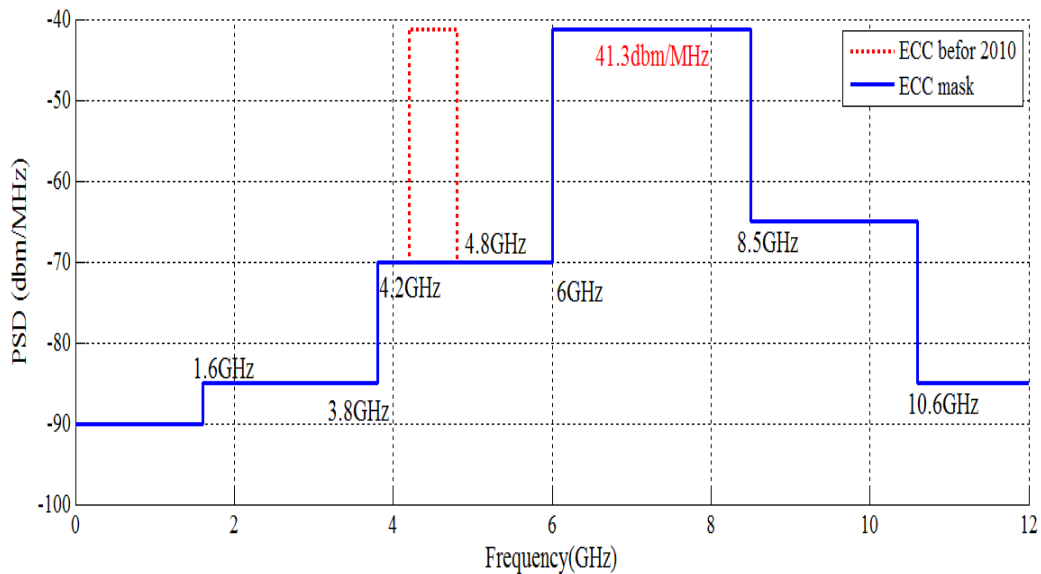


**Figure I.5.** Masque spectral défini pour le système UWB américain [32]

Par ailleurs, en Europe, une densité spectrale de puissance a été limitée à  $41,3\text{dBm/MHz}$  sur le spectre de fréquence compris entre  $6,0$  et  $8,5$  GHz par la Conférence européenne des communications ECC sachant qu'elle était appliquée entre  $4,2$  et  $4,8$  GHz provisoirement jusqu'à la fin de 2010 (voir la figure 1.6). Ainsi que les valeurs élaborées sont illustrées dans le (Tableau I.2).

Standard ECC (Electronic Communication Committee)		
Bande de fréquence (GHz)	DSP (dBm/MHz) avant 2010	DSP (dBm/MHz)
>1.6	-90	-90
1.6 à 3.4	-85	-85
3.4 à 3.8	-85	-85
3.8 à 4.2	-70	-70
4.2 à 4.8	-41.3	-70
4.8 à 6	-70	-70
6 à 8.5	-41.3	-41.3
8.5 à 10.6	-65	-65
>10.6	-65	-65

**Tableau I.2.** Restrictions appliquées par le standard européen ECC [33]



**Figure I.6.** Masque spectral défini pour le système UWB européen [33].

## I.6 Formes d'ondes UWB

L'impulsion gaussienne est l'impulsion candidate la plus pratique pour les applications UWB. La forme de cette impulsion est généralement de l'ordre des nanosecondes ou des sous-nanosecondes (très courte durée) avec une faible puissance d'émission sans porteuse. De plus, la complexité du circuit pour ce type d'impulsion est relativement simple, ce qui rend la mise en œuvre des systèmes UWB facile et peu coûteuse. Les trois types d'impulsions les plus utilisées pratiquement : l'impulsion gaussienne, la dérivée première de l'impulsion gaussienne

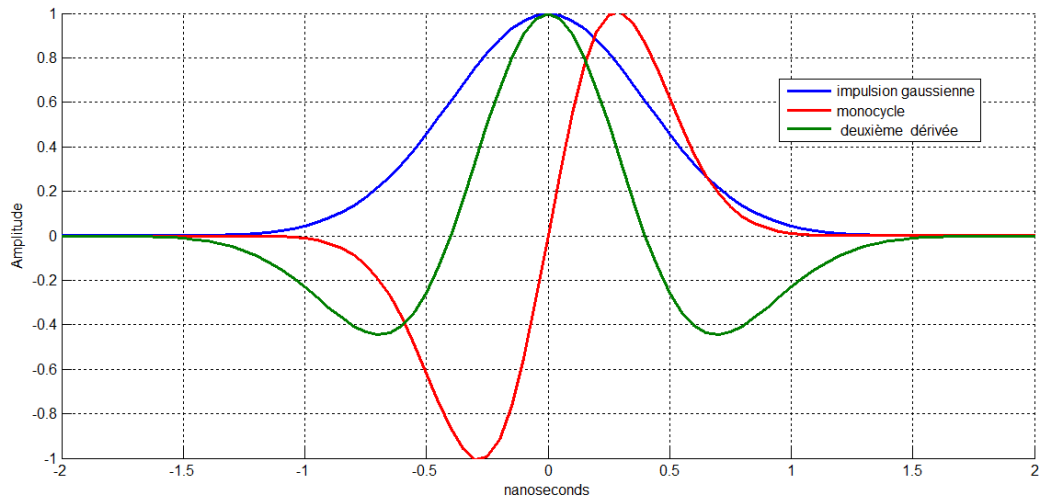
connue sous le nom de monocycle et la dérivée seconde appelée impulsion de Ricker sont respectivement représentées par les équations suivantes [14]:

$$x(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{t^2}{\sigma^2}\right) \quad \text{I.3}$$

$$\frac{d(x)}{d(t)} = -\frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma^3} t \exp\left(-\frac{t^2}{\sigma^2}\right) \quad \text{I.4}$$

$$\frac{d(x)^2}{d(t)^2} = -\frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma^3} t \exp\left(-\frac{t^2}{\sigma^2}\right) \left(\frac{t^2}{\sigma^2} - 1\right) \quad \text{I.5}$$

Où,  $A$  correspond à l'amplitude de l'impulsion,  $\sigma$  est le constant de temps. La figure 4 illustre les impulsions gaussiennes.



**Figure I.7.** Les impulsions gaussiennes temporelles.

Dans le domaine fréquentiel, les impulsions gaussiennes (la gaussienne, monocycle et la dérivée deuxième respectivement) sont définies comme suit [34]:

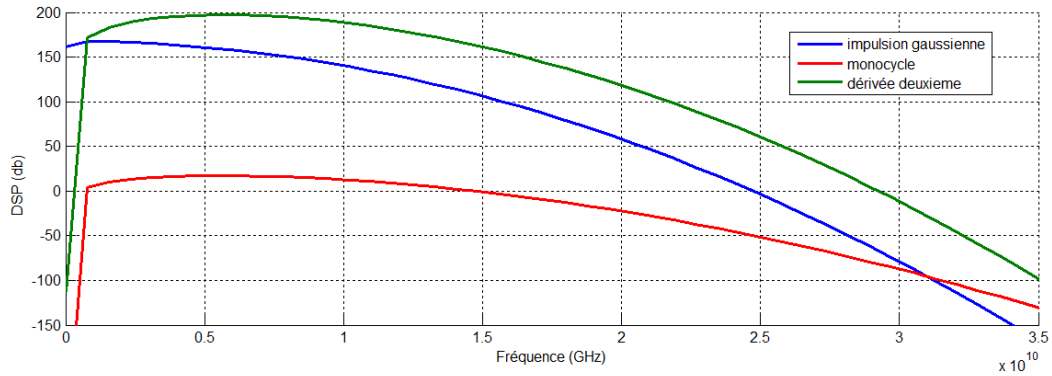
$$X(f) = A \exp(-2 (\sigma\pi f)^2) \quad \text{I.6}$$

$$X(f)_1 = 2i\pi f A \exp(-2 (\sigma\pi f)^2) \quad \text{I.7}$$

$$X(f)_2 = (2i\pi f)^2 A \exp(-2 (\sigma\pi f)^2) \quad \text{I.8}$$

La figure I.8 illustre l'émission d'énergie de l'impulsion gaussienne en fonction de ses dérivées





**Figure I.8.** Représentation fréquentielle des impulsions gaussiennes

On peut constater que pour des ordres de dérivation plus élevés, la fréquence centrale augmente. Mais la bande passante devient plus étroite, c'est-à-dire que l'énergie est concentrée dans une bande passante plus petite. Par ailleurs, le monocycle gaussien et l'impulsion de Ricker sont les plus utilisés pour les applications UWB.

## **I.7 Domaine d'applications et capacité du système UWB**

Au début de développement des applications UWB, avant de l'apparition des circuits intégrés, la primordiale difficulté était que les dispositifs UWB étaient très coûteux, Cependant le contexte a entièrement changé pour les applications domestiques et entreprise grâce à : l'absence de l'interférence, faible consommation d'énergie, grande largeur de bande, sécurité assurée et Le coût des équipements UWB a été considérablement réduit. Les principales applications de l'UWB sont les suivantes [35]:

- Les systèmes de surveillance industrielle,
- L'aviation civile,
- La téléphonie mobile
- Les radars
- GPR (Ground Penetrating Radar),
- Réseaux sans fil WPAN et WLAN à haut débit
- Imagerie médicale
- Automobile
- Réseaux sans fils WLAN et WPAN à haut débit
- ... etc.

## I.8 Les avantages et les inconvénients

Plusieurs avantages par rapport à la bande étroite sont fournis par les impulsions courtes utilisées dans la technologie UWB, parmi lesquelles nous mentionnons [35]:

- L'un des principaux avantages des systèmes UWB pour la transmission de données réside dans les capacités élevées obtenues. Nous pouvons la justifier par la loi de Shannon, qui donne la capacité maximale pour des canaux de communication idéaux en présence en présence de bruit blanc :

$$C = BW \log_2(1 + SNR) \quad I.9$$

Où

**C** : représente la capacité maximale théorique du canal, **BW** : est la largeur de bande du système radiofréquence et **SNR** : est le rapport signal/bruit.

La technologie utilisée (bande passante, puissance d'émission, gains d'antenne), ainsi que les conditions de propagation (bruit et distance entre antennes), sont les principaux déterminants de la capacité du système. De ce fait, les capacités atteintes pour les applications UWB (avec une bande passante élevée et des distances relativement courtes) sont très élevées.

Le débit atteint 100 et 500 Mbps pour la communication UWB (c'est entre 100 et 500 fois la vitesse de système Bluetooth, et environ 50 du standard (802.11b) et environ 10 fois celle de la norme 802.11a). Il serait donc une très bonne solution concurrente aux réseaux actuels sans fil.

- Très faibles puissances d'émission : Les systèmes UWB transmettent trains d'impulsions courtes de faible puissance sur une large bande spectrale ;
- Le système est sécurisé grâce à la faiblesse du rapport signal/bruit ;
- Faible potentiel d'interférences avec d'autres technologies ;
- Robustesse contre la propagation des trajets multiples
- Les signaux UWB peuvent pénétrer efficacement une variété de matériaux, y compris les surfaces.
- La densité spectrale DSP est faible qui se traduit une faiblesse probabilité d'interception et de détection
- Les émetteurs et les récepteurs sont peu coûteux

Quelques inconvénients pour la technologie UWB sont les suivants [35] :

- La difficulté de l'estimation du canal UWB ;
- La distorsion de la forme d'onde reçue à cause de la variation de la puissance reçue en fonction des fréquences de spectre UWB ;
- Nécessité des convertisseurs analogique-numérique (CAN) extrêmement rapides pour échantillonner les impulsions courtes durée ;
- La difficulté de capturer des impulsions de faible puissance.
- La complexité de l'implémentation des systèmes UWB pour certaines applications

## **I.9 Conclusion**

Dans ce chapitre, l'état d'art de la technologie UWB est présenté, une étude descriptive du standard UWB est donnée. Nous avons mis le point sur les avantages, les inconvénients et les principales applications de cette technique de transmission. Il est clair que dans un future très proche des modèles d'accès basés sur cette technique, dite UWB, vont dominer les réseaux personnels à courte portée. Les principales techniques d'accès lié aux systèmes UWB, notamment DS-UWB que nous avons développées dans nos travaux de recherche, seront détaillées au chapitre suivant.

## **Chapitre II**

# **UWB à Séquence Directe**

## **DS-UWB**

## II.1 Introduction

Pour améliorer la capacité d'accès multiple vis-à-vis des utilisateurs et équipements connectés, la technologie radio UWB peut être utilisée en combinaison avec les techniques d'étalement de spectre. Une partie importante des recherches sur les systèmes UWB utilisant des signaux modulés en position d'impulsion (PPM) ou bien les signaux antipodales (BPSK), s'adaptent avec les méthodes d'accès multiple et portent les noms : séquence directe (DS) ou saut temporel (TH). Actuellement, le système DS-UWB est considéré comme une technique attrayante et récente pour les nouvelles technologies des réseaux sans fils.

## II.2 Modulations UWB

Plusieurs modèles d'impulsions dédiés à la transmission UWB ont été définies dans le premier chapitre, il est crucial d'étudier comment l'information est insérée dans ces impulsions. Les émetteurs UWB n'utilisent pas la modulation au sens traditionnel car il n'y a pas de changement dans une caractéristique de l'onde porteuse qui permet le stockage d'informations. Néanmoins, les impulsions doivent être modifiées d'une manière ou d'une autre afin d'échanger des données, c'est-à-dire qu'ils doivent posséder une caractéristique qui sert de base pour identifier la transmission de données. Les émetteurs UWB effectuent la conversion directe des bits d'information en RF. Par conséquent, la modulation est généralement effectuée par la synchronisation des bits. Les impulsions peuvent être modulées selon différents schémas comme : PPM (Pulse Position Modulation), OOK (On-Off Keying), et BPSK (Binary Phase Shift Keying) [36-37].

### II.2.1 Modulation d'impulsion PPM

L'information est codée en fonction de la position de l'impulsion espacée dans le temps ; le bit '0' est défini par une impulsion décalée dans le temps à partir d'une impulsion de référence qui correspond au bit '1'. Le signal PPM transmis est donné par l'équation

$$S_{PPM}(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} w(t - jT - \delta \times d_j) \quad \text{II.1}$$

Où :

- $w(t)$  : L'impulsion gaussienne
- $T$  : Durée d'un bit
- $\delta$  : Temps de décalage
- $d_j$  : Données binaires

## II.2.2 Modulation OOK

Correspond à la présence d'une impulsion représentant le bit "1" et le "0" correspond à l'absence d'impulsion. C'est-à-dire rien n'est transmis dans l'OOK lorsque le bit est égal à zéro. L'expression mathématique du signal OOK peut être exprimée comme suit :

$$d_j = \begin{cases} 0 & \text{si } j = 0 \\ 1 & \text{si } j = 1 \end{cases} \quad \text{II.2}$$

$$S_{PPM}(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} d_j \times w(t - jT) \quad \text{II.3}$$

Où :

- $w(t)$  : L'impulsion gaussienne
- $T$  : durée d'un bit
- $d_j$  : données binaires.

## II.2.3 Modulation BPSK

C'est une méthode d'accès basée sur la propriété d'orthogonalité des impulsions. C'est la modulation de polarité des impulsions biphasiques grâce à l'utilisation de deux impulsions gaussiennes antipodales. Le signal transmit BPSK peut être décrit par l'équation (II.4)

$$S_{BPSK}(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} w(t - jT)(2d_j - 1) \quad \text{II.4}$$

Où :  $w(t)$  : impulsion gaussienne

- $T$  : durée d'un bit
- $d_j$  : données binaires.

La figure II.1 illustre les différents types de modulation utilisée en transmission UWB. L'impulsion utilisée est la drivée du second degré de l'impulsion gaussienne.

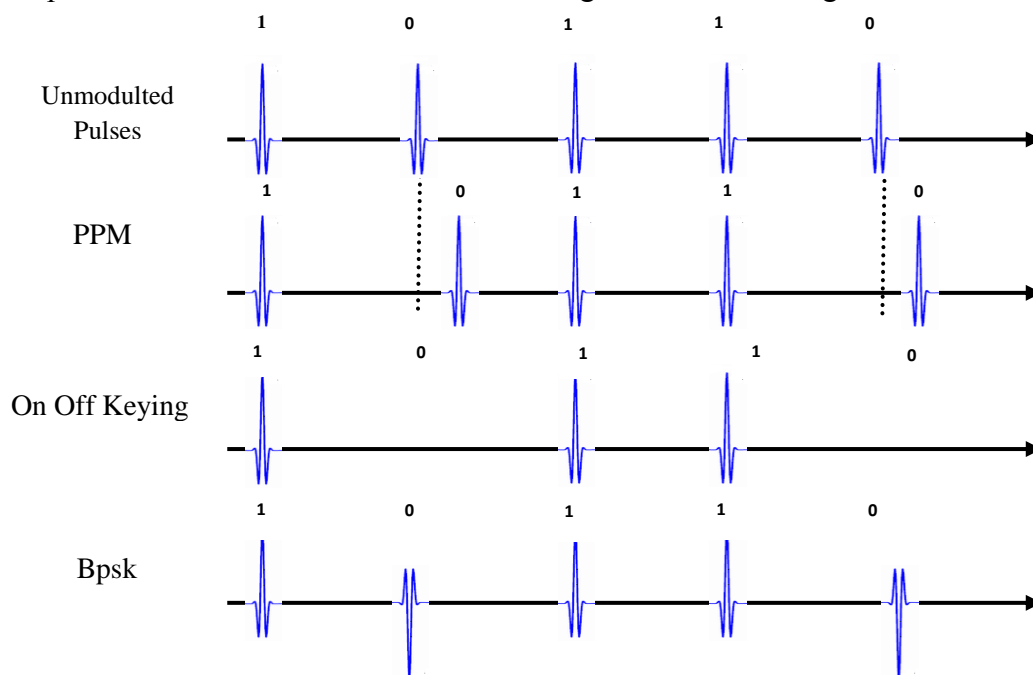


Figure II.1. Modulations UWB

## II.3 Les techniques d'accès

Un système de communication à accès multiple typique permet la transmission simultanée et indépendante d'informations par un certain nombre d'utilisateurs via un canal commun. Au sein du canal le signal transmis est la superposition de tous les signaux d'utilisateurs avec divers retards, atténuations et distorsions. Le rôle du récepteur est de récupérer le signal reçu de l'utilisateur désiré à l'aide d'une méthode de démodulation appropriée. De plus quand il s'agit de terminaux sans fil personnel les limitations de la Federal Communications Commission des États-Unis sont imposées. En effet, pour l'UWB la FCC a fixé le niveau de puissance à un niveau très bas (inférieur à -41,3 dBm) [10] afin de permettre à la technologie UWB de partager le spectre avec d'autres utilisateurs sans interférence. Pour obtenir l'étalement requis, diverses techniques peuvent être utilisées telles que la séquence directe (DS) et le saut temporel (TH) [38-39].

### II.3.1 TH-UWB

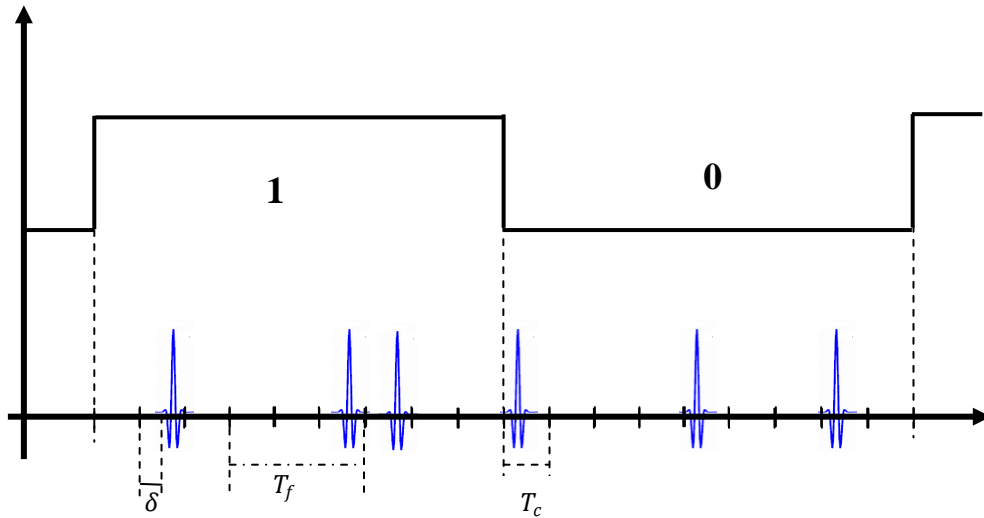
TH-UWB est une technique qui utilise le principe de l'étalement du spectre. Les sauts temporels sont déterminés par la position des impulsions, ainsi que chaque impulsion émise modifie la fréquence centrale. Au début, THSS (Time Hopping Spread Spectrum) combiné avec la modulation PPM a été présenté comme la méthode d'accès multiple en UWB. PPM-TH est une méthode d'accès multiple où les impulsions sont envoyées par intermittence dans l'une des trames temporelles,  $T_f$ , qui est décomposée en sous-ensembles appelés slots de durée  $T_c$ , où l'impulsion est envoyée avec une durée  $T_p$ . Cette méthode utilise un code ou séquence pseudo-aléatoire, souvent appelé THS (Time Hopping Sequence) ou code PN (pseudo-aléatoire), qui détermine une trame auquel chaque utilisateur transmet à un intervalle de temps différent. Le signal TH-UWB utilisant PPM peut être défini par l'équation (II.5):

$$S_{TH-PPM}(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} w(t - jT_f - C_j T_c - \delta d_j / N_a) \quad \text{II.5}$$

Où :

- $w$  : impulsion gaussienne
- $T_f$  : temps de répétition des impulsions
- $C_j$  : code pseudo-aléatoire différent pour chaque utilisateur
- $T_c$  : durée du slot
- $d$  : données binaire
- $\delta$  : temps de décalage.

Un exemple de technique d'accès TH-UWB utilisant la modulation PPM peut être illustré dans la figure II.2.



**Figure II.2.** TH-UWB utilisé modulation PPM

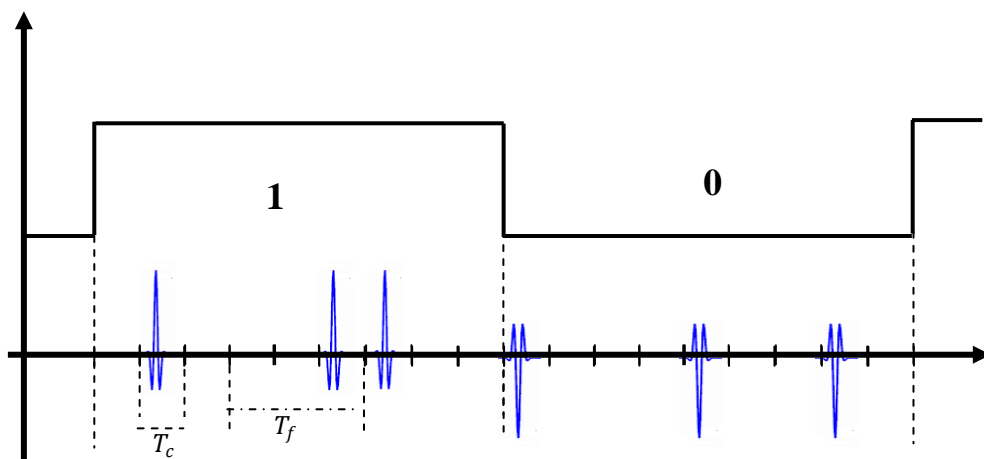
D'autre part, Il est également possible d'utiliser la modulation BPSK comme une technique d'accès multiple par répartition de codes de saut temporel. Dans ce cas, cette modulation est effectuée en modifiant la polarité de l'impulsion transmise temporellement suivant un code de décalage pseudo aléatoire (PN). Le signal TH-PBSK est décrit par l'équation(II.6) :

$$S_{TH-PBSK}(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} w(t - jT_f - C_j T_c)(2d_j/N_s - 1) \quad \text{II.6}$$

Où

- $N_s$  : est un entier qui indique le nombre d'impulsions émises pour chaque bit

Un exemple de technique d'accès TH-UWB utilisant la modulation BPSK peut être décrit dans la figure II.3.



**Figure II.3.** TH-UWB utilisé modulation BPSK



### II.3.2 Séquence Direct DS-UWB

La technique DS-UWB a le même principe que le système à séquence directe à étalement du spectre DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum), chaque symbole est exprimé par une séquence d'impulsions modulées par une séquence de chips, en utilisant une modulation bipolaire pour chaque impulsion basée sur un code pseudo aléatoire PN [40]. L'envoi d'impulsions à faible énergie avec une forme gaussienne et une réception cohérente au niveau du récepteur est le principe de fonctionnement du système DS-UWB. Étant donné que le système repose sur des impulsions à durée très courte de quelques centaines de picosecondes pour fonctionner, ces impulsions occupent une large bande passante de l'ordre de quelques GHz dans le spectre des fréquences ce qu'on appelle l'étalement du spectre. Les systèmes DSSS apparaissent plus faciles à mettre en œuvre puisque toutes les impulsions sont espacées à la même période, ce qui impose moins de contraintes aux composants de la chaîne de transmission. La figure II.4 illustre un schéma fonctionnel du générateur de signal DS-UWB.

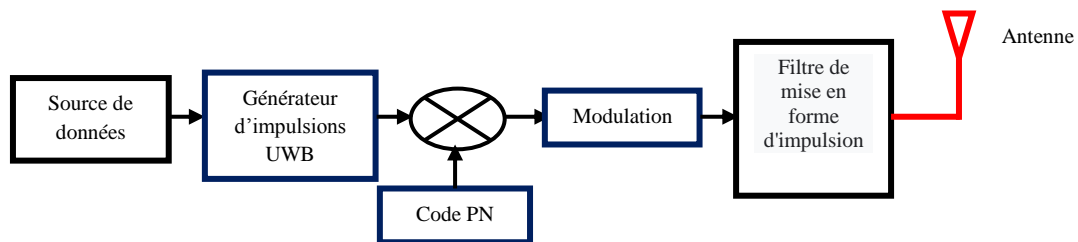


Figure II.4. Schéma fonctionnel d'un générateur de signal DS-UWB

### II.4 Modulations DS-UWB [41]

Les techniques de modulation utilisées dans le système DS-UWB sont similaires aux systèmes à TH-UWB tels que la modulation PPM et BPSK.

Lors de l'utilisation de la modulation PPM dans DS-UWB, le signal transmis pour un seul utilisateur peut être écrit comme suit :

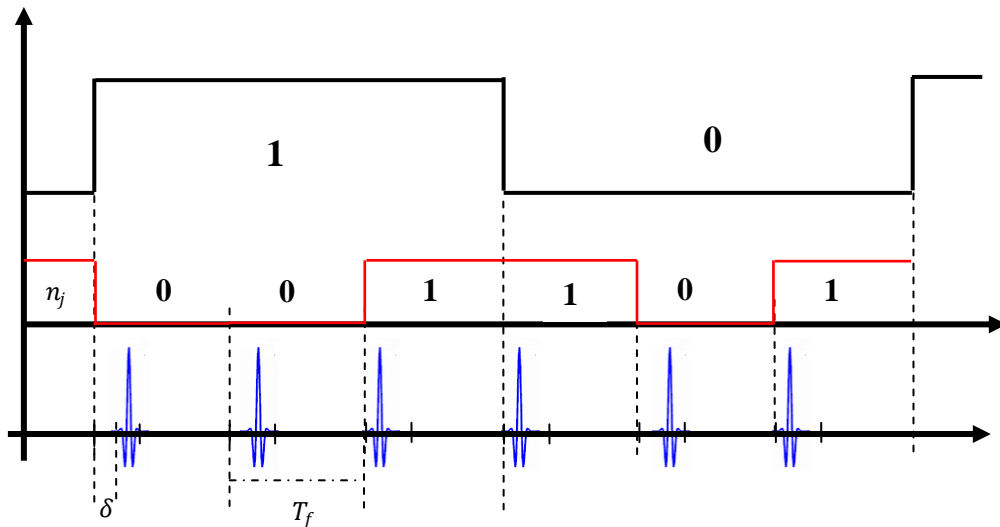
$$S_{DS-PPM}(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} w(t - jT_f - \delta d_j / N_a \oplus n_j) \quad \text{II.7}$$

Où :

- $w$  : Impulsion gaussienne
- $T_f$  : Temps de répétition des impulsions
- $n_j$  : Code pseudo-aléatoire qui ne prend que les valeurs 1 ou 0
- $T_c$  : Time du slot
- $d$  : Données binaire
- $\delta$  : Temps de décalage.

- $N_a$  : Nombre d'impulsions transmit pour chaque bit

La figure II.5 montre DS-UWB utilisé la modulation PPM



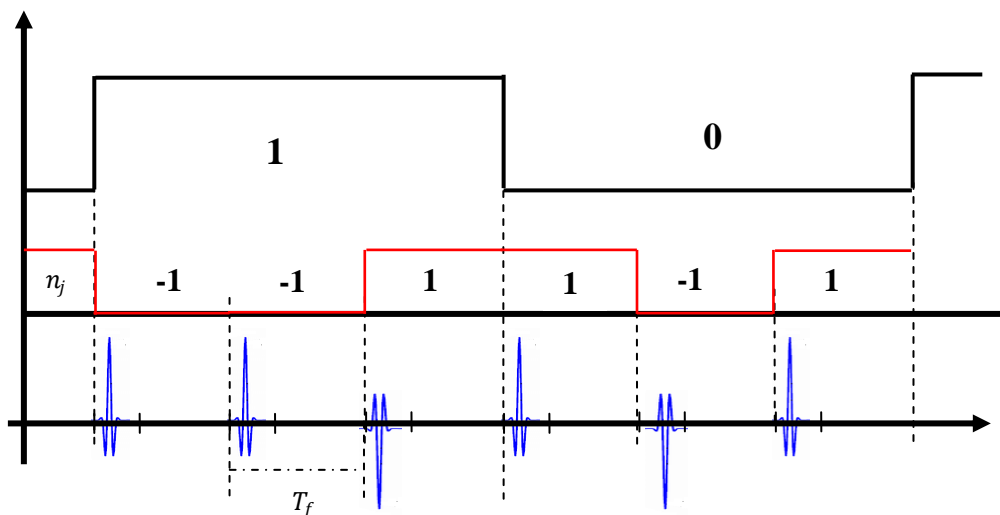
**Figure II.5.** DS-UWB utilisé modulation PPM

Dans le système DS-UWB qui utilise la modulation BPSK, le signal transmis pour un utilisateur peut être défini comme suit :

$$S_{DS-PBSK}(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} w(t - jT_f) n_j (2d_{j/N_s} - 1) \quad \text{II.8}$$

- $n_j$  : Code pseudo-aléatoire qui ne prend que les valeurs 1 ou -1
- $N_s$  : Nombre d'impulsions émises pour chaque bit.

Un exemple d'un système DS-UWB avec la modulation PBSK peut être illustré dans la figure II.6



**Figure II.6:** DS-UWB utilisé modulation BPSK

## **II.5 Modèle du Canal UWB**

Les systèmes Ultra Large Bande utilisent des canaux de communication qui fonctionnent dans un environnement enclavé complexe et sur de courtes distances pour envoyer des signaux de faible puissance, créant diverses trajectoires de propagation. Ainsi pour identifier les mécanismes influençant la propagation et développer des communications de système de contrôle qui utilisent efficacement les ressources, une bonne modalisation du canal UWB est très importante. Par ailleurs, il existe plusieurs modèles qui peuvent caractériser le comportement du canal de propagation, mais généralement on peut distinguer ces modèles selon deux méthodes différentes ; déterministe et statistique.

### **II.5.1 Méthode déterministe**

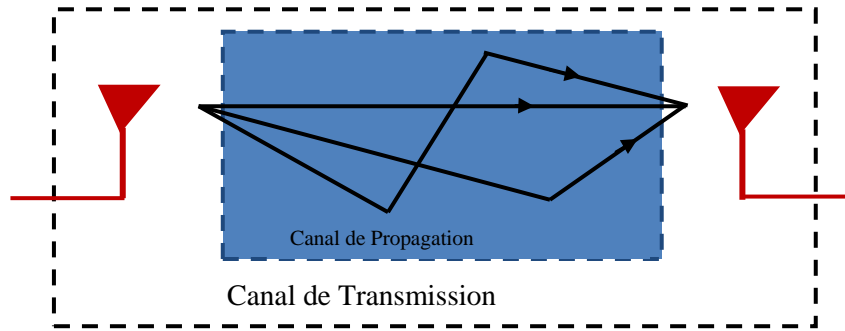
Cette méthode consiste à estimer parfaitement le canal. L'émetteur doit connaître à l'avance la dynamique et la structure du canal par une base de données enregistrées en utilisant un outil de simulation électromagnétique spécifique comme les méthodes d'analyse des différences finies (FDTD) (Finite Difference Time Domain) [42-43] basé sur la solution des équations de Maxwell. Ces outils de simulation nécessitent un calcul très élevés ainsi que la précision de la modélisation est déterminée par un maillage éléments finis. D'autre part, cette méthode présente généralement des résultats qui cadrent très bien avec le comportement réel du canal.

### **II.5.2 Méthode statistique**

La modélisation statistique du canal de communication est basée sur l'incertitude dans la connaissance du canal en considérant cela comme un processus aléatoire en basant sur une estimation imparfaite du comportement du canal de propagation. Cette modélisation est obtenue par une représentation statistique qui s'appuie sur l'analyse d'un grand nombre de points mesurés de propagation. Ce sont les modèles les plus fréquemment utilisés en raison de leur adaptabilité et de leur manque de complexité par rapport aux modèles déterministes.

## **II.6 Canal Multi Trajet [44]**

Lorsque de nombreuses copies du même signal envoyé atteignent un récepteur, on parle de phénomène de trajets multiples. Le signal composite reçu est créé lorsque ces copies du signal de diffusion qui ont été atténuées, déformées et déplacées dans le temps en raison de divers phénomènes, notamment la réflexion, la diffraction ou la diffusion, se chevauchent de manière constructive ou destructive. La modélisation du canal de transmission devient plus difficile lorsqu'il existe plusieurs voies entre l'émetteur et le récepteur.



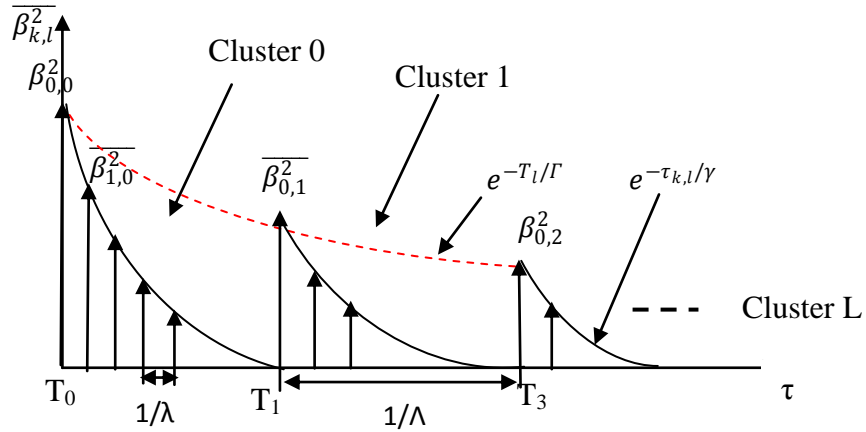
**Figure II.7.** Canal Multi-trajet

Différents modèles de canaux de propagation captant le phénomène de trajets multiples ont émergé dans le cadre de la technologie UWB. La majorité des travaux de recherche de système UWB s'appuie sur la méthode statistique du canal, Parmi ces canaux, on peut trouver : le modèle Saleh-Valenzuela ou S-V, le Modèle IEEE 802.15.3a et Modèle IEEE 802.15.4a

### II.6.1 le modèle Saleh-Valenzuela ou S-V

En 1987, Saleh et Valenzuela [45] ont développé une idée statistique qui est une extension du modèle populaire de Turin [46], ils ont découvert que les composants multi-trajets produits par la même impulsion transmise se regroupaient en continuité par des clusters (paquets). Une distribution log-normale plus adaptée aux mesures effectuées a remplacé la distribution de Rayleigh qui reflétait les gains d'amplitude pour les différents trajets. Ce modèle a été ensuite normalisé pour les canaux UWB. D'autre part, un processus statistique de Poisson [47] avec divers taux d'arrivée est utilisé pour décrire à la fois les temps d'arrivée des clusters et les éléments multi trajets au sein de chaque cluster. Ainsi que les retards entre les arrivées de rayons sont réparties sous forme exponentielle. Quatre caractéristiques sont déterminé par le modèle S-V illustré dans la figure II.8 permettent l'analyse de processus statistique des canaux intérieurs du système UWB :

- $\lambda$  : Taux moyenne d'arrivée de rayon au sein d'un paquet (cluster).
- $\Lambda$  : Vitesse moyenne d'arrivée des paquets.
- $\Gamma$  : Facteur de décroissance du cluster.
- $\gamma$  : Facteur de décroissance des rayons dans un cluster.



**Figure II.8.** Modèle du Canal Saleh-Valenzuela [45]

La réponse impulsionnelle  $h(t)$  d'un canal S-V peut être défini comme suit [48-49]:

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{k-1} \beta_{k,l} e^{j\theta_{k,l}} \delta(t - T_l - \tau_{kl}) \quad \text{II.8}$$

Où

- $\beta_{k,l}$  : L'amplitude de  $l^{\text{ème}}$  cluster et  $k^{\text{ème}}$  trajet.
- $\delta$  : La fonction Dirac
- $k$  : L'indice du trajet à l'intérieur des clusters.
- $l$  : L'indice du trajet à l'intérieur du cluster.
- $T_l$  : Temps d'arrivée du Cluster
- $\tau_{kl}, e^{j\theta_{k,l}}$  : Sont le temps et la phase du  $l^{\text{ème}}$  cluster et  $k^{\text{ème}}$  trajet, respectivement.

Les amplitudes des rayons suivent également un processus aléatoire, mais leur amplitude moyenne peut être s'exprimer à l'aide d'une relation déterministe suivante :

$$\overline{\beta_{k,l}^2} = \overline{\beta^2(T_l, \tau_{k,l})} = \overline{\beta^2(0,0)} e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma} \quad \text{II.9}$$

Où :

- $\lambda$  : Taux d'arrivée des rayons
- $\Gamma, \gamma$  : facteur de décroissance des rayons et des clusters, respectivement.

La probabilité que des clusters  $L_l$  se produisent pendant  $T_l$  s'exprime en  $p(L)$ , avec un taux d'arrivée moyen des clusters de  $\Lambda$ , est présentée par la relation suivante [48] :

$$p(T_l/T_{l-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})] \quad \text{II.10}$$

### II.6.2 Modèle IEEE 802.15.3a

La description du modèle proposé IEEE 802.15.3a a été conçu en se basant sur le modèle S-V (Saleh et Valenzuela) avec quelque modification introduite par le groupe de travail TG3a (Task Group 3a) de l'IEEE802.15.3a. [48] Quartes classes de canaux basés sur le modèle SV

modifié CM1, CM2, CM3 et CM4 ont été définis [48]. Ainsi, un scénario LOS (Line Of Light) (ligne de visibilité) avec une distance entre l'émetteur et le récepteur est décrit dans CM1 comme au moins de 4 m du récepteur. En CM2, la même portée est décrite dans une circonstance non LOS (absence d'une ligne directe). Le non-LOS décrit dans le CM3 scénario pour un écart de 4 à 10 m entre l'émetteur et le récepteur. Enfin, le scénario 4 représente l'étalement de retard (RMS) égal à 25 ns dans un environnement avec nombre important des trajets multiples. Par ailleurs, ce modèle a été adapté pour les systèmes de communication sans fils à haut débit et courte distance. Le tableau II.1 illustre les paramètres détaillés du modèle IEEE 802.15.3a.

Paramètres du modèle	CM1	CM2	CM3	CM4
Distance (m)	0-4	0-4	4-10	$\geq 25$
LOS/NLOS	LOS	NLOS	NLOS	NLOS
$\Lambda$ (1/ns) Taux d'arrivée du Cluster	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
$\lambda$ (1/ns) Taux d'arrivée des rayons	2.5	0.5	2.1	2.1
$\Gamma$ (ns) facteur de décroissance des rayons	7.1	5.5	14.0	24
$\gamma$ (ns) facteur de décroissance des Clusters	4.3	6.7	7.9	12
$\sigma_c$ (dB) écart type du cluster	3.3941	3.9341	3.9341	3.9341
$\sigma_r$ (dB) écart-type du rayon	3.3941	3.9341	3.9341	3.9341
$\sigma_x$ (dB) écart type du fading	3	3	3	3

**Tableau II.1.** Les paramètres du modèle IEEE 802.15.3a [48]

### II.6.3 Modèle IEEE 802.15.4a

Ce modèle a été développé par l'équipe de travail TG4a (Task Group 3a) de l'IEEE802.15.4a [41][50]. Ainsi, comme le IEEE 802.15.3a, le modèle TG4a est basé sur le standard S-V. Les canaux proposés sont destinés aux applications de localisation, réseaux de capteurs et réseaux de données à faible débit (de 1 kbit/s à quelques Mbit/s) avec une portée allant jusqu'à 1 km à déployer dans un environnement intérieur et extérieur. D'autre part, le modèle IEEE 802.15.4a est le premier standard qui définit une couche physique sans fil pour fournir une portée précise. Quatre plages de fréquence sont incluses dans le standard TG4a [51]:

- 1) Modèle UWB de 0,1 à 1 GHz,
- 2) Modèle à bande étroite autour de 0,1 GHz,
- 3) Modèle UWB de 2 à 10 GHz,
- 4) Modèle de réseau corporel de 2 à 10 GHz.

Par ailleurs, les standards TG4a s'appuient sur le modèle S-V avec quelques modifications [51] :

- Les temps d'arrivées des rayons sont définis comme deux processus de poisson mixte plutôt qu'un seul du modèle S-V. Ce qui se traduit  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$
- L'amplitude contributions suit une distribution Nakagami-m
- Dans certaines conditions NLOS, le profil de retard de puissance augmente d'abord puis diminue.
- Tout au long de Cluster, le canal est stable.

Par ailleurs, Le standard IEEE 802.15.4a peut être divisé en huit catégories basées sur les situations LOS et NLOS ainsi que sur le domaine d'application, comme illustré dans le tableau II.2.

Nombre de modèles de canaux	LOS/NLOS	Distance (m)	Domaine d'application
CM1	LOS	7-20	A l'intérieur d'un espace résidentiel
CM2	NLOS	7-20	A l'intérieur d'un espace résidentiel
CM3	LOS	3-28	A l'intérieur des bureaux
CM4	NLOS	3-28	A l'intérieur des bureaux
CM5	LOS	5-17	Extérieur
CM6	NLOS	5-17	Extérieur
CM7	LOS	2-8	Industriel (usine, etc.)
CM8	NLOS	2-8	Industriel (usine, etc.)

**Tableau II.2.** Les paramètres du modèle IEEE 802.15.4a [51]

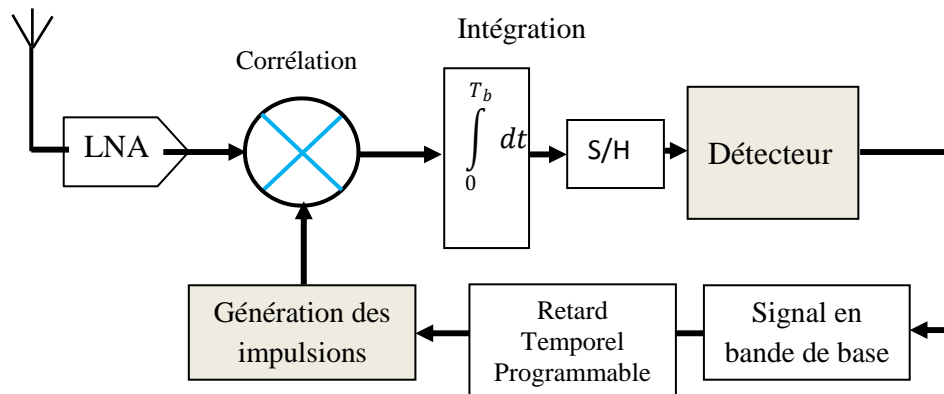
## II.7 Récepteur DS-UWB

La technologie de réception doit être particulièrement spécialisée afin de détecter des impulsions extrêmement courtes. Par ailleurs, La majorité des nouvelles suggestions des méthodes de réception pour le format DS-UWB, sont initialement développées pour la technologie UWB. D'autre part, Le récepteur par corrélation et le récepteur multi trajet RAKE sont les deux récepteurs UWB les plus fréquemment cités dans les références bibliographiques d'actualité.

### II.7.1 Récepteur par corrélation (RC) [52]

Dans des contextes d'accès multiples, la détection de signal UWB doit prendre en compte une stratégie capable de réduire ou d'éliminer complètement les interférences d'accès multiple (MAI), qui sont causées par d'autres signaux interférant sur le signal émis qui se traduit par une mise en œuvre des systèmes UWB plus complexe. Par conséquent, Il est possible

d'implémenter un récepteur par corrélation à faible complexité et à faible coût mais moins performant que le récepteur RAKE. La figure II.9 illustre un schéma synoptique d'un récepteur par corrélation.



**Figure II.9.** Schéma synoptique d'un récepteur par corrélation

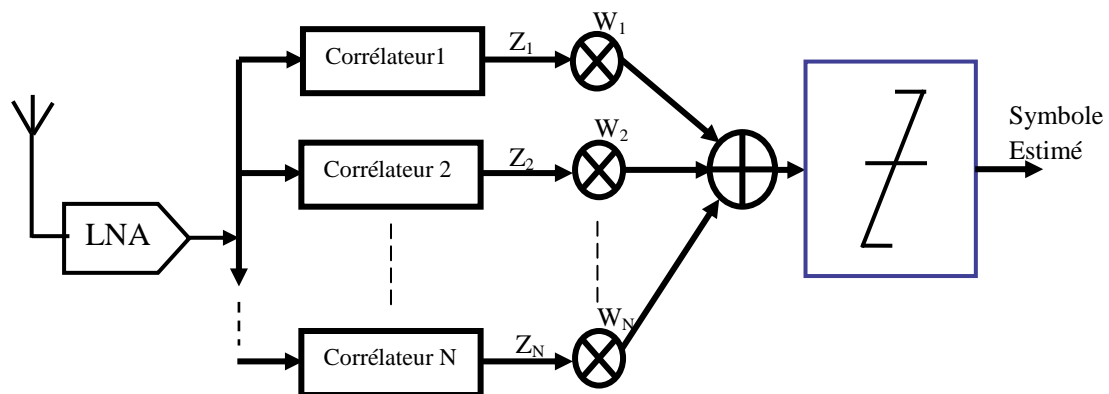
Le Récepteur par corrélation ou le récepteur cohérent est un récepteur de conception hardware simple, il utilise trois dispositifs principaux : un corrélateur, un intégrateur et un comparateur. Tout d'abord, Un amplificateur à faible bruit (LNA) est introduit pour amplifier initialement le signal reçu avant qu'une impulsion de référence, généré localement sur le récepteur, ne soit utilisée pour le multiplier. Pour que la réception soit complète, la sortie du corrélateur doit être intégrée. Le signal de sortie de l'intégrateur est transmis à un bloc de décisions, tel qu'un comparateur, qui détermine si cette impulsion est « 1 » ou « 0 » au moyen d'une estimation. A cet effet, Quelques dizaines de picosecondes de précision sont nécessaires car les impulsions ont une courte durée inférieure à 1 ns, et donc, l'horloge de l'émetteur et du récepteur doivent être complètement synchronisées. D'autre part, une variété de composantes à trajets multiples due au canal de transmission peut dégrader les performances du récepteur UWB ce qui donne des impulsions reçues différentes et modifiées de celles émises. Ce phénomène pose un problème significatif pour le système ultra large bande. Cependant, la précision de choix du signal de référence améliore ce système.

### II.7.2 Récepteur RAKE [52]

Le signal reçu UWB peut subir jusqu'à 30 composants multi-trajets résoluble et un retard moyen de 5 à 15 ns [53] à cause des particularités du canal ultra large bande .Néanmoins, un récepteur RAKE comme illustré dans la figure II.10 peut être exploiter pour résoudre le



problème des retards du signal et améliorer les performances du système UWB en combinant les énergies .



**Figure II.10.** Récepteur RAKE [52]

Le récepteur RAKE se décompose en plusieurs branches, qui varient en fonction du nombre des éléments des trajets multiples pris en considération. Il utilise d'un groupe de corrélateurs, suivie d'un combineur qui fournit un résultat pondéré qui sera utilisé par un détecteur pour déterminer le symbole envoyé. La sortie des "corrélateurs" alimente le combineur, et selon le mode de réception (SD : "Selection Diversity", EGC : "Equal Gain Combination" et MRC [reff]: "Maximum Ratio Combining") [52], elle sera combinée avec un autre ensemble des coefficients de poids. Chaque "corrélateur" est fixé à l'une de toutes les répliques du symbole transmis. Dans le cas de SD, tous les facteurs de pondération sont égaux à zéro, tandis que dans le cas d'EGC, tous les facteurs de pondération sont égaux à 1, ce qui n'accorde aucun poids à aucun trajet. Pour MRC, la sortie de chaque branche est multipliée par un coefficient de pondération qui est proportionnel à l'amplitude du signal de chaque trajet.

## II.8 Conclusion

Les différents types de modulations pour le système UWB sont abordés dans ce chapitre. Ainsi que les techniques d'accès associées à ces types de modulation notamment les procédés dits DS-UWB qui sont détaillés. Un aperçu des canaux multi trajet UWB est présenté. En plus, la partie de réception pour le format DS-UWB la plus cités dans littérature actuellement a été fourni. Dans le chapitre suivant, nous allons aborder en détail les codes unipolaires destinés pour notre nouvelle approche DS-UWB.

## **Chapitre III**

# **Les Codes Pseudo Orthogonaux**

## **POC**

### III.1 Introduction

En CDMA, le signal de chaque utilisateur est étalé sur une bande passante supérieure à celle nécessaire pour transmettre l'information. Cet élargissement se fait via l'utilisation d'un code d'étalement. Ces codes d'étalement sont orthogonaux les uns aux autres, donc en utilisant un ensemble de codes orthogonaux, on peut canaliser de nombreux utilisateurs et les partager dans un spectre de manière transparente. Cette famille de codes doit répondre aux exigences de capacité de multiplexage et de résistance aux interférences d'accès multiple (IAM), en tenant compte des différents types de codeurs / décodeurs et les systèmes de détection. On peut distinguer deux types de codes : les codes cohérents et les codes incohérents. Dans ce chapitre nous allons détailler les types de codes CDMA.

### III.2 Codes cohérents

Aussi appelés codes bipolaires cohérents, leur principale caractéristique est que leur fonction d'inter-corrélation est très proche de zéro. Cela nous permet de contrôler et de réduire l'effet de l'IAM dans le taux d'erreur binaire (BER, Bit Error Rate). Une séquence bipolaire est celle qui prend les valeurs (1, -1), par rapport à un niveau de référence. Parmi les codes unipolaires nous trouvons la base des séquences de Walsh-Hadamard et les codes de séquences de pseudo-bruit, telles que des séquences de longueur maximale (SLM) et les codes de Gold.

#### III.2.1 Walsh-Hadamard [54-55]

Les codes de Walsh sont une collection de séquences binaire orthogonales qui sont corrélés au passage à zéro. Ces codes binaires ont été utilisés dans les systèmes accès multiple CDMA pour séparer les utilisateurs individuels de sorte que chaque utilisateur ait accès à l'un des flux afin de distribuer les signaux et éliminer les interférences IAM entre les utilisateurs.

Ces séquences sont orthogonales entre elles qui sont produites à l'aide de matrices d'Hadamard des ordres  $N$  qui sont une puissance de 2. Les codes de Walsh, qui codent des séquences de  $N$  bits, sont inclus dans les lignes de la matrice d'ordre  $2^N$ . En 1867, J. J. Sylvester [55] a fourni un algorithme de construction récursive pour les puissances de 2 de matrices Hadamard, illustrée par la relation ci-dessous (III.1):

$$\begin{cases} H_1 = (1) \\ H_{2N} = \begin{bmatrix} H_N & H_N \\ H_N & -H_N \end{bmatrix} \end{cases} \quad \text{III.1}$$

Par exemple  $N=1$  :

$$H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad \text{III.2}$$

Par conséquent, afin de produire un ensemble de quatre séquences de Walsh orthogonales  $w_0, w_1, w_2$  et  $w_3$ , la matrice Hadamard d'ordre 4, doit être générée :

$$H_{2N} = \begin{bmatrix} H_N & H_N \\ H_N & -H_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{III.3}$$

Les quatre séquences orthogonales sont extraites à partir des lignes de la matrice  $H_4$ , soit :

$$w_0 = [1 \ 1 \ 1 \ 1], w_1 = [1 \ -1 \ 1 \ 1], w_2 = [1 \ -1 \ -1 \ -1], w_3 = [1 \ -1 \ -1 \ 1]$$

### III.2.2 Codes PN [54-55]

Les séquences PN sont déterminées en tant que séquence binaire de période  $N$  suffisamment grande pour être proche d'un signal aléatoire. Golomb [54] a proposé trois caractéristiques pour l'imprévisibilité des séquences finies. Ces trois hypothèses, regroupées sous le nom de postulats de Golomb, permettent d'évaluer rapidement et de manière répétée le degré de conformité de la séquence étudiée aux lois du hasard. La méthode la plus simple pour créer des séquences est une structure de registres à décalage de rétroaction linéaire (en abrégé LFSR (Linear Feedback Shift Register) de  $n$  bascules et une fonction ou des prises soigneusement choisies fournissent un pseudo-aléatoire.

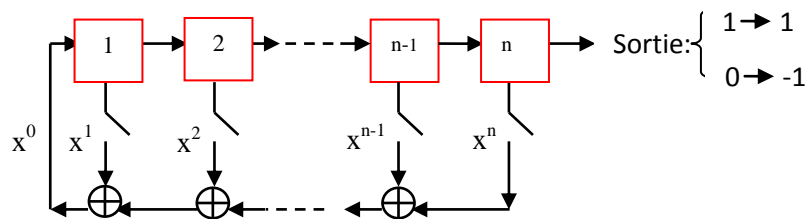
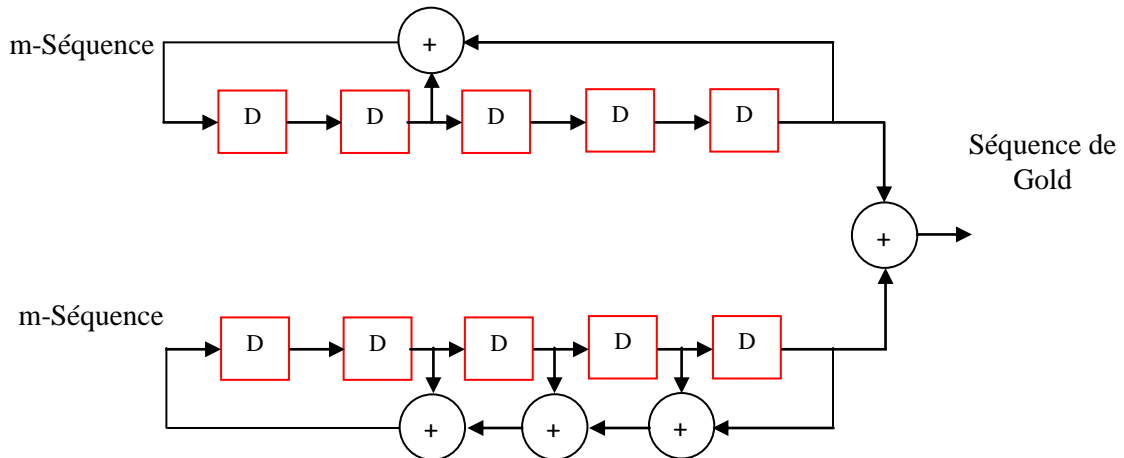


Figure III.1. Structure LFSR

### III.2.3 Codes Gold [54-56]

Un ensemble de séquences connu sous le nom de "séquences de Gold" ont été définies par Robert Gold en 1967. Cette séquence de Gold est générée par deux générateurs de séquences de même longueur maximale l'une avec l'autre en combinant les deux circuits par une opération XOR comme illustré dans la figure III.2. Les séquences de Gold sont une famille de codes qui donnent de bonnes caractéristiques de corrélation qui sont utilisés habituellement comme un code d'embrouillage pour différents systèmes de communication sans fil.



**Figure III.2.** Structure d'un générateur de séquences de Gold

### III.2.4 Séquences Kasami [54-56]

En raison de sa valeur d'inter-corrélation extrêmement faible, l'ensemble de séquences de Kasami fait partie des sous-types de séquences binaires les plus importants dont la longueur est  $2^N - 1$  où  $N$  doit être un entier pair. Elles sont classées en deux familles : séquences courtes et longues.

#### III.2.4.1 Séquences Courtes

Leur processus de génération est assez simple. Elle possède  $2^{n/2}$  codes déterminés selon la formule suivante :

$$K_c = \begin{cases} q \\ q \oplus T^m w \end{cases} \quad \begin{matrix} m = -1 \\ m = 0, \dots, 2^{(n/2)} - 2 \end{matrix} \quad \text{III.4}$$

Où:

- $q$  : M-séquence construite par un polynôme primitif de  $n$  degré .
- $T$  : Opérateur de décalage cyclique
- $w$  : Séquence obtenue en décimant  $q$  par  $2^{(n/2)} + 1$

#### III.2.4.2 Séquences longues :

Le grand ensemble de séquences de Kasami est composé de plus de séquences que le petit ensemble puisqu'il combine le petit ensemble avec des séquences Gold .il se compose  $2^{(n/2)}(2^n + 1)$  séquences construites par les relations suivantes :

$$K_l = \begin{cases} q & k = -2, m = -1 \\ z & k = -1, m = -1 \\ q \oplus T^k z & k = 0, \dots, 2^n - 2 \\ & m = -1 \\ q \oplus T^m w & k = -2 \\ & m = 0, \dots, 2^{(n/2)} - 2 \\ z \oplus T^m w & k = -1 \\ q \oplus T^k z \oplus T^m w & k = 0, \dots, 2^n - 2 \end{cases} \quad \text{III.5}$$

Où :

•  $z$ : Est obtenu en décimant la séquence  $q$  par  $2^{(n/2)+1} + 1$ .

Par ailleurs, Les séquences longues de codes Kasami sont générées en trois étapes, qui sont les suivants :

- Déterminer un polynôme primitif qui peut construire la  $m$ -séquence  $q$  de longueur  $2^n - 1$
- Générer la  $m$ -séquence  $z$  en décimant la séquence  $q$  par  $2^{(n/2)+1} + 1$
- Créer les codes restants à l'aide de deux opérateurs modulo-2 et le décalage cyclique à gauche après avoir déterminé les  $m$ -séquences  $q$  et  $z$ .

### III.3 Codes incohérents

L'utilisation de codes bipolaires nécessite des systèmes cohérents pour assurer une bonne détection, ce qui augmente la complexité, le coût et l'intégration du système. Pour ces raisons, le développement s'oriente vers les codes unipolaires qui permettent l'utilisation de systèmes non cohérents moins complexes à mettre en œuvre. Bien que les codes bipolaires aient de bonnes propriétés de corrélation dans les systèmes synchrones, les valeurs d'inter-corrélation augmentent dans des configurations asynchrones. En outre, les codes unipolaires répondent à certains niveaux de corrélation entre, à la fois synchrone et asynchrone, ce qui nous permet de mieux contrôler l'interférence d'accès multiple.

De nombreux codes pseudo-orthogonaux unipolaires et leur application ont été étudiés depuis 1988. On se propose d'étudier deux catégories de codes : les Codes Pseudo Orthogonaux (POC)[57-61], et les Codes Premiers (PC)[61-62].

### III.4 les Codes Pseudo Orthogonaux (POC)

Les codes POC ont été développés par J.A.Salhi en 1989 [57-61]. Ces codes sont caractérisés par les quatre paramètres ( $L, W, \lambda_a, \lambda_c$ ) suivants :

- ❖  $L$  représente la longueur du code POC,
- ❖  $W$  est le poids de séquence, qui définit le nombre de chips à « 1 »,

❖ Les contraintes d'auto et inter-corrélation sont respectivement notées  $\lambda_a$  et  $\lambda_c$ .

Pour des valeurs de corrélation  $\lambda_a = \lambda_c = \lambda$ , le nombre d'utilisateurs N est fournie par la borne de Johnson, donnée par la formule [63] :

$$N(L, W, \lambda_a, \lambda_c) \leq \left\lfloor \frac{1}{W} \left[ \frac{L-1}{W-1} \left[ \frac{L-2}{W-2} \left[ \dots \left[ \frac{L-\lambda}{W-\lambda} \right] \dots \right] \right] \right] \right\rfloor \quad \text{III.6}$$

Où :

•  $\lfloor X \rfloor$  : représente la valeur entière inférieure d'une valeur X.

### III.5 La Corrélation des Codes POC

La quasi-orthogonalité de ces codes POC est l'une de leurs caractéristiques les plus attirants, ce qui indique que la corrélation (auto ou inter-corrélation) entre deux codes différents est minimale ( $\lambda_a = \lambda_c = \lambda = 1$ ), mais pas nulle, il y a donc un peu d'interférences entre les utilisateurs d'un même système. Par ailleurs, Les relations d'auto et inter-corrélation  $R_{c_i, c_i}, R_{c_i, c_k}$  respectivement, doivent être vérifiées les relations suivantes [64] :

$$R_{c_i, c_i}(l) = \sum_{j=1}^L c_{i,j} c_{i,j+l} = \begin{cases} w & \text{pour } l = 0 \\ \leq \lambda_a & \text{pour } 1 \leq l \leq L - 1 \end{cases} \quad \text{III.7}$$

$$R_{c_i, c_k}(l) = \sum_{j=1}^L c_{i,j} c_{k,j+l} \leq \lambda_c \text{ pour } 1 \leq l \leq L - 1 \quad \text{III.8}$$

D'autre part, on peut examiner les fonctions de corrélation  $\lambda_a$  et  $\lambda_c$  de code POC en basant sur la collecte des retards relatifs chip à chips au niveau de l'un des codes POC. Ainsi pour exprimer l'ensemble des retards entre deux chips à 1 consécutifs, nous définissons le vecteur

$$\tau_c = \{\tau_0, \tau_1, \dots, \tau_{w-1}\}, \text{ ainsi que } \tau_i = \begin{cases} j_{i+1} - j_i & \text{pour } i = 0, 1, 2, \dots, w - 2 \\ L + j_0 - j_{w-1} & \text{pour } i = w - 1 \end{cases} \quad \text{III.9}$$

Par ailleurs, l'obtention de l'ensemble des retards relatifs  $E_c$  est utilisée la formule [64] suivante :

$$E_c = \sum_{k=0}^i \tau_j \oplus k \quad (\oplus \text{ modulo } w) \quad \text{III.10}$$

La relation de l'auto-corrélation (III.7) n'est valide que s'il n'y a pas de répétitions plus de  $\lambda_a$  d'un élément quelconque dans l'ensemble  $E_c$ . Pour tester la propriété d'inter-corrélation

du code [64], tout d'abord il faut générer l'ensemble  $I_{c_i, \lambda}$  en fonction des retard relatifs tel que :

$$I_{c_i, \lambda} = \sum_{k_0=0}^{i_0} \tau_{j \oplus k_0}, \sum_{k_1=i_0+1}^{i_1} \tau_{j \oplus k_1}, \dots, \sum_{k_{\lambda-1}=i_{\lambda-1}+1}^{i_{\lambda-1}} \tau_{j \oplus k_{\lambda+1}} \quad \text{III.11}$$

avec :  $\begin{cases} 0 \leq i_0 < i_1 < \dots < i_{\lambda-1} \leq w - 2 \\ j = 0, 1, 2, 3, \dots, w - 1 \end{cases}$

Donc pour garantir la satisfaction de l'inter-corrélation du code OC il faut que :

$$I_{c_i,\lambda} \cap I_{c_{i+1},\lambda} = \emptyset \quad \text{III.12}$$

Dans le cas où  $\lambda_c$  et  $\lambda_a$  sont minimales ( $\lambda_c = \lambda_a = 1$ ), J.A.Salehi [57][65] a démontré que le nombre maximal des séquences de code est :

$$N(L, W, 1, 1) \leq \left\lfloor \frac{L-1}{W(W-1)} \right\rfloor \quad \text{III.13}$$

### III.6 Construction des codes POC

Dans la conception et l'analyse de l'POC de nombreuses techniques mathématique sont été utilisées, parmi celles-ci on trouve une méthode simplifiée connue sous le nom " la méthode BIBD"(Balanced Incomplete Block Design)"[17].

#### III.6.1 La méthode BIBD

La technique BIBD (Balanced Incomplete Block Design) [17] est utilisé pour générer des séquences du codes POC ( $L, W, \lambda_c = \lambda_a=1$ ) dans le cas où la longueur du code est un nombre premier, c'est une technique plus simple et plus rapide.

Nous considérons la racine primitive  $\alpha$  de  $L$ , les positions des  $W$  chips à 1 peuvent être déterminées en fonction de la parité du poids de séquence du code POC [17] :

$$\text{➤ si } \mathbf{West\ pair} (W = 2m): \begin{cases} P_{i,0} = 0 \\ P_{i,j+1} = \alpha^{(m \times i) + (j \times k)} \end{cases} \quad \text{III.14}$$

Avec:  $i \in [0, N - 1]; j \in [0, W - 1]$  et  $k = 2 \times m \times N$

$$\text{➤ si } \mathbf{W\ est\ impair} (W = 2 \times m + 1): \{P_{i,j} = \alpha^{(m \times i) + (j \times k)} \quad \text{III.15}$$

Où :

- $i \in [0, N - 1]; j \in [0, W - 1]$  et  $k = 2 \times m \times N$
- $\alpha$  est la racine primitive de  $L$
- $P_{c_i}$  est la position de chips à 1 pour  $i^{\text{ième}}$  Séquence de code  $C_i = [P_{i,0}; P_{i,1}; \dots; P_{i,W-1}]$ .

#### III.6.1.1 Cas d'un code POC pour $w$ est impair

Nous considérons le code (31,3,1,1) de longueur  $L=31$ , de poids  $W=3$ , tels que  $\lambda_c = \lambda_a=1$ . D'après (III.4),  $N=5$  (nombre d'utilisateurs). Selon la technique BIBD, nous pouvons générer des séquences POC avec 31 chips dont 3 sont à l'état 1 (Tableau III.1).



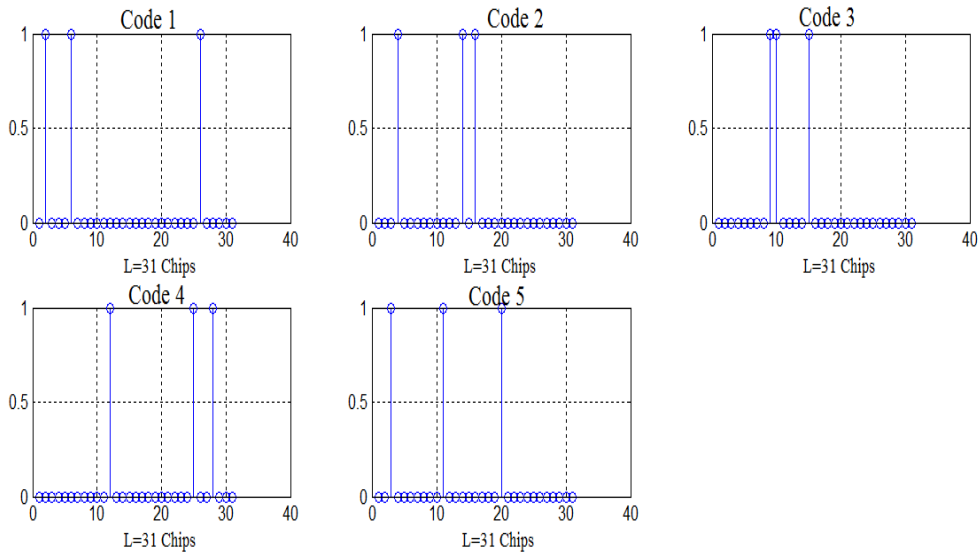
<b>L = 31</b>	$P_{c_i} = \{3^{1i+10j}\} \bmod L$
<b>m=1</b>	
<b>W = 2×m+1 = 3</b>	
<b>N<sub>ooc</sub> = 5</b>	
<b>K = (W-1) × N<sub>ooc</sub> = 10</b>	
<b>α = 3</b>	
<b>i ∈ {0,1,2,3,4 }</b>	
<b>j ∈ {0,1,2}</b>	

**Tableau III.1.** Paramètres de la méthode BIBD pour un code (31,3 ,1,1)

<b>POC</b> (31,3,1,1) N <sub>ooc</sub> =5	<i>Utilisateur</i>	$P_1$	$P_2$	$P_3$
	$C_0$	1	5	25
	$C_1$	3	13	15
	$C_2$	8	9	14
	$C_3$	11	24	27
	$C_4$	2	10	19

**Tableau III.2.** Positions des chips à 1 pour le code (31,3,1,1) selon BIBD

Les positions de chips à 1 de séquences du code POC (31,3) en fonction de la longueur du code L=31, sont illustrées dans la figure III.3 :



**Figure III.3.** Postions de chips à "1" du code (31,3)

	<i>Utilisateur</i>	$P_1$	$P_2$	$P_3$
POC (31,3,1,1) $N_{OOC}=5$	$\tau_0$	4	20	7
	$\tau_1$	10	2	19
	$\tau_2$	1	5	25
	$\tau_3$	13	3	15
	$\tau_4$	8	9	14

**Tableau III.3.** Les retards relatifs de séquences du code (31,3,1,1)

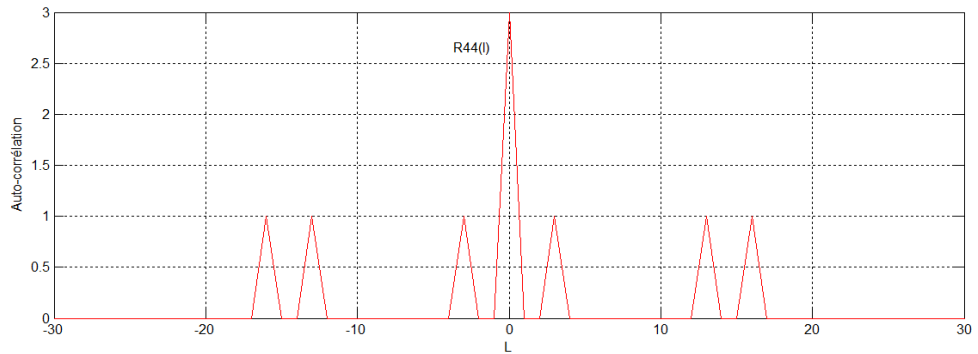
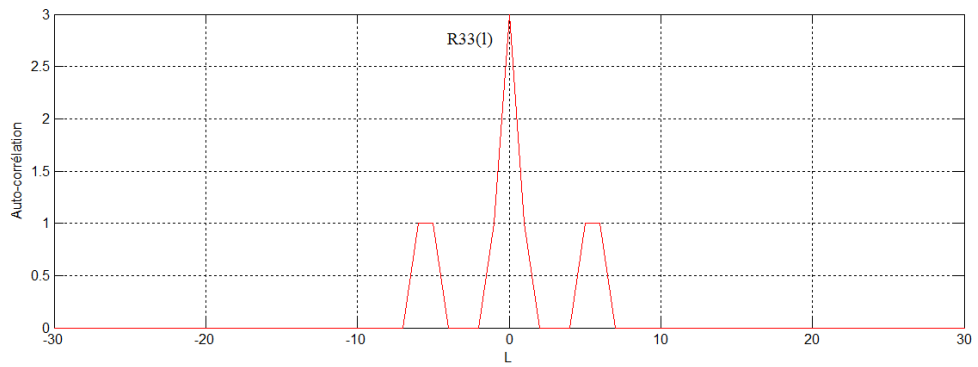
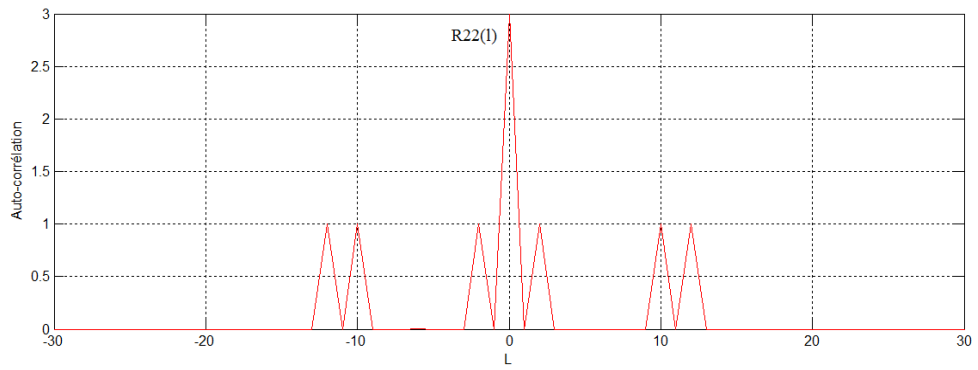
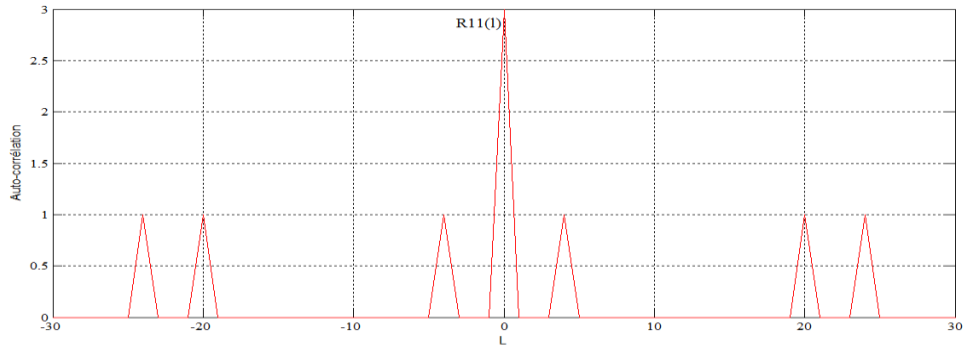
Pour vérifier la propriété de l'auto-corrélation  $\lambda_a=1$ , on calcule les ensembles  $E_{C_i}$  des retards relatifs de chaque séquence de code POC (31,3,1,1) :

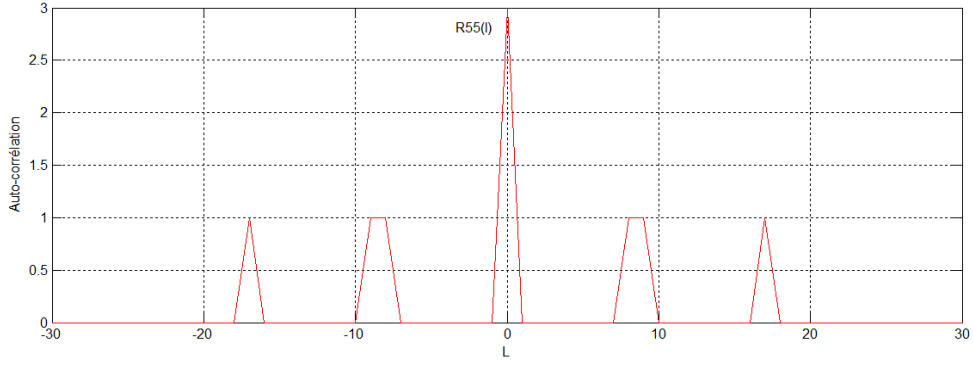
$$E_{C_0} = \begin{Bmatrix} 4 & 20 & 7 \\ 24 & 27 & 11 \end{Bmatrix}, E_{C_1} = \begin{Bmatrix} 10 & 2 & 19 \\ 12 & 21 & 29 \end{Bmatrix}, E_{C_2} = \begin{Bmatrix} 1 & 5 & 25 \\ 6 & 30 & 26 \end{Bmatrix}, E_{C_3} = \begin{Bmatrix} 13 & 3 & 15 \\ 16 & 18 & 28 \end{Bmatrix}$$

$$E_{C_4} = \begin{Bmatrix} 8 & 9 & 14 \\ 17 & 23 & 22 \end{Bmatrix}.$$

Selon les ensembles calculés, On peut remarquer que ne possède aucune répétition plus d'une fois de n'importe quel élément donc la propriété de l'auto-corrélation est validée.

La figure III.4 présente les fonctions d'auto-corrélation de séquences du code POC (31,3,1,1), nous vérifions ainsi la propriété  $\lambda_a = 1$ .





**Figure III.4.** Fonctions d'auto-corrélation pour des POC (31,3,1,1)

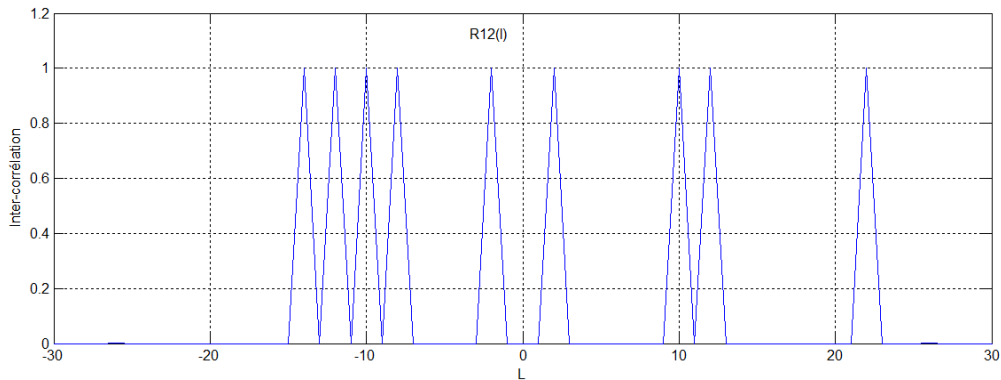
D'autre part, pour vérifier la propriété d'inter-corrélation  $\lambda_c=1$ , selon la formule (III.11), on calcule les ensembles  $I_{c_{i,1}}$  pour les 5 séquences du code (31,3,1,1) :

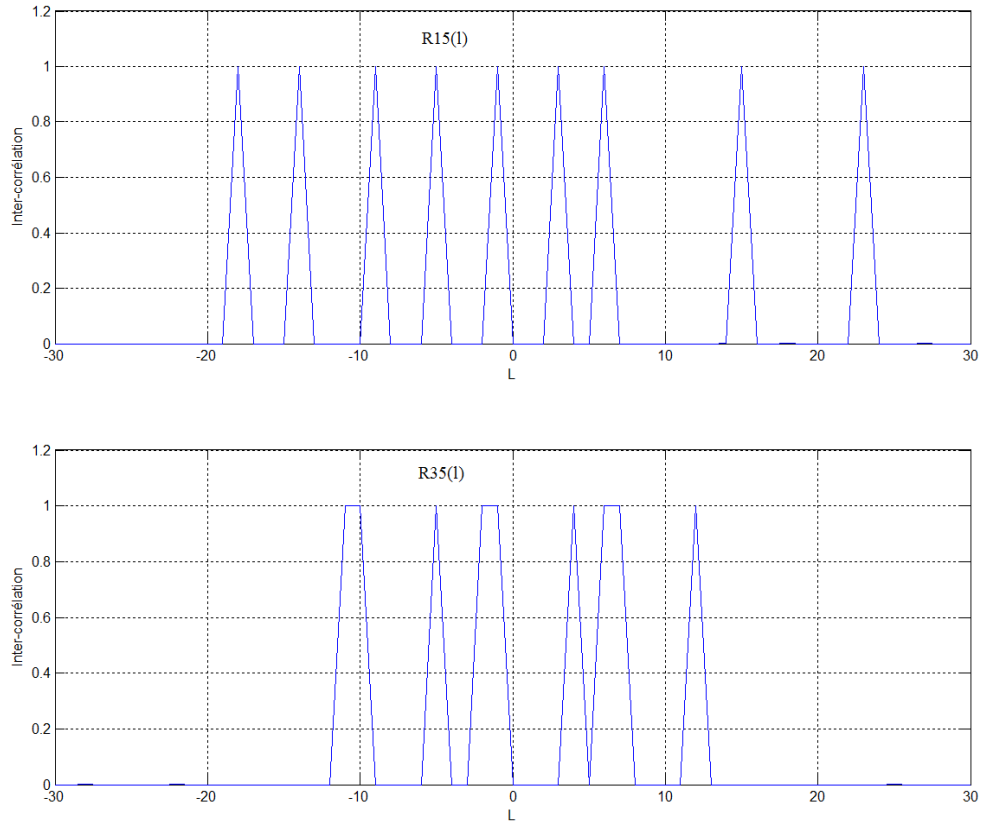
$$I_{c_0} = \left\{ \begin{bmatrix} 4, 20 \\ 4, 27 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 20, 7 \\ 20, 11 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 7, 4 \\ 7, 24 \end{bmatrix} \right\}, \quad I_{c_1} = \left\{ \begin{bmatrix} 10, 2 \\ 10, 21 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2, 19 \\ 2, 29 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 19, 10 \\ 19, 12 \end{bmatrix} \right\}$$

$$I_{c_2} = \left\{ \begin{bmatrix} 1, 5 \\ 1, 30 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 5, 25 \\ 5, 26 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 25, 1 \\ 25, 6 \end{bmatrix} \right\}, \quad I_{c_3} = \left\{ \begin{bmatrix} 13, 3 \\ 13, 18 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 3, 15 \\ 3, 28 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 15, 13 \\ 15, 16 \end{bmatrix} \right\}$$

$$I_{c_4} = \left\{ \begin{bmatrix} 8, 9 \\ 8, 23 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 9, 14 \\ 9, 22 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 14, 8 \\ 14, 17 \end{bmatrix} \right\}$$

On peut remarquer que  $I_{c_{i,1}} \cap I_{c_{i+1,1}} = \emptyset$ , ce qui signifie que la propriété de l'inter-corrélation est validé pour  $\lambda_c=1$ . Ainsi qu'on peut aussi vérifier cette caractéristique de l'inter-corrélation par le traçage des graphes de  $R_{c_i, c_k}(l)$  des codes POC (31,3,1,1), par exemple la figure III.5 illustre  $R_{c_i, c_k}(l)$  des utilisateurs n°1 et n°2, n°1 et n°5, et n°2 et n°5.





**Figure III.5.** Fonctions d'inter-corrélation de séquences POC (31,3,1,1)

### III.6.1.2 Cas d'un code POC pour $w$ est pair :

Les tableaux III.4, III.5 et III.6 illustrent les résultats de construction du code POC (361,4 ,1,1) pour 8 utilisateurs selon la méthode BIBD :

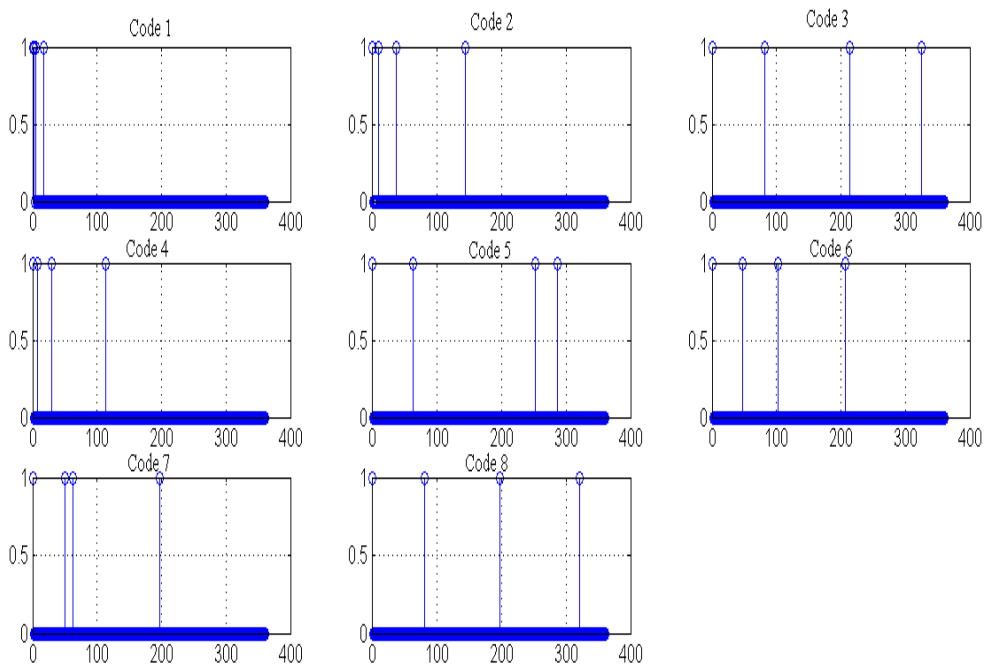
<b>L = 361</b>	$P_{c_i} = \{0\} \cup \{3^{2i+24j}\} \bmod L$
<b>m=2</b>	
<b>W = 2×m = 4</b>	
<b>N<sub>OOC</sub> = 8</b>	
<b>K = (W-1) × N<sub>OOC</sub> = 24</b>	
<b>α = 3</b>	
<b><math>i \in \{0,1,2,3,4,5,6,7\}</math></b>	
<b><math>j \in \{0,1,2,3\}</math></b>	

**Tableau III.4.** Paramètres de la méthode BIBD pour un code (361,4 ,1,1)

<b>POC</b> (361,4,1,1) $N_{ooc}=8$	<i>Utilisateur</i>	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$
	$C_0$	0	1	4	16
	$C_1$	0	9	36	144
	$C_2$	0	81	213	324
	$C_3$	0	7	28	112
	$C_4$	0	63	252	286
	$C_5$	0	47	102	206
	$C_6$	0	49	62	196
	$C_7$	0	80	197	320

**Tableau III.5.** Positions des chips à 1 pour le code (361,4,1,1) selon BIBD

Dans la figure III.6, nous présentons les positions des chips à "1" du code POC (361, 4) en fonction de la longueur du code  $L=361$  pour les 8 utilisateurs.



**Figure III.6.** Postions de chips à "1" pour les 8 utilisateurs du code (361,4,1,1)

<b>POC</b> (361,4,1,1) $N_{\text{OOC}}=8$	<i>Utilisateur</i>	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$
	$\tau_0$	1	3	12	345
	$\tau_1$	9	27	108	217
	$\tau_2$	81	132	111	37
	$\tau_3$	7	21	84	249
	$\tau_4$	63	189	34	75
	$\tau_5$	47	55	104	155
	$\tau_6$	49	13	134	165
	$\tau_7$	80	117	123	41

**Tableau III.6.** Retards relatifs de séquences de code (361,4,1,1)

On calcule les ensembles  $E_{C_i}$  des retards relatifs de chaque séquence de code POC (361,4,1,1) à partir de la formule (III.10) :

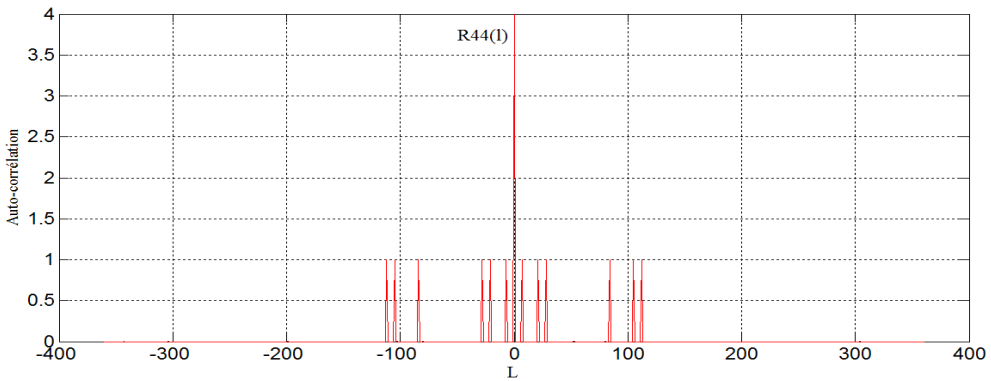
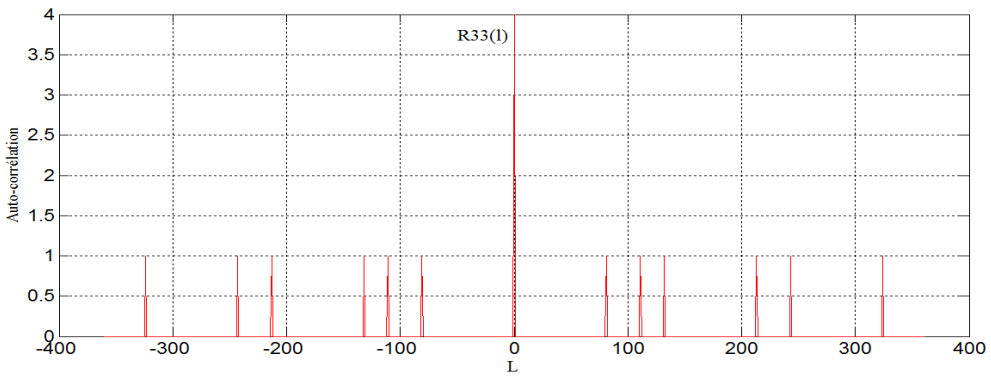
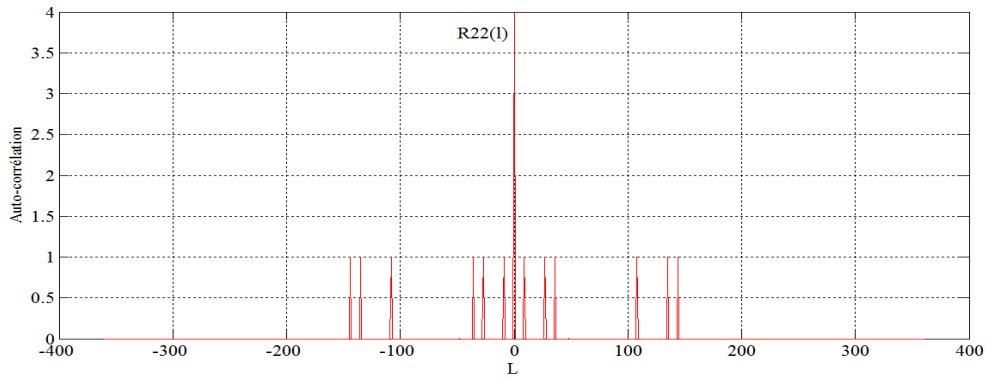
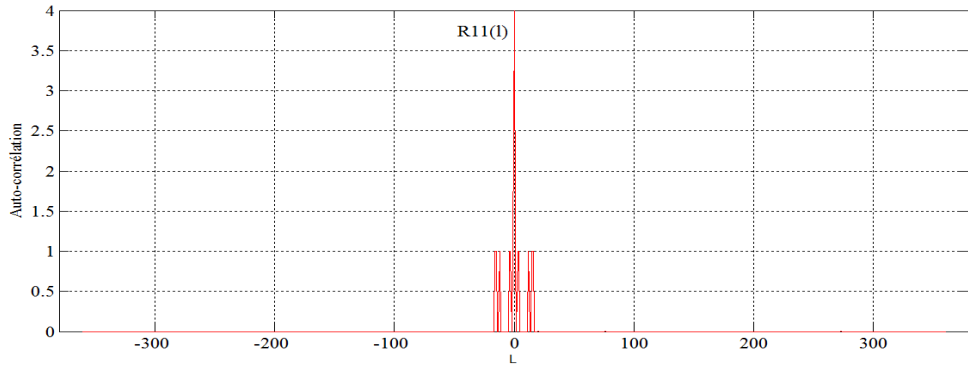
$$E_{C_0} = \begin{pmatrix} 1 & 3 & 12 & 345 \\ 4 & 15 & 357 & 346 \\ 16 & 360 & 358 & 361 \end{pmatrix}, \quad E_{C_1} = \begin{pmatrix} 9 & 27 & 108 & 217 \\ 36 & 135 & 325 & 226 \\ 144 & 352 & 334 & 253 \end{pmatrix}, \quad E_{C_2} = \begin{pmatrix} 81 & 132 & 111 & 37 \\ 213 & 243 & 148 & 181 \\ 324 & 280 & 232 & 250 \end{pmatrix}$$

$$E_{C_3} = \begin{pmatrix} 7 & 21 & 84 & 249 \\ 28 & 105 & 333 & 256 \\ 112 & 354 & 340 & 277 \end{pmatrix}, \quad E_{C_4} = \begin{pmatrix} 63 & 189 & 34 & 75 \\ 252 & 223 & 109 & 138 \\ 286 & 298 & 172 & 327 \end{pmatrix}, \quad E_{C_5} = \begin{pmatrix} 47 & 55 & 104 & 155 \\ 102 & 159 & 259 & 202 \\ 206 & 314 & 306 & 257 \end{pmatrix}$$

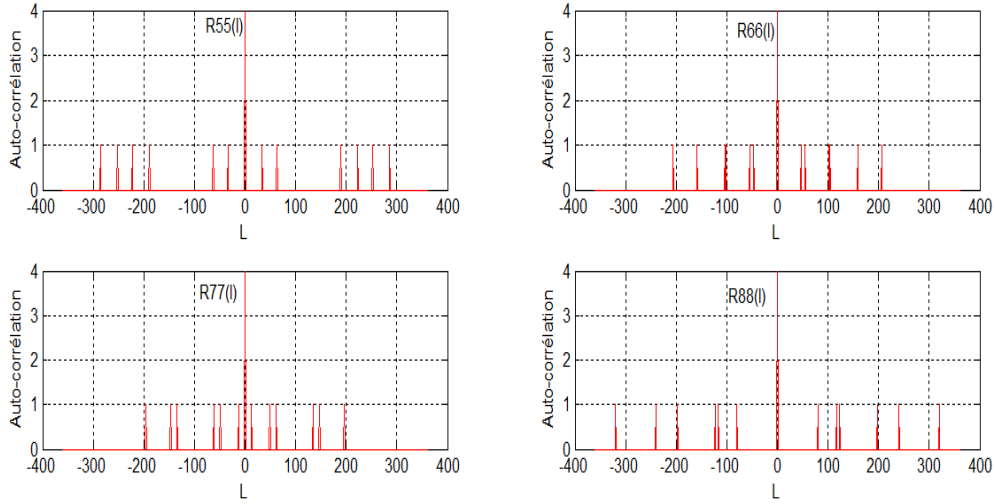
$$E_{C_6} = \begin{pmatrix} 49 & 13 & 134 & 165 \\ 62 & 147 & 299 & 214 \\ 196 & 312 & 348 & 227 \end{pmatrix}, \quad E_{C_7} = \begin{pmatrix} 80 & 117 & 123 & 41 \\ 197 & 240 & 164 & 121 \\ 320 & 281 & 244 & 238 \end{pmatrix}$$

Selon les résultats, on peut valider la propriété d'inter-corrélation  $\lambda_a=1$  à cause de l'absence d'une répétition plus d'une fois de n'importe quel élément dans les ensembles calculés  $E_{C_i}$ .

La figure III.7 présente les fonctions d'auto-corrélation de séquences du code POC (361,3,1,1) pour les 8 utilisateurs. Nous vérifions ainsi la propriété d'autocréation  $\lambda_a=1$ .







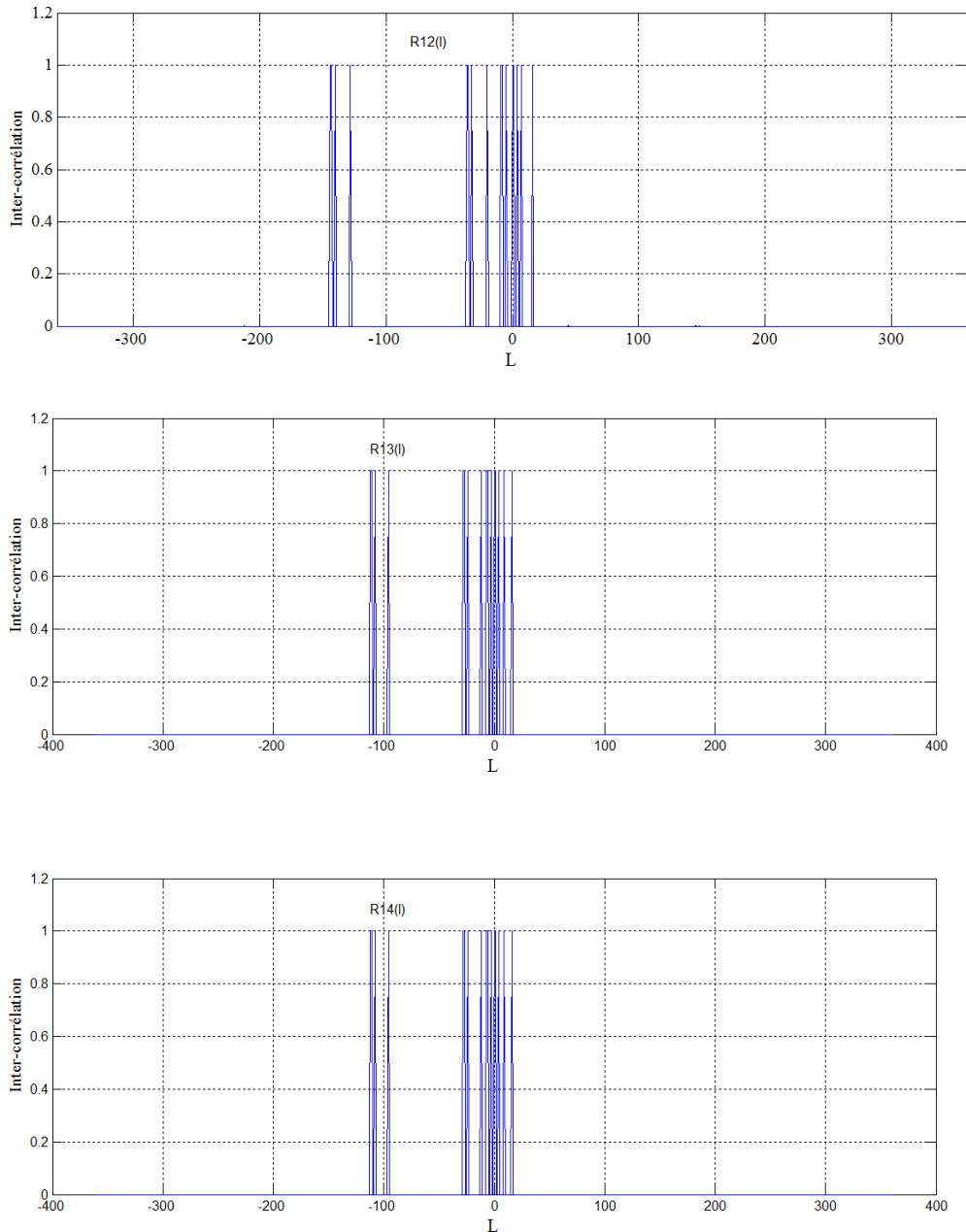
**Figure III.7.** Fonctions d'auto-corrélation pour les 8 utilisateurs du POC (361,4,1,1)

D'autre part, pour examiner la propriété d'intercorrélation  $\lambda_c=1$ , on calcule les ensembles  $I_{c_{i,1}}$  pour les huit séquences du code (361,4,1,1) (III.11) :

$$\begin{aligned}
 I_{c_{0,1}} &= \left\{ \begin{array}{lll} [1,3] & [3,12] & [12,345][345,1] \\ [1,15] & [3,357] & [12,346][345,4] \\ [4,12] & [15,345] & [357,1] [346,3] \end{array} \right\}, & I_{c_{1,1}} &= \left\{ \begin{array}{lll} [9,27] & [27,108] & [108,217] [217,9] \\ [9,135] & [27,325] & [108,226][217,36] \\ [36,108] & [135,217] & [225,9] [226,27] \end{array} \right\} \\
 I_{c_{2,1}} &= \left\{ \begin{array}{lll} [81,132] & [132,111] & [111,37] [37,81] \\ [81,243] & [132,148] & [111,118] [37,213] \\ [213,111] & [243,37] & [148,81] [181,132] \end{array} \right\}, & I_{c_{3,1}} &= \left\{ \begin{array}{lll} [7,21] & [21,84] & [84,249] [249,7] \\ [7,105] & [21,333] & [84,256][249,28] \\ [28,84] & [149,249] & [333,7] [256,21] \end{array} \right\} \\
 I_{c_{4,1}} &= \left\{ \begin{array}{lll} [63,189] & [189,34] & [34,75] [75,63] \\ [63,223] & [189,109] & [34,138] [75,252] \\ [252,34] & [223,75] & [109,63][138,189] \end{array} \right\}, & I_{c_{5,1}} &= \left\{ \begin{array}{lll} [47,55] & [55,104] & [104,155] [155,47] \\ [47,159] & [55,259] & [104,202][155,102] \\ [102,104] & [159,155] & [259,47] [202,55] \end{array} \right\} \\
 I_{c_{6,1}} &= \left\{ \begin{array}{lll} [49,13] & [13,134] & [134,165][165,49] \\ [49,147] & [13,299] & [134,214][165,62] \\ [62,134] & [147,165] & [299,49] [214,13] \end{array} \right\}, & I_{c_{7,1}} &= \left\{ \begin{array}{lll} [80,117] & [117,123] & [123,41] [41,80] \\ [80,240] & [117,164] & [123,121] [41,197] \\ [197,123] & [240,41] & [164,80] [121,117] \end{array} \right\}
 \end{aligned}$$

On peut remarquer que  $I_{c_{i,1}} \cap I_{c_{i+1,1}} = \emptyset$ , ce qui signifie que la propriété de l'intercorrélation est validé pour  $\lambda_c=1$ .

La figure III.8 montre la propriété d'inter corrélation  $R_{c_i,c_k}(l)$  des utilisateurs n°1 et n°2,n°1 et n°3 , et n°2 et n°4.



**Figure III.8.** Fonctions d'inter-corrélation de trois séquences du POC (361,3,1,1)

### III.7 Les Codes Premiers ou « Prime Code »

Les PC (*Prime Codes*) ont d'abord été conçus par Cooper et Nettleton en 1978 [62] pour les communications cellulaires. Ces codes sont définis à partir d'un seul paramètre contrairement au code OC : c'est ce qui rend la génération des codes PC très simple.

La longueur des codes est  $L = p^2$ , le poids des codes  $W = p$ , le nombre d'utilisateurs  $N = p$ , nous désignerons désormais ces codes PC par  $PC(p^2, p)$ .

Les PC sont générés mathématiquement en fonction du valeur de  $p$ , en utilisant les caractéristiques des corps de Galois[64].

Les séquences Premières (PS) doivent d'abord être définies pour que  $p$  soit un nombre premier :

$$S_i = (s_{i,0}, s_{i,1}, \dots, s_{i,j}, \dots, s_{i,p-1}) \text{ où } s_{i,j} = i \times j \pmod{p} \quad \text{III.15}$$

Puis, les PC peuvent être déterminés selon la formule (III.6) :

$$C_{j,k} = \begin{cases} 1 & \text{pour } k = S_{i,j} + j \times p \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{III.16}$$

### III.7.1 Cas d'un code PC pour $p=3$

En utilisant le Corps de Galois  $GF(3)$ , on peut générer les 3 séquences  $S_i^3(j)$  du code PC:

		$j$		
		0	1	2
$i$	0	0	0	0
	1	0	1	2
	2	0	2	1

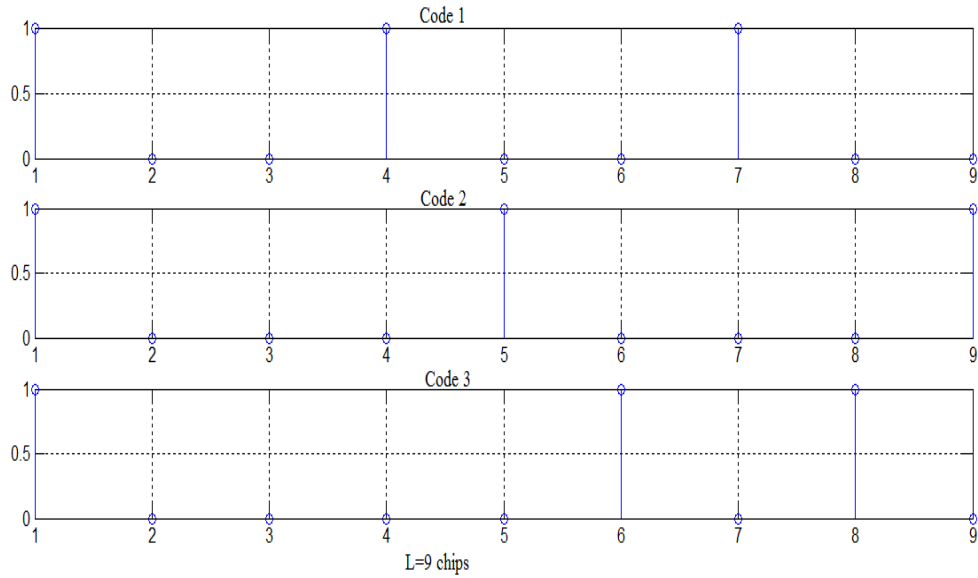
**Tableau III.7.** Les séquences  $S_i^3(j)$  de code PC

Par ailleurs, on détermine les 3 codes  $C_i^3(n)$  avec  $n$  entre 0 et  $(p^2-1)$ , à partir de ces séquences  $S_i^3(j)$ , comme illustré dans le tableau suivant :

		$j$								
		0	1	2	3	4	5	6	7	8
$i$	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0
	1	1	0	0	0	1	0	0	0	1
	2	1	0	0	0	0	1	0	1	0

**Tableau III.8.** Les séquences  $C_i^3(j)$  de code PC

La figure III.9 montre les positions de chips à 1 de séquences du code PC (9,3) en fonction de la longueur  $L=9$  :



**Figure III.9.** Postions de chips à "1" du code PC (9,3)

### III.7.2 la propriété de la corrélation du code PC

Les propriétés de l'auto et l'intercorrélation du code PC[62][66] sont définies par les relations suivantes :

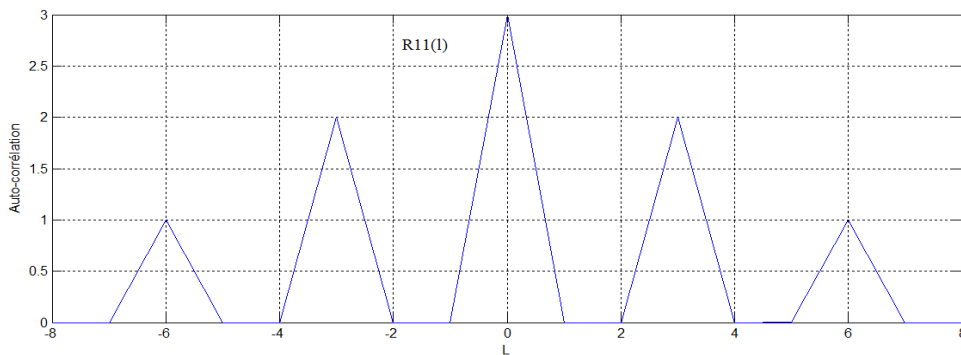
- *Auto – corrélation* :  $R_{i,i}(l) = \begin{cases} p & \text{pour } l = 0 \\ \leq \lambda_a = p - 1 & \text{ailleurs} \end{cases}$  III.17

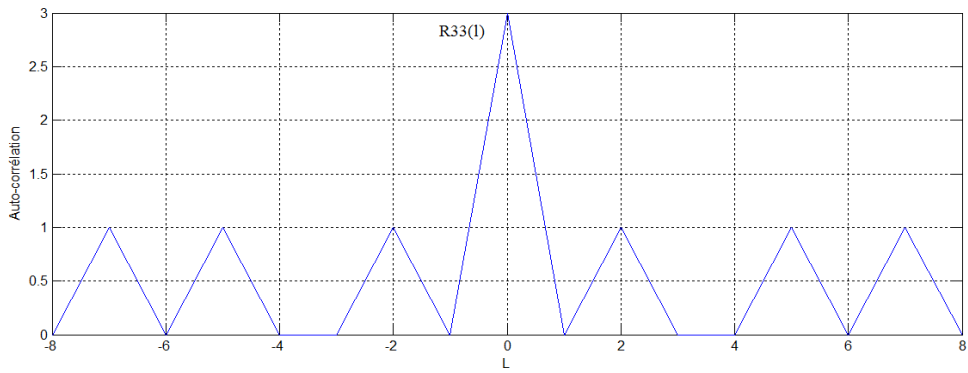
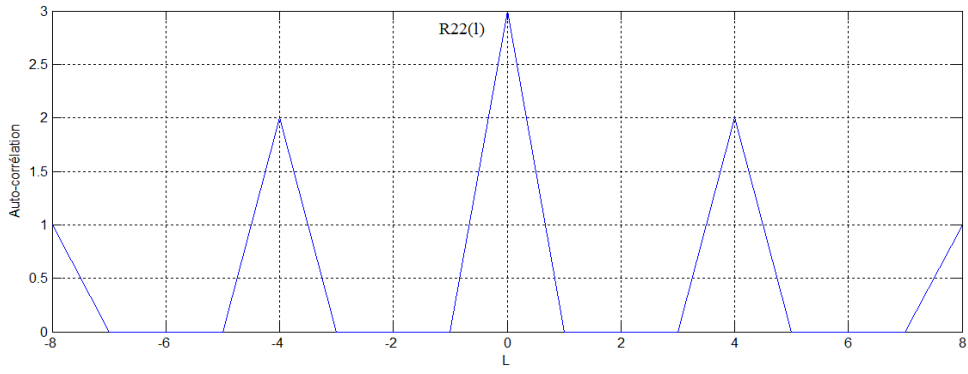
Avec  $0 \leq i < p$

- *Inter – Corrélation* :  $R_{i_1,i_2}(l) \leq \lambda_c = 2$  III.18

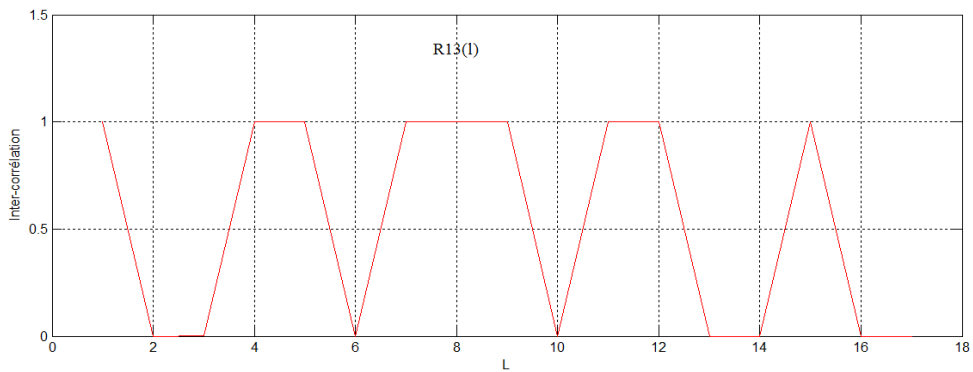
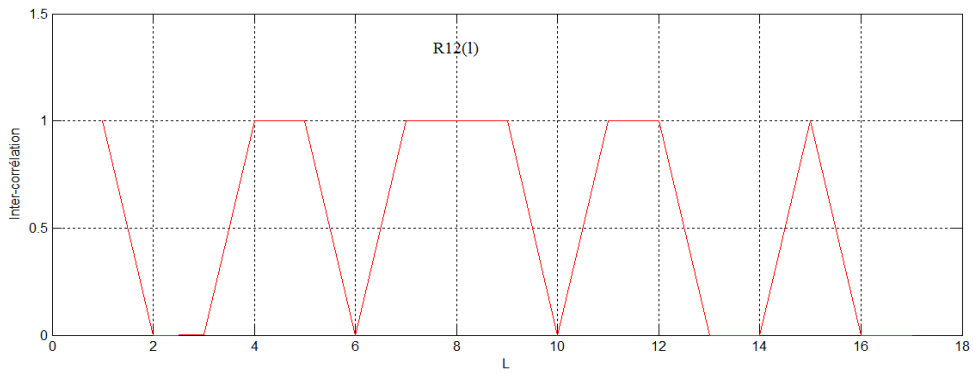
Avec  $0 \leq i_1, i_2 < p$  et  $i_1 \neq i_2$

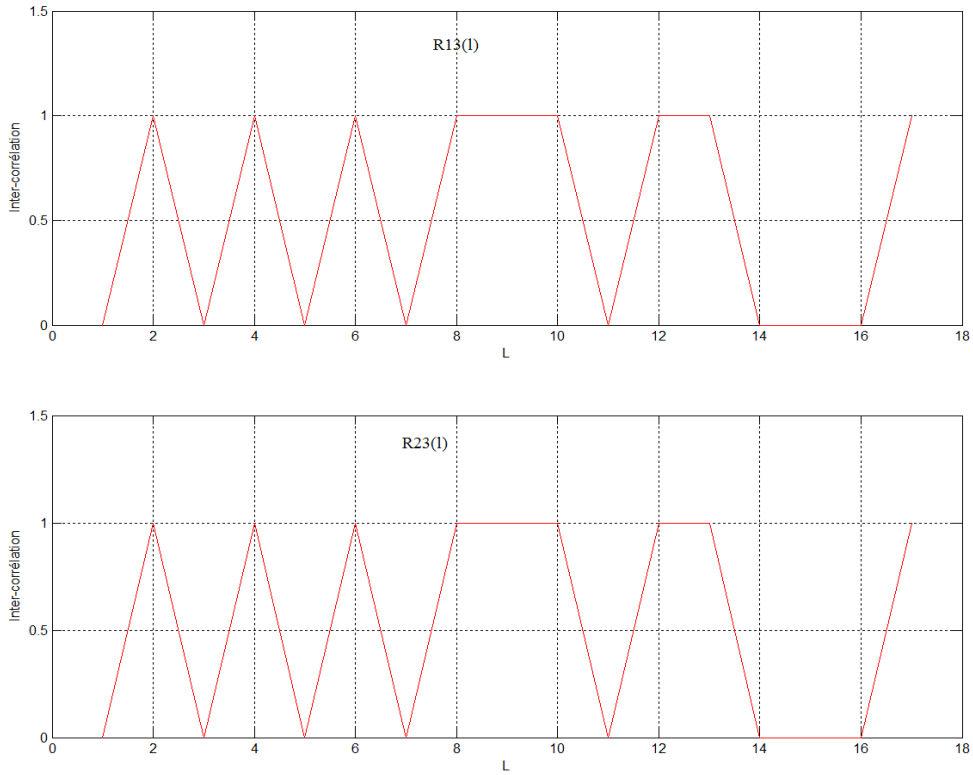
Pour  $p = 3$ , nous pouvons montrer les propriétés de l'auto et intercorrélation de différents utilisateurs sur la figure III.10 :





**Figure III.10.** Fonctions d'auto-corrélation de trois séquences du PC (9,3)





**Figure III.11.** Fonctions d'inter-corrélation de trois séquences du PC (9,3)

Pour améliorer les propriétés d'inter-corrélation des codes PC, nous passons aux « Extended Prime Code » (EPC)[66] qui permettent d'augmenter la longueur de code  $L$  qui aura  $p \times (2p - 1)$  sans modifier le poids du code  $W$ , dans ce cas :

$$C_i^p(n) = \begin{cases} 1 & \text{si } n = S_i^p(j) + j(2p + 1) \text{ pour } j = \{0, 1, \dots, p - 1\} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{III. 19}$$

Avec :

$$\bullet (p, p \times (2p - 1), p) = (N, L, w)$$

Ainsi que la propriété de l'inter-corrélation se détermine par la formule suivante :

$$R_{i_1, i_2}(l) \leq \lambda_c = 1 \quad \text{III. 20}$$

Par ailleurs, nous constatons que le code EPC ( $\lambda_c = 1$ ) donne une meilleure performance par rapport au code PC ( $\lambda_c = 2$ ).

### III.7.3 Cas d'un code EPC (3,15,3) pour p=3

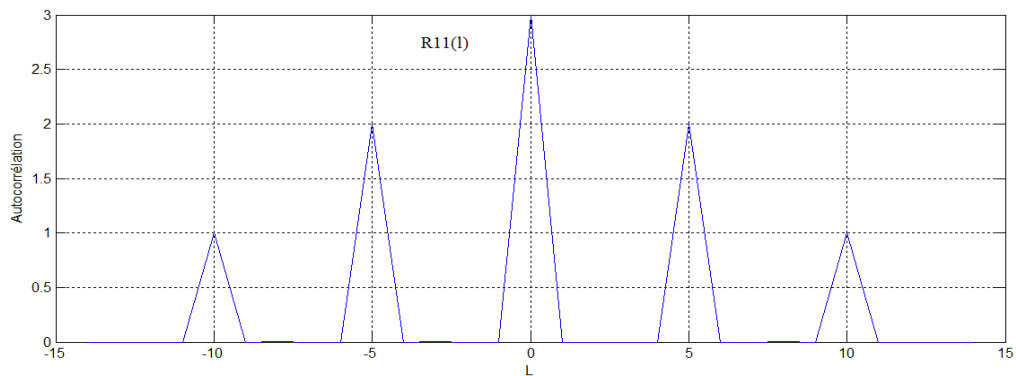
$C_i^3(n)$		$j$														
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
$i$	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0
	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0
	2	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0

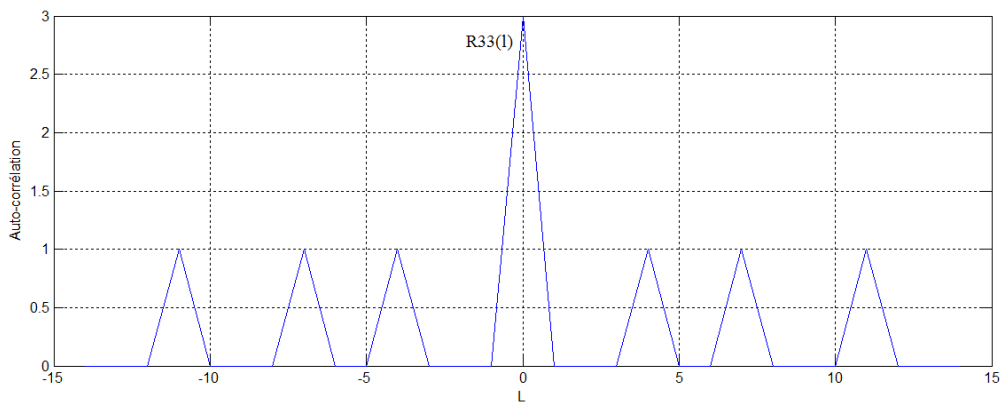
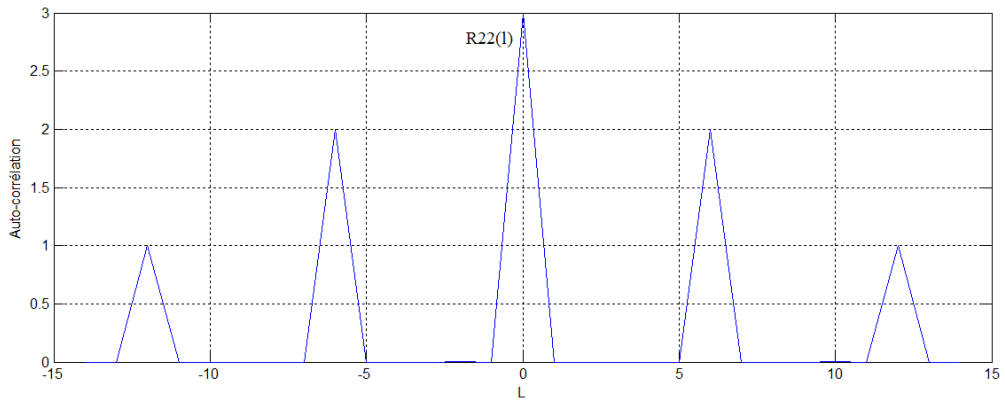
Tableau III.9. Les séquences  $C_i^3(j)$  du code EPC

$N$	$L$	$w$	$EPC(3,9,3)$
3	15	3	100001000010000
			100000100000100
			100000010001000

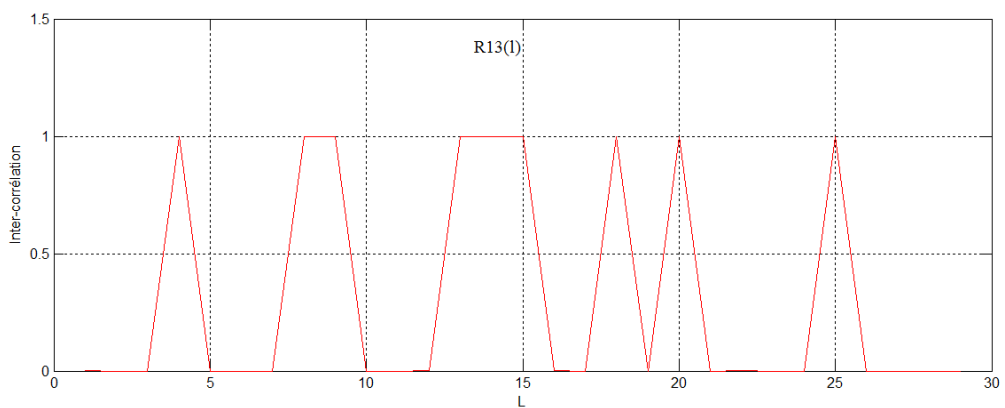
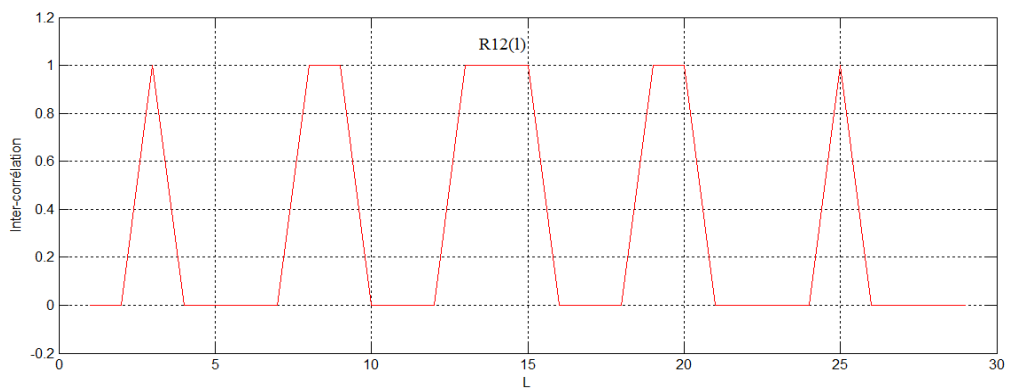
Tableau III.10. Les trois séquences  $C_i^3(j)$  de code EPC

La figure III.12 et III.13 représentent l'évolution de la fonction d'auto-corrélation et d'inter-corrélation du code EPC (3,9,3) en fonction de la longueur de séquence de code

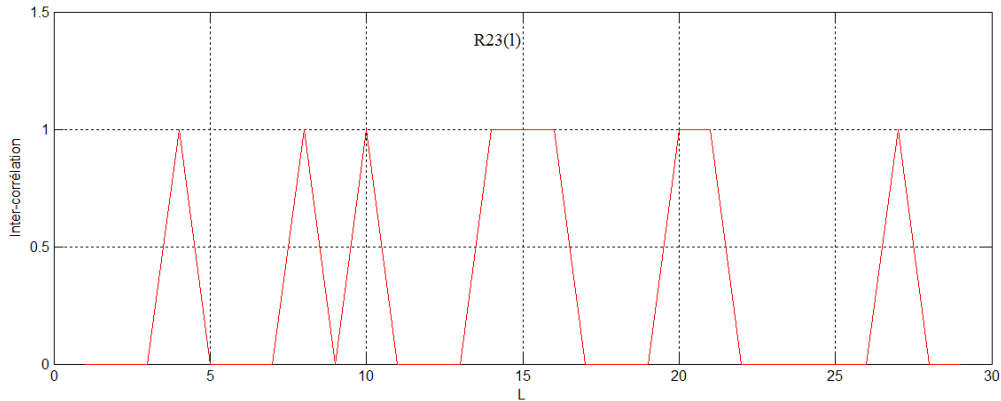




**Figure III.12.** Fonctions d'auto-corrélation de séquences du EPC (3,9,3)







**Figure III.13.** Fonctions d'inter-corrélation de trois séquences du EPC (3,9,3)

### III.8 Conclusion

Nous avons étudié, dans ce chapitre ; les différents types de séquences de code utilisées par la technique d'accès multiple par répartition de code (CDMA). Nous distinguons selon le type de code de CDMA cohérent ou incohérent,

Nous avons par la suite détaillé les codes unipolaires comme les codes Pseudo Orthogonaux (POC) et les Code premiers (Prime Code PC) généralement notés POC ( $L, W, \lambda_a, \lambda_c$ ) et PC( $p^2, p$ ). Cette étude a mis l'accent sur le fait que la famille de code POC est difficile à construire par rapport au code PC, de plus, les valeurs d'auto-corrélation et d'inter-corrélation associées à ces codes (POC) sont également des facteurs intéressants contrairement aux codes PC.

Dans le chapitre suivant nous allons proposer un nouveau système de transmission Ultra Large Bande (UWB), qui utilise un code temporel pseudo-orthogonal (POC) comme une Séquence Directe (DS-UWB), et de réaliser notre nouvelle approche basée sur un circuit FPGA.

**Chapitre IV**

**Nouvelle Approche**

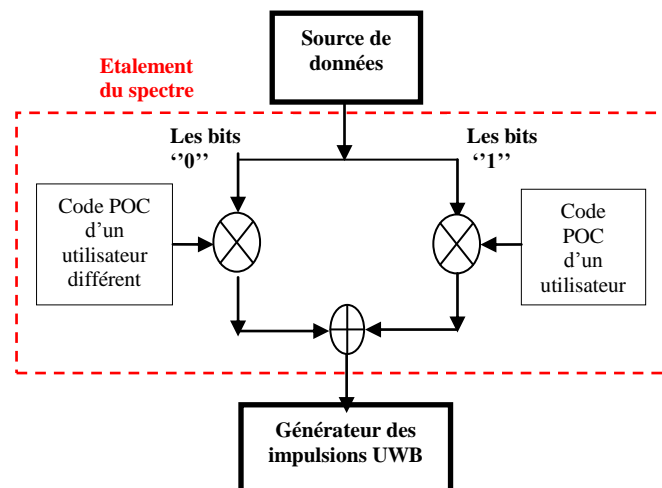
**DS-CDMA-UWB**

## IV.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter une implémentation et validation d'une nouvelle technique de transmission DS-CDMA-UWB que nous avons développée. L'approche proposée est sans modulation classique, elle destinée aux transmissions ultra large bande. Les codes proposés sont des séquences unipolaires POC avec des chips qui peuvent être modifiés dynamiquement pour cibler un certain nombre d'utilisateurs ou d'applications. De plus, une implémentation DS-CDMA-UWB de l'émetteur est réalisée sur une plateforme FPGA/SoC.

## IV.2 Nouveau Modèle d'Emetteur DS-CDMA-UWB

Le modèle développé, exploite une approche qui fait convoluer le flux de bits égal à "1" par les chips du code POC et le flux des bits égal à "0" bit par un second code POC différent. La bande passante accrue au signal en émettant des basses- impulsions d'énergie de forme gaussienne cohérentes à la réception comme expliqué par la figure IV.1.



**Figure IV.1.** Schéma synoptique de l'Emetteur DS-DMA-UWB

Le signal DS-CDMA-UWB transmis à un utilisateur peut être exprimé comme suit :

$$S_{POCcode}(t) = [\sum_{k=-\infty}^{\infty} b_1^k \sum_{j=0}^{N_c-1} C_j^U + \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_0^k \sum_{j=0}^{N_c-1} C_j^{U\sim}] \oplus W(t - iT_s - jT_c) \quad \text{IV.1}$$

Ou :

- $b_0^k, b_1^k$  : Bit 0 et bit 1 de l'information numérique émise par la source k.
- $W$ : Exprime le modèle de l'impulsion
- $T_c, T_s$  : Respectivement les durées du chip est du symbole
- $N_c$ : Numéro du chip.
- $C_j^U, C_j^{U\sim}$  : Les codes associés avec les symboles binaires 0 et 1.

### IV.3 Implémentation de l'Emetteur :

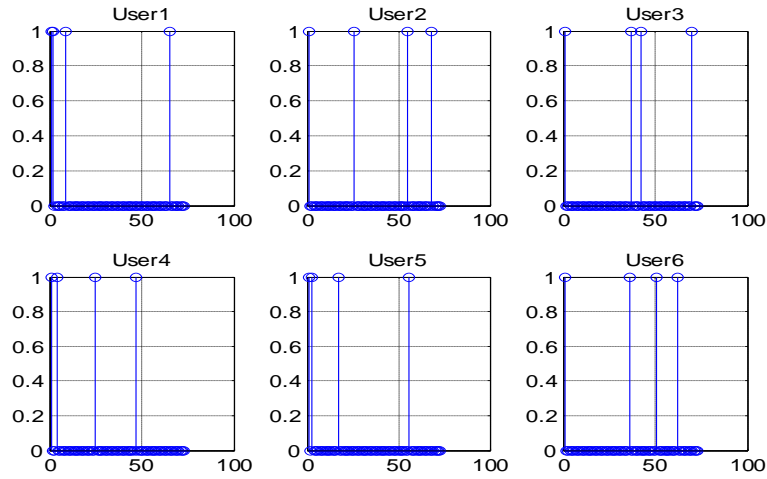
Nous avons en premier implémenté notre nouvelle approche via un modèle d'émetteur dont le principe de fonctionnement est schématisé sur la figure. IV.1, pour cela nous considérons d'abord une séquence aléatoire de 8 bits modélisant l'information utile sous forme de flux binaire limité. Ensuite, nous utilisons deux codes POC sélectionnés pour étaler le spectre, qui est complètement indépendant des séquences de données aléatoires [17] , bien évidemment cette méthode de transmission de données utilise plus de bande passante que nécessaire au transfert traditionnel.

#### IV.3.1 Code POC Utilisé

On a utilisé le code POC (73,4 ,1,1), le tableau IV.1 montre les positions de code utilisées dans notre étude selon la méthode BIBD (détaillé en chapitre 3). Dans la figure IV.2, nous présentons les positions des chips à "1" du code POC (73, 4) en fonction du nombre d'utilisateurs N=6 et de la longueur du code L=73avec les fonctions d'auto et inter-corrélation  $\lambda_a = \lambda_c = 1$ .

Code (73,4,1,1) N =6		Premier chip	j		
			0	1	2
i	0 (C <sub>1</sub> )	0	1	8	64
	1 (C <sub>2</sub> )	0	25	54	67
	2 (C <sub>3</sub> )	0	36	41	69
	3 (C <sub>4</sub> )	0	3	24	46
	4 (C <sub>5</sub> )	0	2	16	55
	5 (C <sub>6</sub> )	0	35	50	61

**Tableau VI.1.** Les différentes positions des séquences POC (73,4,1,1) codent selon la méthode BIBD.



**Figure IV.2** Positions de chips à "1" de code POC (73,4)

Pour vérifier la propriété d'inter-corrélation  $\lambda_c=1$ , selon la formule (III.11), on calcule les ensembles  $I_{c_i,1}$  pour les 6 séquences du code POC (73,4).

		<i>Utilisateur</i>	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$
POC (73,4,1,1) $N_{\text{OOC}} = 5$	$\tau_0$		1	7	56	9
	$\tau_1$		25	29	13	6
	$\tau_2$		36	5	28	4
	$\tau_3$		3	21	22	27
	$\tau_4$		2	14	39	18
	$\tau_5$		35	15	11	12

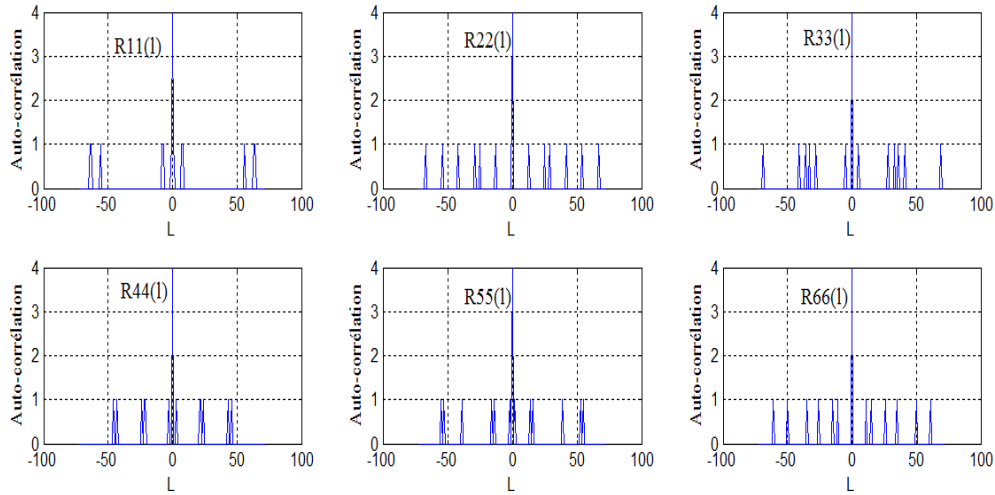
**Tableau IV.2.** Les retards relatifs de séquences de code (73,4,1,1)

$$E_{C_0} = \begin{pmatrix} 1 & 7 & 56 & 9 \\ 8 & 63 & 6510 \\ 64 & 72 & 6617 \end{pmatrix}, E_{C_1} = \begin{pmatrix} 25 & 29 & 13 & 6 \\ 54 & 42 & 1931 \\ 67 & 48 & 4460 \end{pmatrix}, E_{C_2} = \begin{pmatrix} 36 & 5 & 28 & 4 \\ 41 & 33 & 3240 \\ 69 & 37 & 6845 \end{pmatrix}$$

$$E_{C_3} = \begin{pmatrix} 3 & 21 & 2227 \\ 24 & 43 & 4930 \\ 46 & 70 & 5251 \end{pmatrix}, E_{C_4} = \begin{pmatrix} 2 & 14 & 3918 \\ 16 & 53 & 5720 \\ 55 & 71 & 5934 \end{pmatrix}, E_{C_5} = \begin{pmatrix} 35 & 15 & 1112 \\ 50 & 26 & 2347 \\ 61 & 38 & 5862 \end{pmatrix}$$

Selon les ensembles calculés  $E_{C_i}$ , On peut remarquer que  $R_{C_i}$  ne possède aucune répétition plus d'une fois de n'importe quel élément donc on peut valider la propriété de l'auto-corrélation  $\lambda_a=1$ .

La figure IV.3 présente les fonctions d'auto-corrélation de séquences du code POC (73,4,1,1). Nous vérifions ainsi la propriété d'auto-corrélation  $\lambda_a = 1$ .



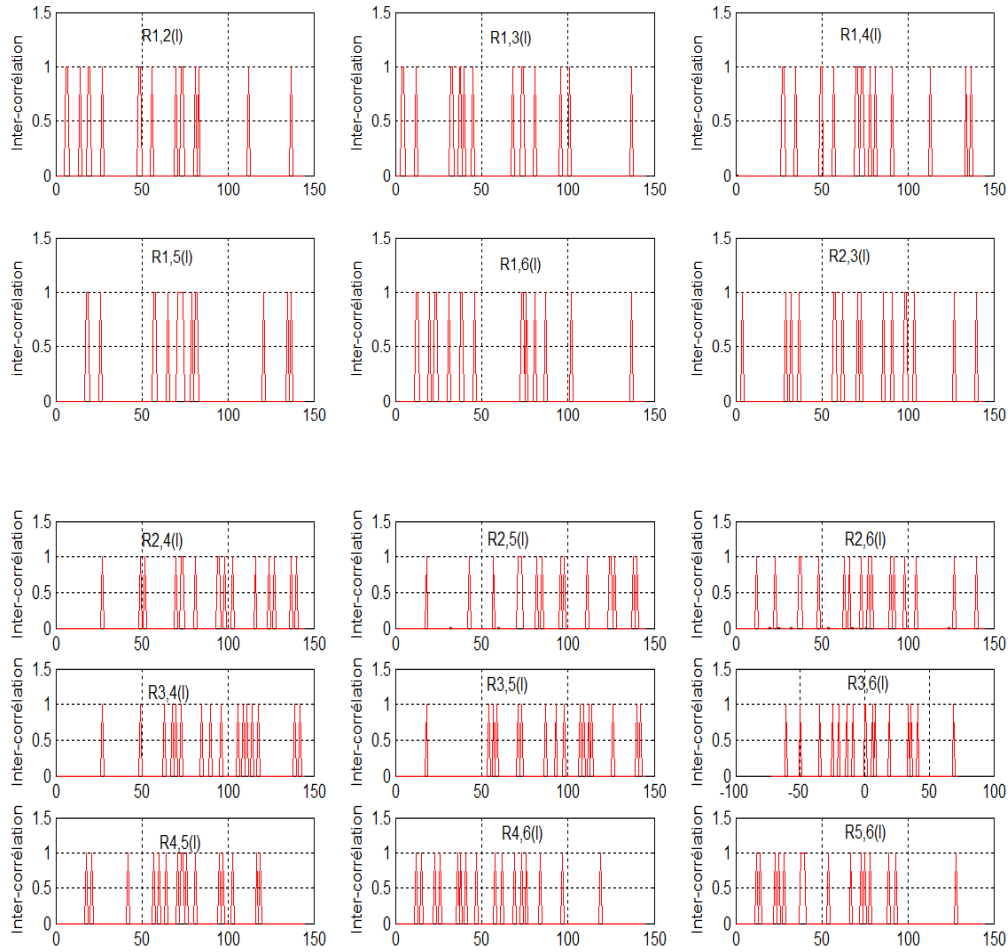
**Figure IV.3.** Fonctions d'auto-corrélation des codes POC (73,4,1,1)

D'autre part, pour examiner la propriété d'inter-corrélation  $\lambda_c=1$ , on calcule les ensembles  $I_{C_{i,1}}$  de séquences du code (73,4,1,1) selon la formule (III.12) :

$$\begin{aligned}
 I_{C_{0,1}} &= \left\{ \begin{array}{cccc} [1,7] & [7,56] & [56,9] & [9,1] \\ [1,63] & [7,65] & [56,10] & [9,8] \\ [8,56] & [63,9] & [65,1] & [10,7] \end{array} \right\}, & I_{C_{1,1}} &= \left\{ \begin{array}{cccc} [25,29] & [29,13] & [13,6] & [6,25] \\ [25,42] & [29,19] & [13,31] & [6,54] \\ [54,13] & [42,6] & [19,25] & [31,29] \end{array} \right\} \\
 I_{C_{0,1}} &= \left\{ \begin{array}{cccc} [36,5] & [5,28] & [28,4] & [4,36] \\ [36,33] & [5,32] & [28,40] & [4,41] \\ [41,28] & [33,4] & [32,36] & [40,5] \end{array} \right\}, & I_{C_{1,1}} &= \left\{ \begin{array}{cccc} [3,21] & [21,22] & [22,27] & [27,3] \\ [3,43] & [21,49] & [22,30] & [27,24] \\ [24,22] & [43,27] & [49,3] & [30,21] \end{array} \right\} \\
 I_{C_{0,1}} &= \left\{ \begin{array}{cccc} [2,14] & [14,39] & [39,18] & [18,2] \\ [2,53] & [14,57] & [39,20] & [18,16] \\ [16,39] & [53,18] & [57,2] & [20,14] \end{array} \right\}, & I_{C_{1,1}} &= \left\{ \begin{array}{cccc} [35,15] & [15,11] & [11,12] & [12,35] \\ [35,26] & [15,23] & [11,47] & [12,50] \\ [50,11] & [26,12] & [23,35] & [47,15] \end{array} \right\}
 \end{aligned}$$

On peut remarquer que  $I_{C_{i,1}} \cap I_{C_{i+1,1}} = \emptyset$ , ce qui signifie que la propriété de l'inter-corrélation est validé pour  $\lambda_c=1$ .

La figure IV.4 montre la propriété d'inter corrélation  $R_{C_i, C_k}(l)$  des séquences du code POC (73,4,1,1)

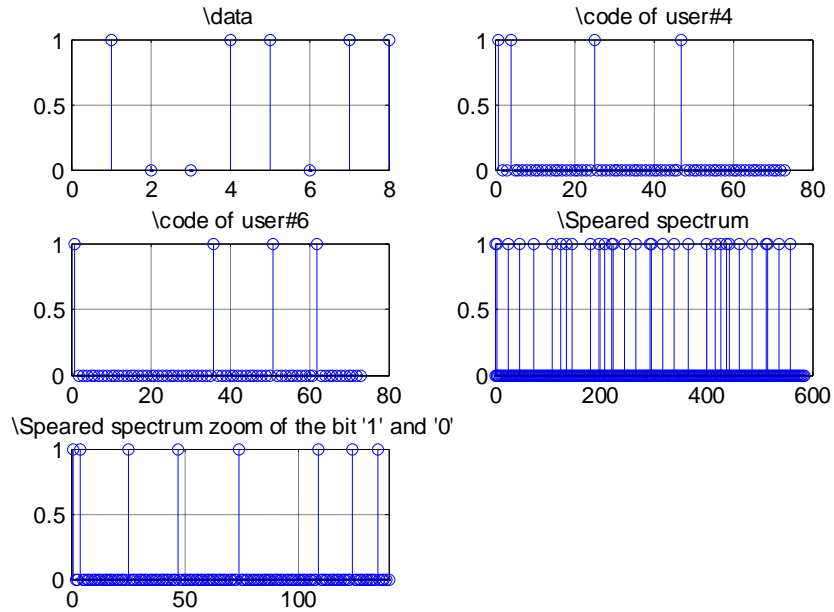


**Figure IV.4.** Fonctions d'inter-corrélation des codes POC (73,4,1,1)

Pour notre travail, nous avons choisi comme exemple les 4ème et 6ème séquences POC (73,4) pour notre utilisateur (tous les autres codes utilisent le même principe), c'est-à-dire que le flux de bits égal à "1" est convolué par 73 chips de code #4 et le flux de bits égal à "0" convolué par 73 éléments de code #6.

$$S_{(73,4)}(t) = [(\sum_{k=-\infty}^{\infty} b_1^k \sum_{j=0}^{73-1} C_j^4) + (\sum_{i=-\infty}^{\infty} b_0^i \sum_{j=0}^{73-1} C_j^6)] \oplus W(t - iT_s - jT_c) \quad \text{IV.2}$$

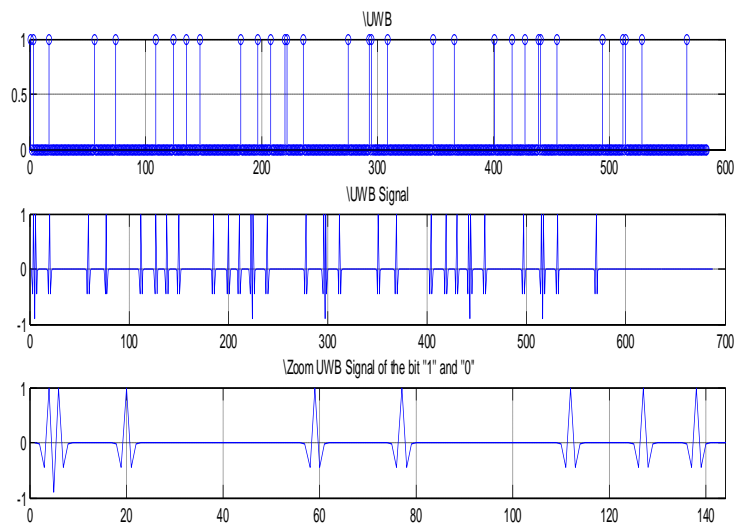
L'étalement du spectre tel que représenté sur la figure IV.5 module une séquence de données « 10011011 » au moyen de deux codes POC pseudo-aléatoires choisis à un débit très supérieur à celui du signal d'information à transmettre. C'est-à-dire que la convolution est faite une fois entre les 73 chips de code de l'utilisateur #4 avec des bits égaux à et les 73 chips de code de l'utilisateur #6 avec des bits égaux à 0.



**Figure IV.5.** Etalement du spectre pour une séquence binaire égale à "10011011" générée aléatoirement.

### IV.3.2 Génération d'impulsions UWB

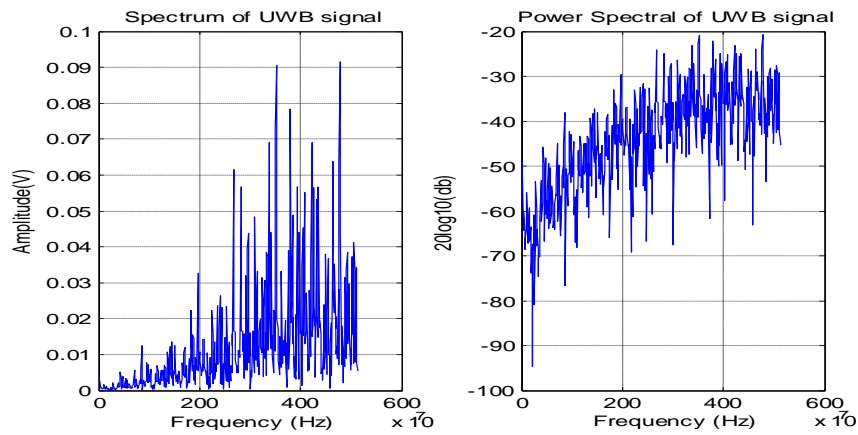
Dans ce travail, nous avons utilisé la dérivée seconde de la gaussienne modélisée par l'équation (I.5) en raison de la facilité de mise en œuvre dans les systèmes UWB. Comme le montre la figure IV.6, le générateur d'impulsions UWB reçoit les données étalées pour créer un train d'impulsions dérivées gaussiennes du second ordre et émettre le signal via l'antenne [67].



**Figure IV.6.** Impulsions UWB



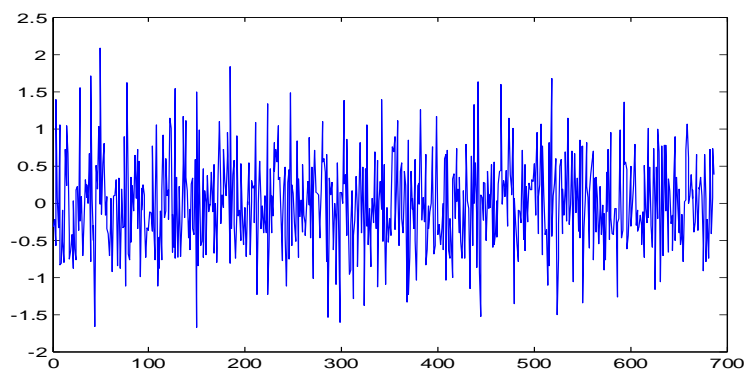
Pour se conformer aux recommandations de l'agence de régulation, la bande de fréquences allouée aux transmissions UWB a été regroupée en deux parties, une dite « bande basse », comprenant entre 3 et 5 GHz, et l'autre dite « bande haute », comprenant entre 6 et 10 GHz [68]. Notre signal DS-UWB transmis est inclus dans la bande basse selon la figure IV.7 qui montre le spectre du signal UWB et le spectre de puissance.



**Figure IV.7.** Le spectre et la puissance spectrale du signal UWB

#### IV.4 Canal de Transmission

Nous n'avons pas examiné les interférences Multi-Utilisateurs (MUI) [69] et les Interférences Intersymboles (ISI) [70] car ces phénomènes ne sont pas prédominants. Dans notre travail, le seul phénomène qui imparfait notre système est le bruit AWGN le signal reçu peut être décrit par  $r(t) = s(t) + n(t)$  où  $s(t)$  est le signal généré par l'émetteur et  $n(t)$  désigne le bruit gaussien additif [71-73]. La figure IV.8 montre le signal de bruit basé sur le modèle de canal AWGN.



**Figure IV.8.** Sortie du canal AWGN

## IV.5 Récepteur de Corrélation

Le bruit additif blanc gaussien (AWGN) canalise le récepteur de corrélation comme le montre la figure IV.9 est le plus optimal d'une chaîne DS-CDMA-UWB en ajoutant un filtre adapté au signal reçu, il utilise un dispositif de corrélation, il se décompose en trois étapes principales [74] :

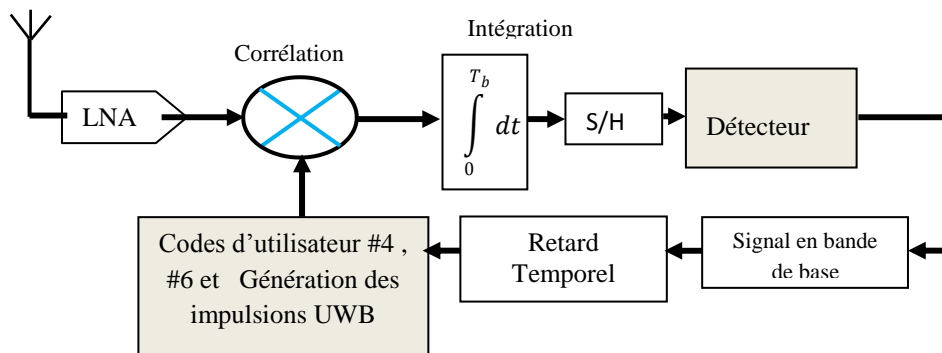
- Multiplication du signal reçu  $r(t)$  par les utilisateurs du code POC #4 et #6 avec le générateur d'impulsions UWB

$$R_{corr}(t) = r(t) * [(\sum_{k=-\infty}^{\infty} b_1^k \sum_{j=0}^{73-1} C_j^4) + (\sum_{i=-\infty}^{\infty} b_0^k \sum_{j=0}^{73-1} C_j^6)] \oplus W(t - jT_c) \quad \text{IV.3}$$

- Intégration du signal corrélé sur le temps bit

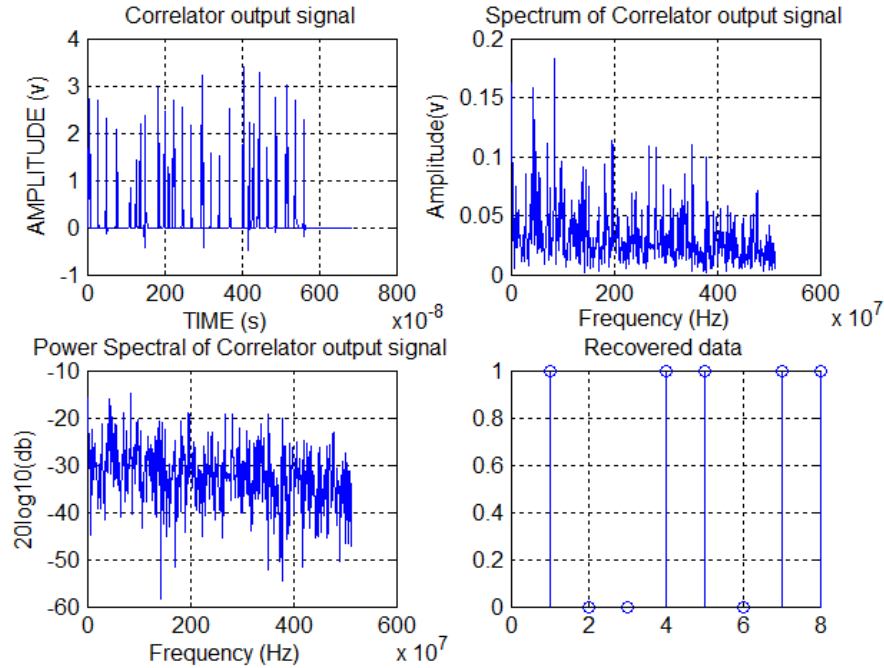
$$Z_1^{(i)} = \int_0^{T_b} r_{corr}(t) dt \quad \text{IV.4}$$

Prise de décision par comparaison à un seuil, sachant que les codes utilisateur POC #4 et #6 indiquent respectivement les bits '1', '0'.



**Figure IV.9.** Récepteur de corrélation

A la réception, il suffit de comparer le signal corrélateur avec la séquence POC éventuellement générée pour récupérer le signal émis. La figure IV.10 illustre le signal de sortie du corrélateur avec sa puissance spectrale, le spectre du signal de sortie du corrélateur et les données récupérées.



**Figure IV.10.** Le signal de sortie du corrélateur avec sa puissance spectrale, le spectre et les données récupérées.

Le nouveau système DS-UWB basé sur des codes unipolaires orthogonaux POC sans modulation a été analysé. Seule la chaîne de transmission DS-UWB de bout en bout nous intéresse. Nous avons supprimé la partie modulation sur notre nouvelle approche. Les codes POC sont préconfigurés (calculés à l'avance). Notre perspective est de réaliser notre nouvelle approche DS-UWB basée sur des composants tels que FPGA [75-76], SoC [77]... car de nos jours, il est facile de construire un émetteur-récepteur.

## IV.6 Implémentation DS-CDMA-UWB dans un circuit FPGA

### IV.6.1 Généralité

Les composants FPGA (Field Programmable Gate Array) sont des dispositifs semi-conducteurs en silicium à usage général programmables par l'utilisateur avec possibilité de les programmer pour des tâches numériques spécifiées. elles se composent des cellules logiques identiques qui peuvent être considérées comme des composants standard, également appelés CLB (Configurable Logic Block) ou de LAB (Logic Array Block) [78] , Ces blocs logiques sont reliés par une matrice programmable de câbles et de commutateurs. Nous exploitons cette caractéristique de programmer directement un circuit logique qui implémente l'émetteur proposé.

Le langage utilisé est dit VHDL [79] (Very High Speed Integrated circuit Hardware Description Language) (ou Langage de description de matériel de circuit intégré à très grande vitesse) .Ce langage est utilisé pour la description des circuits électroniques numériques qui utilise différents niveaux d'abstraction qui permettent de décrire des circuits synchrones dans notre cas l'émetteur UWB. Il faut noter VHDL n'est pas un langage de programmation, car il fait usage :

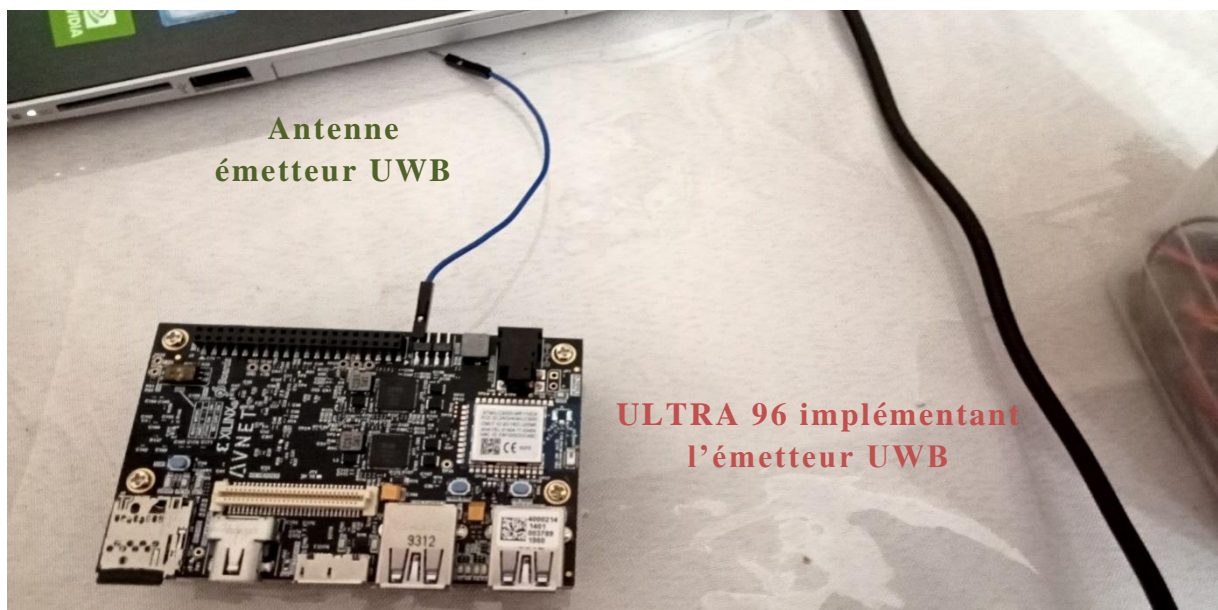
- des portes et les bascules au lieu de variables ou de fonctions.
- Ne pas utiliser les horloges conditionnées et les boucles combinatoires.
- Différencier entre la partie combinatoire et séquentielle dans le circuit électronique.

Le but de l'utilisation d'un langage de description de matériel est :

- ❖ Capable d'identifier les défauts de conception avant même qu'ils ne soient mis en œuvre.
- ❖ Les systèmes électroniques se complexifient de manière exponentielle, nécessitant l'utilisation d'un outil informatique compatible.
- ❖ Permet à plusieurs personnes de collaborer sur un même projet.

#### IV.6.2 Implémentation de l'Emetteur DS-CDMA-UWB sur FPGA

L'implémentation matérielle de notre nouveau modèle émetteur DS-CDMA-UWB sur FPGA a été réalisée sur VIVADO2020.2 avec le Langage de description du matériel VHDL pour être synthétisée et implémenté sur une carte FPGA ULTRE96 V2 représentée sur la figure IV.11. Cette carte de développement MPSoC Xilinx Zynq UltraScale+TMa été introduit en 2018 et mise à jour V2.

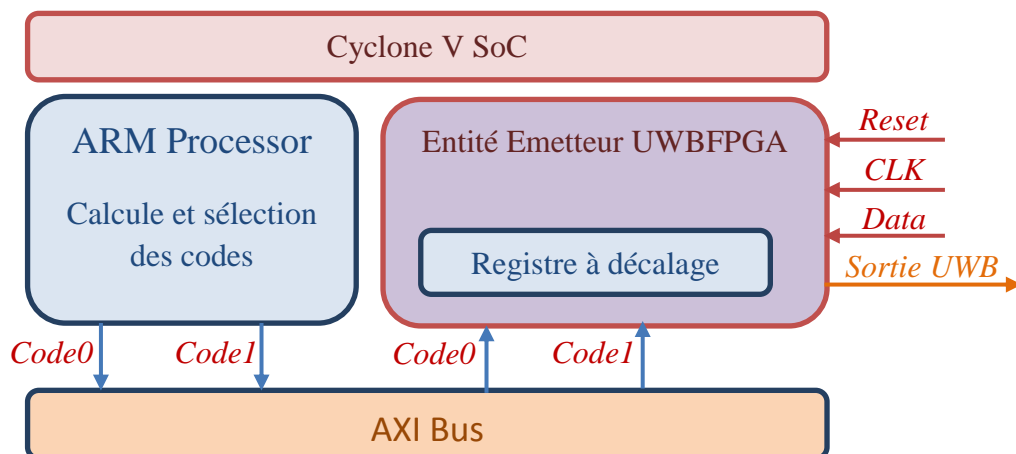


**Figure IV.11.** L'émetteur UWB implémenté sur une carte SoC ULTRA96-V2. L'étage dédié à la transmission RF est un simple fil utilisé comme antenne.

#### IV.6.2.1 Fonctionnalités de la carte FPGA ULTRE96 V2 [80]

- Xilinx Zynq UltraScale+ MPSoC ZU3EG A484
- Deux ports USB 3.0, et un port USB 2.0 en aval de type A
- Mémoire Micron LPDDR4 2 GB (512M x32)
- Tête d'extension à faible vitesse 96Boards à 40 broches
- Carte micro SD Delkin 16 Go + adaptateur
- Tête d'extension haute vitesse 60 broches 96Boards
- Puce électronique Wi-Fi / Bluetooth
- Facteur de forme de 85 mm x 54 mm
- Mini-port d'affichage (MiniDP ou mDP)
- Compatible avec l'édition grand public de 'Linaro Boards'
- 1 port montant USB 3.0 de type micro-B
- Environnement Peta Linux disponible en téléchargement

Le schéma synoptique de l'entité émetteur UWB est représentée par la figure IV.12. Cette entité sera implémentée en VHDL. Tel que représentée sur la figure IV.12, l'entité comprend cinq interfaces, les deux principales interfaces sont l'entrée pour les données à moduler UWB sur une broche 1 bit, les données seront acquies par un flux binaire, le broche sortie UWB directement connectée à l'antenne les impulsions modulées seront directement générées sur cette broche. Une troisième interface AXI qui permet de récupérer les codes à partir du processeur ARM, en plus des interfaces classiques : CLK l'horloge qui cadence le système et un signal reset pour réinitialisation. L'implémentation des interfaces en VHDL est représentée par la figure IV.13 , les signaux échangés sur la figure IV.14 et le schémas fonctionnel en Annexe A.



**Figure IV.12.** Entité Implémenté sur Cyclone V SoC de la carte Ultra96 V2. L'émetteur a été intégré sur la partie FPGA, la partie processeur est utilisée pour l'affectation des codes

PROJECT MANAGER - UWB\_Emetter

Project Summary x Emetter.vhd x

Sources

D:/UNIVERSITE/2022\_2023/doctorat\_cdma/UWB\_Emetter/UWB\_Emetter.srcs/sources\_1/new/Emetter.vhd

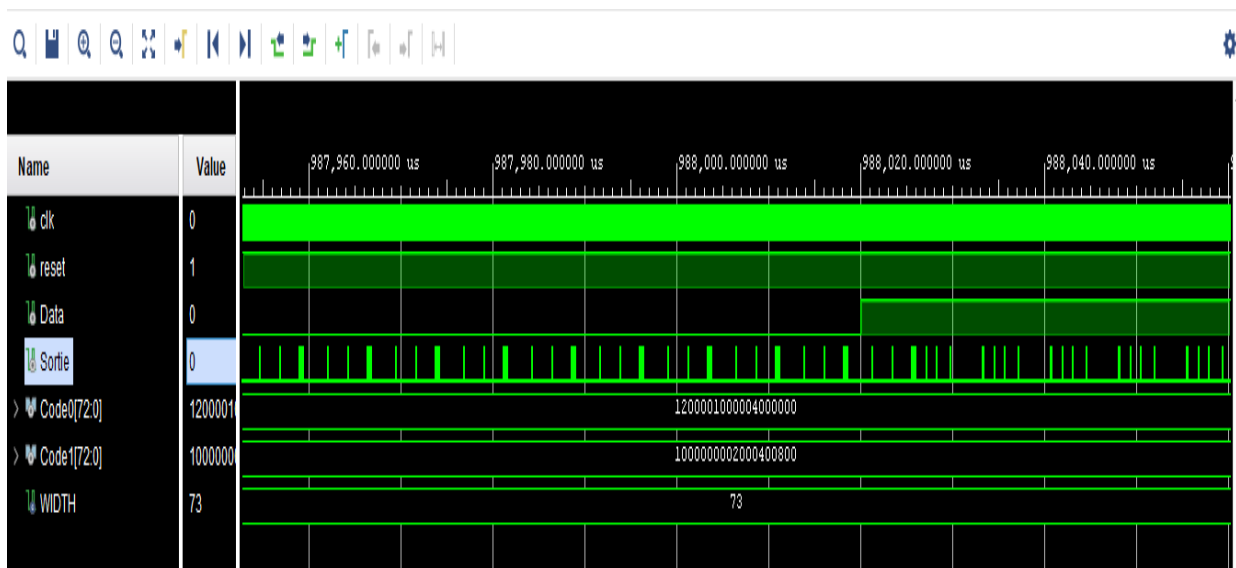
Source File Properties

```

35
36 entity Emetter is
37     GENERIC(WIDTH : integer := 73);
38     Port ( Clk : in STD_LOGIC;
39           Reset : in STD_LOGIC;
40           Code0 : in STD_LOGIC_VECTOR (WIDTH-1 downto 0);
41           Code1 : in STD_LOGIC_VECTOR (WIDTH-1 downto 0);
42           Data : in STD_LOGIC;
43           Sortie : out STD_LOGIC);
44 end Emetter;

```

**Figure IV.13.** Déclaration des signaux de l'entité Emetteur UWB en VHDL.



**Figure IV.14.** Signaux générés et échangés.

## IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, Nous avons proposé un nouveau modèle, qui n'a pas été étudié auparavant, d'une chaîne DS-CDMA-UWB de bout en bout basée sur une famille de code POC construit par la méthode BBID (Déjà expliquée dans le chapitre 3), comme exemple on a utilisé les séquence du code POC (73.4, 1, 1), en considérant le bruit gaussien AWGN le seul imperfection sur le canal de notre système. Des simulations numériques sous la programmation Matlab a été faites ainsi une implémentation hardware d'un émetteur DS-UWB en utilisant une carte FPGA de type ULTRE96 V2 a été réalisée.

## CONCLUSION GENERALE

Dans cette thèse, nous avons proposé une nouvelle approche pour un système DS-CDMA-UWB utilisant une famille de codes pseudo-orthogonaux POC sur un canal AWGN pour un récepteur à corrélation. L'application du code POC offrait une approche entièrement nouvelle et différente de toute autre utilisée auparavant dans la littérature avec le système ultra-large bande. Nous considérons d'abord une séquence aléatoire de 8 bits modélisant l'information utile sous forme de flux binaire limité. Ensuite, nous utilisons deux codes POC sélectionnés pour étaler le spectre, qui est complètement indépendant des séquences de données aléatoires, cette méthode de transmission de données utilise plus de bande passante que nécessaire au transfert traditionnel. Cependant, les séquences POC sont prédéterminées (calculées à l'avance) et attribuées à l'émetteur avant de transmettre le signal DS-UWB. Par ailleurs, Nous avons donné une description complète du système DS-CDMA-UWB, y compris le formalisme de transmission et de réception. Dans cette thèse, nous n'avons pas examiné les interférences multi-utilisateurs (MUI) et les interférences intersymboles (ISI) car ces phénomènes ne sont pas prédominants au sein des systèmes UWB. Le seul phénomène qui imparfait notre système est le bruit AWGN le signal reçu peut être décrit par :  $r(t) = s(t) + n(t)$  où  $s(t)$  est le signal généré par l'émetteur et  $n(t)$  désigne le bruit gaussien additif [reff]. Ce travail nous a permis de présenter et d'analyser une nouvelle approche de réception d'émission basée sur le signal DS-CDMA-UWB sans utiliser les modulations traditionnelles associées aux systèmes UWB comme la modulation d'impulsion PPM, modulation OOK et la modulation BPSK. Seule la chaîne de transmission DS-UWB de bout en bout nous intéresse. Nous avons supprimé la partie modulation sur notre nouvelle approche. Les codes POC sont préconfigurés (calculés à l'avance). Ce travail donne des nouvelles connaissances scientifiques qui n'ont pas été étudié auparavant.

De nos jours, il est facile de réaliser un émetteur-récepteur basé sur des composants tels que les cartes FPGA. Ce notre nouveau schéma de configuration fait une tâche très facile pour rendre UWB plus flexible en termes de temps de transmission et d'intégration matérielle.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] Alan F T Winfield, Owen Holland, " The Application of Wireless Local Area Network Technology ", Article in *Microprocessors and Microsystems* · March 2000.
- [2] Jun Li, Y. Q. Zhao, " The study of wireless local area networks and wireless personal area networks", *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, Jan 2005.
- [3] Liu, K.H.; Cai, L.; Shen, X.S', "Exclusive-region based scheduling algorithms for UWB WP", *IEEE Trans. Wirel. Commun.* 2008, 7, 933–942.
- [4] Li, Z.P.; Kuo, G.S.;" Layered MAC for high-rate UWB WPAN system". In *Proceedings of the IEEE 64th Vehicular Technology Conference*, Melbourne, Australia, 7–10 May 2006.
- [5] Aripin, N.M.; Fisal, N., " Analysis of channel time allocations for MPEG-4 video transmission over UWB WPAN", In *Proceedings of the IEEE Symposium on Industrial Electronics & Applications*, (ISIEA 2009), Kuala Lumpur, Malaysia, 4–6 October 2009; Volume 2, pp. 705–710. J. Clerk Maxwell, *A Treatise on Electricity and Magnetism*, 3rd ed., vol. 2. Oxford: Clarendon, 1892, pp.68-73.
- [6] Bolun Yu; Deqiang Yang; Boning Wang, " Design of UWB Antenna with Double Band-notched in 5G", *IEEE 5th Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC)*, 12-14 March 2021 .
- [7] AfiaMubassira Islam, Emraul Islam Emon, Anis Ahmed, "A Metamaterial Loaded Microstrip Patch Antenna for Lower 5G", *U-NII Spectrum, Mathematical Modelling of Engineering Problems* Vol. 7, No. 4, December, 2020, pp. 556-562 .
- [8] Praveen Tiwari; Praveen Kumar Malik, " Design of UWB Antenna for the 5G Mobile Communication Applications: A Review", *IEEE International Conference on Computation, Automation and Knowledge Management (ICCAKM)*, 9-10 Jan. 2020.
- [9] D.G. Leeper, "A long-term view of short-range wireless", *IEEE Computer*, Volume: 34, Issue: 6, pp. 39–44, Jun 2001.
- [10] S. Elajoumi , A. Tajmouati , J. Zbitou , A. Errkik , A. M. Sanchez , M. Latrachee, "Bandwidth Enhancement of Compact Microstrip Rectangular Antennas for UWB Applications", *TELKOMNIKA Telecommunication Computing Electronics and Control*. 2019; 17(3): 1559-1568
- [11] C. R. Nassar, F. Zhu, and Z. Wu, "Direct Sequence Spreading UWB Systems: Frequency Domain Processing For Enhanced Performance and Throughput in Communications", *ICC'03. IEEE International Conference on*, vol. 3, 2003, pp. 2180–2186.
- [12] B. Hu and N. C. Beaulieu, "Accurate Performance Evaluation of Time Hopping and Direct-Sequence UWB Systems in Mmulti-User Interference", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 6, pp. 1053–1062, 2005.
- [13] Wei Wu; ZhongYue Wu; Wen JiXie, "UWB PPM-TH and PAM-DS System with Time Reversal and Its Improved Solution" , *IEEE 6th International Conference on Information and Automation for Sustainability* 27-29 Sept. 2012.



- [14] Liru Lu; Vimal K. Dubey, "Performance of a Complete Complementary Code-Based Spread-Time CDMA System in a Fading Channel, IEEE Transactions on Vehicular Technology", Volume: 57, Issue: 1 Page(s): 250 - 259, 14 January 2008.
- [15] B. R. Vojcic and R. L. Pickholtz, "Direct-Sequence Code Division Multiple Access for Ultra-Wide Bandwidth Impulse Radio, Military Communications", MILCOM 2003. IEEE, Volume: 2, pp. 898–902, October 2003.
- [16] Ashutosh Gupta; Lala Bhaskar, "Performance Analysis of Different PN Sequence and Orthogonal Spreading Sequences in DS-SS", IEEE 5th International Conference - Confluence the Next Generation Information Technology Summit , 25-26 Sept. 2014.
- [17] Chung, H.; Kumar, P.V, "Optical orthogonal codes-new bounds and an optimal construction", Information Theory, IEEE Transactions on, Vol.36, Iss.4, Jul 1990, Pages: 866-873.
- [18] J. R. Pierce, A. L. Hopper, "Non synchronous time division with holding and with random sampling", Proc. of the IRE, vol. 40, pp. 1079-1088, Sept. 1952.
- [19] G. F. Ross, Lexington, and Mass, "Transmission and Reception System for Generating and Receiving Base-Band Duration Pulse Signals without Distortion for Short Base-Band Pulse Communication System", Unite States Patent, pp. 912–914, 1973
- [20] P. I. Withington and L. Fullerton, "An impulse radio communications system", International Conference on UWB, Short Pulse Electromagnetic, pp. 113 – 120, 1992.
- [21] Commission, F.C. (2002) Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding, "Ultra-Wideband Transmission Systems", First Report and Order. ET Docket 98-153, FCC 02-48, 100-118.
- [22] M.Z. Win, R.A. Scholtz, "Impulse Radio", Invited Paper, In Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Helsinki, Finland, 1997, pp. 245-257.
- [23] A.F. Molisch, J. Foerster, "Channel models for Ultra wide band personal area networks", IEEE Wireless Communications, Vol. 10, No. 6, pp. 14-21, December 2003.
- [24] IEEE, "IEEE 802.15 WPAN High Rate Wave Alternative PHY Task Group 3a (TG3a)", IEEE Task Group, <http://www.ieee802.org/15/pub/TG3a.html>.
- [25] IEEE Std 802.15.4a TM-2007 , Part 15.4 "Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) ".
- [26] K. Siwiak and D. McKeown, "Ultra-Wideband Radio Technology", John Wiley & Sons, 2004.
- [27] P. Pagani, " Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte Ultra Large Bande", Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, France, 2005.
- [28] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Ultra-wide bandwidth time-hopping spread spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications", IEEE Transactions on Communications, vol. 48, no. 4, pp. 679–689, 2000.
- [29] A. F. Molisch, K. Balakrishnan, D. Cassioli, C.-C. Chong, S. Emami, A. Fort, J. Karedal, J. Kunisch, H. Schantz, U. Schuster et K. Siwiak, IEEE 802.15.4a channel model - final report . IEEE P802.15-04/0662, Novembre 2004.
- [30] ECMA, "Standard ECMA-368 , "High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard", December 2005.

- [31] Md. Sakhawat Hossen , A. F. M. Sultanul Kabir , Razib Hayat Khan and Abdullah Azfar , "Interconnection between 802.15.4 Devices and IPv6: Implications and Existing Approaches", *IJCSI International Journal of Computer Science Issues*, Vol. 7, Issue 1, No. 1, January 2010.
- [32] Das "Performance Enhancement of Ultra Wideband WPAN using narrowband interference mitigation techniques", Department of Electrical Engineering National Institute of Technology, Rourkela, India, August 2010.
- [33] Antoine Stephan, " Resource Allocation Strategies and Linear Precoded OFDM Optimization for Ultra-Wideband Communications", Signal and Image processing. INSA de Rennes, 2008.
- [34] "Ultra Wide Band Pulse Communications", Front Cover. Tomaso Erseghe. 2001 - 144 pages
- [35] Faranak Nekoogar; "Ultra-Wideband Communications: Fundamentals and Applications", Prentice Hall, 2005.
- [36] I. Opperman, JariIinatti, MattiHćamćalćainen, "UWB Theory and Applications", The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex PO 19 8SQ, England, Wiley 2004.
- [37] H.S.Hamid, M.S.Mohammed , M.I Mustafa, "Design Low Power Detection QPSK-Transceiver for UWB", 3rd International Conference on Sustainable Engineering Techniques, IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering 881,2020.
- [38] J.R. Foerster; "The performance of a direct-sequence spread ultrawideband system in the presence of multipath, narrowband interference, and multiuser interference", *IEEE Conf. Ultra Wideband Systems and Technologies*, May 2002, pp. 87-91.
- [39] M.Z. Win, R.A. Scholtz; "Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 4, April 2000, pp. 679-689.
- [40] Nguyen Thi Huyen, Pham Thanh Hiep, "Proposing Adaptive PN Sequence Length Scheme for Testing Non-Destructive Structure Using DS-UWB" , 2019 3rd International Conference on Recent Advances in Signal Processing, Telecommunications & Computing (*SigTelCom*), *IEEE conf*, 21-22 March 2019.
- [41] Elabboubi, F. Elbahhar, M. Heddebaut, and Y. Elhillali, "Com-parison of UWB modulations over Nakagami-m Fading channels with Path-loss for an energy application", in *Proc. IEEE Int. Conf. Ultra-Wideband ICUWB 2014*, Paris, france, 2014, pp. 427{432, 2014.
- [42] F. Molisch, "Ultra wide band propagation channels-theory, measurement, and modeling", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, n° 5, pp. 1528 – 1545, Sept2005.
- [43] Y. Zhao, et al., "FDTD characterization of UWB indoor radio channel including frequency dependent antenna directivities", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 191 – 194, 2007.
- [44] Batra, J. Balakrishnan, G.R. Aiello, J.R. Foerster, A. Dabak; "Design of a Multiband OFDM System for Realistic UWB Channel Environments", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 9, Sept. 2004, pp. 2123-2138.
- [45] Saleh and R. Valenzuela, "A statistical model for indoor b multipath propagation," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 5, pp. 128-137, Feb. 1987.

- [46] G. L. TURIN, F. D. CLAPP; T. L. JHON-STON; S. B. FINE and D. LAVRY, "A statistical model of urban multipath propagation", IEEE Trans. on Vehicular Technology Conference VT-21, 1972, pp. 1-9.
- [47] Athanasios Papoulis, "Probability, Random Variables and Stochastic Processes", Electrical Engineering. Communications and Signal Processing. McGraw-Hill, 3rd edition, pp. 290, 1991.
- [48] J. Foerster; "Channel Modeling Sub-committee Report Final," <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2003/Mar03/02490r1P802-15SG3a-Channel-Modeling-Subcommittee-Report-Final.zip>.
- [49] F. Molisch, J. R. Foerster, M. Pendergrass; "Channel models for ultrawideband personal area networks", IEEE Wireless Communications, vol. 10, no. 6, Dec. 2003, pp. 14-21.
- [50] Khalid EL GHOLAMI, Maleh Yassine, "The IEEE 802.15.4 Standard in Industrial Applications: A Survey", article in Journal of Theoretical and Applied Information Technology, August 2021.
- [51] Andreas F. Molisch, Kannan Balakrishnan, Dajana Cassioli IEEE 802.15.4a channel model - final report <https://www.ieee802.org/15/pub/04/15-04-0662-01-004a-channel-model-final-report-r1.pdf>.
- [52] Gabriella M. Di Benedetto, G. Giancola, "Understanding Ultra Wide Band Radio Fundamentals", Prentice Hall communication Engineering. 2004.
- [53] Mielczarek, M. Wessman, A. Svensson, "Performance of Coherent UWB Rake Receivers using different Channel Estimators," IWUWBS 2003, June 2003.
- [54] Abu-Rgheff, Mosa Ali , "Introduction to CDMA Wireless Communications", Academic Press, ISBN 978-0-7506-5252-0, 2007.
- [55] Hsiao-Hwa Chen, " The Next Generation CDMA Technologies", Wiley; 1st edition (September 4, 2007)
- [56] Jhong Sam Lee , Leonard E. Miller, "Cdma Systems Engineering Handbook" Artech House Publishers (1 novembre 1998).
- [57] J.A. Salehi and C.A. Brackett, " Code Division Multiple-Access Techniques in Optical Fiber Networks-Part I: Fundamental principles", *IEEE Trans. on Comm.*, 8(37) :824– 833, Aug. 1989.
- [58] A. Stok, E.H Sargent, "the role of optical CDMA in access Network", IEEE Magazine sept2002, pp 83-87.
- [59] Jawad.A.Salehi, "Code division multiple-Access techniques in optical fiber networks -Part I: Fundamental principles", IEEE Transactions on Communications, vol. 37, pp.824-833, Aug. 1989.
- [60] J.A. Salehi, " Emerging Optical Code Division Multiple Access Communications Systems ",*IEEE Network*, vol. 3, no. 2, pp. 31-39, mars 1989.
- [61] Jawad. A.Salehi, F. R. K. Chung, and V. K. Wei, "Optical orthogonal codes: Design, analysis, and applications", IEEE Transactions on Information theory, vol. 35, pp. 595- 605, Mai 1989.
- [62] A.A. Shaar, P.A.Davies, " Prime Sequences : quasi-optimal sequences for OR channel code division multi-plexing ", *Electronic Letters*, , pp. 880-890,1981.

- [63] SM Johnson , "A new upper bound for error-correcting codes ", IRE Transactions on Information Theory, vol IT-8, pp 203-207, April 1962
- [64] N. M. Saad, "Contribution à l'étude de l'application de la technique CDMA aux systèmes de transmission optique ", Thèse, Université de Limoges (2005).
- [65] K.Biteur, M.Kandouci, "Successive Interference Cancellation Receiver (SIC) in DS-OCDMA System", in *proc. IEEE Conf. on Microelectronics (ICM)* 16-20 Dec. 2012.
- [66] Guu-Chang Yang, Wing C. Kwong , " Prime Codes with Applications to Optical and Wireless Networks », Artech House Publishers (février 2002).
- [67] T. Sarkar, A. Ghosh, S.Chakraborty , L. L. Kumar Singh, "A new insightful exploration into a low profile ultra-wide-Band (UWB) Micro strip Antenna for DS-UWB Applications", *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*,2021.
- [68] Ali Jassim, "Performances of multiuser interference using pulse amplitude modulation with time hopping for Ultra Wideband", *International Journal of Electronics, Communication& Instrumentation Engineering Research and Development (IJEICERD)*, Vol. 6, Issue 4, Aug 2016.
- [69] I. Čuljak, Ž.LučevVasić, H.Mihaldinec, and H. Džapo, "Wireless Body Sensor Communication Systems Based on UWB and IBC Technologies: State-of-the-Art and Open Challenges", *Sensors journal*, Jun 2020.
- [70] A Ramesha, A Nareshb ,N V SeshagiriRaoc, "Technique for Reduction of Inters Symbol Interference in UWB", *International Conference on Emerging Trends in Engineering, Science and Technology(ICETEST)*, 2015.
- [71] S. Im and E. J. Powers, "An algorithm for Estimating Signal to Noise Ratio of UWB Signals", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 5, pp. 1905–1908, 2005.
- [72] L. Bo, Q.-z. LIU, Z.-d. YIN, and Z.-l. WU, " A Novel SNR Estimator for DS-UWB Wireless Sensor Network", *DEStech Transactions on Computer Science and Engineering*, no. cmee, 2017.
- [73] F. Ramirez-Mirles, "On the Performance of Ultra Wideband Signals in Gaussian Noise and Dense Multipath", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 50, no. 1, pp. 244- 249, Jan. 2001.
- [74] Md. Anwarul Azim; Hafizal Mohammad , " Direct Sequence Ultra Wide band System Design for Wireless Sensor Network", *IEEE Explorer* 13-15 May 2008.
- [75] L Sneler, TMatic, I Galic, "Evaluation of UWB Wireless Sensor Network Based on Transmitted Reference Integral Pulse Frequency Modulator", *IEEE Zooming Innovation in Consumer Technologies Conference (ZINC)*,2018.
- [76] C Thomos, G Kalivas, "FPGA-Based Architecture of a DS-UWB Channel Estimator and RAKE Receiver Employing a Hybrid Selection Scheme", *IEEE conf 17th International Conference on Telecommunications*, 2010.
- [77] M. Cervetto, E. Marchi, C.G. Galarza, "A Fully Configurable SoC-Based IR-UWB Platform for Data Acquisition and Algorithm Testing", *IEEE Embedded Systems Letters*, 2021.
- [78] "Introduction to FPGA Circuits", Arnaud Tisserand Ecole ARCHI ´ Col-de-Porte, Is`ere March 25–29th 2013.

[79] Knitel, S.Mayer and C.Rothlaender, " integrating Logic Analyzer Functionality into VHDL Designs" In 2008 International Conference On reconfigurable computing and FPGAs, pages 127-132, Cancun Mexico ,Dec.2008.

[80] <https://www.xilinx.com/products/boards-and-kits/1-vad4rl.html>

**ANNEXE A** (schémas fonctionnel de notre Emetteur DS-CDMA-UWB)

