

การวิเคราะห์สมรรถนะของชุดโค-เคโอติก โทม-ฮอปป์บิงค์ อัลตรา-ไวด์แบนด์
โดยมีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

PERFORMANCE ANALYSIS OF COH-LWB WITH IMPULSIVE NOISE

ปิยะพันธ์ คงเสถียร
PIYAPAN KONGSET

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การวิเคราะห์สมรรถนะของชุด-เคโอติก ไทม์-ฮอปปีงก์ อัลตรา-ไวด์แบนด์
โดยมีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

PERFORMANCE ANALYSIS OF PCTH-UWB WITH IMPULSIVE NOISE



ปิยะพันธ์ คงเศรษฐ

PIYAPAN KONGSET

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 74443
วัน,เดือน,ปี..... - 1 ต.ค. 2550

b. 118 2161x
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2550

COPYRIGHT 2007

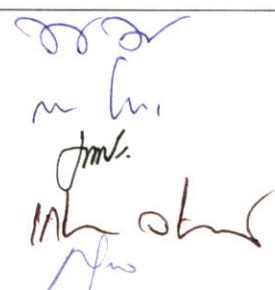
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การวิเคราะห์สมรรถนะของ ซูโด-เคไอตีด ไทย-ฮอปปีงค์ อัลตรา-ไวด์แบนด์
โดยมีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์
Performance Analysis of PCTH-UWB with Impulsive Noise

นักศึกษา นายปิยะพันธ์ กงเศรษฐ
รหัสประจำตัว 48060935
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.สุวิพล สิริธิชีวะภาค

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.พิเชฐ	ม่วงนวล	
รศ.สมยศ	จุมณะปิยะ	
รศ.ดร.ประยุทธ์	อัครเอกพาลี	
ผศ.เกรียงไกร	วงศ์โรจนกรณ์	
รศ.ดร.สุวิพล	สิริธิชีวะภาค	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 22 พฤษภาคม 2550 เวลา 11.30-13.30 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-404)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ดร.จารุวัตร เจริญสุข)
คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่ 30 เดือน พฤษภาคม พ.ศ. 2550

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์สมรรถนะของซูโด-เคโอดิก ไทม์-ฮอปปีงก์ อัลตรา- ไวด์แบนด์โดยมีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์
นักศึกษา	นายปิยะพันธ์ คงเศรษฐ
รหัสประจำตัว	48060935
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2550
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.สุวิมล สิริชีวะภาค

บทคัดย่อ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แสดงสมรรถนะของซูโด-เคโอดิก ไทม์-ฮอปปีงก์ (PCTH) ซึ่งซูโด-เคโอดิก ไทม์-ฮอปปีงก์นี้เป็นวิธีหนึ่งของอัลตรา-ไวด์แบนด์ ที่ประกอบด้วยตัวเข้ารหัสเคโอดิก และการมอดูเลทโดยตำแหน่งพัลส์ (PPM) โดยใช้ช่องสัญญาณการสื่อสารไร้สายภายในอาคาร สำหรับอัลตรา-ไวด์แบนด์และมีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ (Impulsive noise) โดยใช้การสื่อสารแบบจุดต่อจุดสำหรับการสื่อสารไร้สายภายในอาคารและได้เปรียบเทียบผลกระทบจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ในการทดลองนี้ได้ใช้รูปแบบของ Bernoulli-Gaussian ในการจำลองสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ และได้แสดงผลในรูปของอัตราบิดผิดพลาดเปรียบเทียบกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

Thesis Title	Performance Analysis of PCTH-UWB with Impulsive Noise
Student	Mr. Piyapan Kongset
Student ID.	48060935
Degree	Master
Program	Telecommunications Engineering
Year	2007
Thesis Advisor	Suvepon Sitthichivapak

ABSTRACT

In this thesis, the performance of Pseudo-Chaotic Time-Hopping (PCTH) is presented. Pseudo-Chaotic Time-Hopping is one of the possible modulation method of Ultra-wideband communication which combines Pseudo-Chaotic encoder and Pulse Position Modulation (PPM) scheme. The investigation is focused on wireless indoor communication channel for Ultra-wideband interfered with impulsive noise. The study here is based on point-to-point transmission of wireless indoor communication channel with the effect of the impulsive noise. Bernoulli-Gaussian-typed impulsive noise is modeled in this study. The results are shown in bit-error rate compared to signal-to-noise ratio.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	1
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	2
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	4
2.1 อัลตรา-ไวด์แบนด์ (UWB).....	4
2.1.1 ประวัติความเป็นมาของอัลตรา-ไวด์แบนด์.....	4
2.1.2 หลักการของอัลตรา-ไวด์แบนด์.....	4
2.1.3 ข้อกำหนดของ FCC.....	5
2.2 ชูโค-เคโอดิก ไทม์-ฮอปปีงก์ อัลตรา-ไวด์แบนด์.....	7
2.2.1 การสื่อสารแบบชูโค-เคโอดิก ไทม์-ฮอปปีงก์.....	7
2.2.2 รูปคลื่นพัลส์วงรอบเดี่ยวแบบเกาส์ (Gaussian Mono Cycle Pulse).....	9
2.2.3 การเข้ารหัสและถอดรหัสชูโค-เคโอดิก ไทม์-ฮอปปีงก์.....	10
2.2.4 การตรวจจับพลังงาน (Energy Detection).....	12
2.3 สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ (Impulsive Noise).....	12
2.3.1 สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์.....	13
2.3.2 โมเดลสำหรับสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์.....	15
2.3.3 Bernoulli-Gaussian โมเดลสำหรับสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์.....	16

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.4 ช่องสัญญาณสำหรับการสื่อสารไร้สายภายในอาคาร.....	17
2.4.1 ช่องสัญญาณมัลติพาท (Multipath Channels).....	17
2.4.2 โมเดลช่องสัญญาณสำหรับอัลตรา-ไวด์แบนด์.....	18
บทที่ 3 การจำลองแบบสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์.....	21
บทที่ 4 การจำลองแบบช่องสัญญาณสำหรับการสื่อสารไร้สายภายในอาคาร.....	26
บทที่ 5 การจำลองแบบการสื่อสารแบบซูโค-เค โอติก ไทม์-ฮอปปีงค์ อัลตรา-ไวด์แบนด์.....	31
5.1 การออกแบบภาคส่ง.....	31
5.1.1 การออกแบบตัวเข้ารหัส แบบซูโค-เค โอติก.....	31
5.1.2 การออกแบบรูปคลื่นพัลส์วงรอบเดียวแบบเกาส์.....	33
5.2 การออกแบบภาครับ.....	33
บทที่ 6 ผลการทดลอง.....	42
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	56
เอกสารอ้างอิง.....	57
ภาคผนวก.....	60
ภาคผนวก ก. โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองแบบช่องสัญญาณ.....	61
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	66
ประวัติผู้เขียน.....	75

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 มาตรฐาน EIRP ที่ FCC กำหนดให้ใช้สำหรับการใช้งานอัลตรา-ไวด์แบนด์.....	7
2.2 ตัวอย่างตารางคุณสมบัติของช่องสัญญาณ.....	20
2.3 ตัวอย่างตารางพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ.....	20
4.1 คุณสมบัติของช่องสัญญาณสำหรับการสื่อสารไร้สายภายในอาคาร.....	27
4.2 พารามิเตอร์ของช่องสัญญาณสำหรับการสื่อสารไร้สายภายในอาคาร.....	27

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ประวัติความเป็นมาของอัลตรา-ไวด์แบนด์.....	4
2.2 รูปคลื่นพัลส์แสดงช่วงเวลา T_{on} และ T_{off}	5
2.3 FCC กำหนดมาตรฐานสำหรับการสื่อสารภายในอาคารของระบบอัลตรา-ไวด์แบนด์.....	5
2.4 FCC กำหนดมาตรฐานสำหรับการสื่อสารภายนอกอาคารของระบบอัลตรา-ไวด์แบนด์.....	6
2.5 FCC กำหนดมาตรฐานเกี่ยวกับภาพของระบบอัลตรา-ไวด์แบนด์.....	6
2.6 FCC กำหนดมาตรฐานสำหรับเรด้าของยานพาหนะของระบบอัลตรา-ไวด์แบนด์.....	7
2.7 เบนร์นูลิชิฟแมป.....	8
2.8 เต็นท์แมป (Tent map).....	8
2.9 ระบบการสื่อสารแบบ ซูโค-เคโอดิก ไทม์-ฮอปปีงก์ อัลตรา-ไวด์แบนด์.....	9
2.10 รูปคลื่นพัลส์วงรอบเดียวแบบเกาส์.....	9
2.11 ความหนาแน่นกำลังงานของรูปคลื่นพัลส์วงรอบเดียวแบบเกาส์.....	10
2.12 เครื่องรับแบบใช้การตรวจจับพลังงานสำหรับอัลตรา-ไวด์แบนด์.....	12
2.13 (a) พัลส์หนึ่งหน่วย (b) พัลส์ที่กลายเป็นอิมพัลส์ $\Delta \rightarrow 0$ (c) แลบลกำลังงานของอิมพัลส์.....	13
2.14 (a) อิมพัลส์ในทางอุดมคติ (b) และ (c) พัลส์ที่มีช่วงเวลาแคบ.....	14
2.15 รูปแบบของผลตอบสนองอิมพัลส์ในระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น.....	15
2.16 บล็อกไดอะแกรมของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์.....	15
2.17 ช่องสัญญาณมัลติพาท.....	17
2.18 รูปการเชื่อมกำลังงานเฉลี่ยแบบ Exponential ของคลัสเตอร์และรังสีในคลัสเตอร์.....	19
3.1 ลักษณะการเกิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่มีผลต่อการสื่อสารแบบอัลตรา-ไวด์แบนด์.....	21
3.2 บล็อกไดอะแกรมของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์แบบ Bernouli-Gaussian.....	22
3.3 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองอิมพัลส์.....	22
3.4 ลำดับของการจำลองแบบสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์.....	23
3.5 Histogram ของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์โดย $\alpha = 1, 0.1, 0.01$ และ 0.001	24
3.6 ลำดับรูปสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์.....	25
4.1 แผนผังอาคารที่ใช้ในการวัดผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ.....	26
4.2 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบ LOS	27
4.3 กำลังงานของช่องสัญญาณแบบ LOS.....	28
4.4 สัญญาณภาครับ โดยผ่านช่องสัญญาณแบบ LOS.....	28

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.5 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบ NLOS	29
4.6 กำลังงานของช่องสัญญาณแบบ NLOS.....	30
4.7 สัญญาณภาครับโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ NLOS.....	30
5.1(ก) ระบบการสื่อสารแบบซูด-เค โอติก โทม์-ฮอปปีงค์ อัลตรา-ไวด์แบนด์.....	31
5.1(ข) บล็อกไดอะแกรมตัวเข้ารหัส PCTH-UWB.....	32
5.2 เฟรมโทม์ของอัลตรา-ไวด์แบนด์โดยมอดูเลทแบบ 2-PPM.....	33
5.3 บล็อกไดอะแกรมภาครับของ PCTH-UWB โดยการตรวจจับพลังงาน.....	34
5.4 ไดอะแกรมของสัญญาณ ณ จุดต่างๆของภาครับโดยการมอดูเลทแบบ 2-PPM.....	34
5.5 ไดอะแกรมของสัญญาณ ณ จุดต่างๆของภาครับโดยการมอดูเลทแบบ 4-PPM.....	35
5.6 ลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ LOS มอดูเลทแบบ 2-PPM, $\gamma=1$, $\alpha=0.1$ ที่ $E_b/N_o=30\text{dB}$	36
5.7 ลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ LOS มอดูเลทแบบ 2-PPM, $\gamma=1$, $\alpha=0.01$ ที่ $E_b/N_o=30\text{dB}$	36
5.8 ลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ LOS มอดูเลทแบบ 2-PPM, $\gamma=1$, $\alpha=0.001$ ที่ $E_b/N_o=30\text{dB}$	37
5.9 ลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ LOS มอดูเลทแบบ 4-PPM, $\gamma=1$, $\alpha=0.1$ ที่ $E_b/N_o=30\text{dB}$	37
5.10 ลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ LOS มอดูเลทแบบ 4-PPM, $\gamma=1$, $\alpha=0.01$ ที่ $E_b/N_o=30\text{dB}$	38
5.11 ลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ LOS มอดูเลทแบบ 4-PPM, $\gamma=1$, $\alpha=0.001$ ที่ $E_b/N_o=30\text{dB}$	38
5.12 ลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ NLOS มอดูเลทแบบ 2-PPM, $\gamma=1$, $\alpha=0.1$ ที่ $E_b/N_o=30\text{dB}$	39
5.13 ลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ NLOS มอดูเลทแบบ 2-PPM, $\gamma=1$, $\alpha=0.01$ ที่ $E_b/N_o=30\text{dB}$	39
5.14 ลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ NLOS มอดูเลทแบบ 2-PPM, $\gamma=1$, $\alpha=0.001$ ที่ $E_b/N_o=30\text{dB}$	40

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.15 ลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ NLOS มอดูเลทแบบ 4-PPM, $\gamma=1$, $\alpha=0.1$ ที่ $E_b/N_o=30\text{dB}$	40
5.16 ลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ NLOS มอดูเลทแบบ 4-PPM, $\gamma=1$, $\alpha=0.01$ ที่ $E_b/N_o=30\text{dB}$	41
5.17 ลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ NLOS มอดูเลทแบบ 4-PPM, $\gamma=1$, $\alpha=0.001$ ที่ $E_b/N_o=30\text{dB}$	41
6.1 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ LOS และ $\gamma=0.1$	42
6.2 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ LOS และ $\gamma=1$	43
6.3 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ LOS และ $\gamma=10$	43
6.4 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ NLOS และ $\gamma=0.1$	44
6.5 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ NLOS และ $\gamma=1$	45
6.6 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ NLOS และ $\gamma=10$	45
6.7 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลทแบบ 2-PPM และ $\alpha=0.5$	46
6.8 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลทแบบ 2-PPM และ $\alpha=0.05$	46
6.9 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลทแบบ 2-PPM และ $\alpha=0.005$	47
6.10 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลทแบบ 2-PPM และ $\alpha=0.0005$	47
6.11 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลทแบบ 4-PPM และ $\alpha=0.5$	48
6.12 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลทแบบ 4-PPM และ $\alpha=0.05$	49
6.13 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลทแบบ 4-PPM และ $\alpha=0.005$	49
6.14 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลทแบบ 4-PPM และ $\alpha=0.0005$	50
6.15 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลโดยผ่านช่องสัญญาณที่ไม่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์.....	51
6.16 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ LOS เปรียบเทียบกับ ช่องสัญญาณที่ไม่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์.....	51
6.17 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ NLOS เปรียบเทียบ ช่องสัญญาณที่ไม่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์.....	52
6.18 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ LOS มีการมอดูเลทแบบ 2-PPM และ $\gamma=1$ เปรียบเทียบระหว่าง $T_r=10\text{ns}$ และ $T_r=25\text{ns}$	52

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.19 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ NLOS มีการมอดูเลทแบบ 2-PPM และ $\gamma=1$ เปรียบเทียบระหว่าง $T_s=10\text{ns}$ และ $T_s=25\text{ns}$	53
6.20 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ LOS มีการมอดูเลทแบบ 4-PPM และ $\gamma=1$ เปรียบเทียบระหว่าง $T_s=10\text{ns}$ และ $T_s=25\text{ns}$	53
6.21 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ NLOS มีการมอดูเลทแบบ 4-PPM และ $\gamma=1$ เปรียบเทียบระหว่าง $T_s=10\text{ns}$ และ $T_s=25\text{ns}$	54
6.22 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลทแบบ 2-PPM และ $\gamma=1$ เปรียบเทียบช่องสัญญาณ โดยช่องสัญญาณเท่ากับหนึ่ง (Ch=1), LOS และ NLOS.....	54

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันการระบบสื่อสารไร้สายได้ถูกพัฒนาอย่างต่อเนื่อง อัลตรา-ไวด์แบนด์ (UWB) ก็ได้กำลังมีการพัฒนาด้วยเช่นกันเพื่อที่จะใช้ในการสื่อสารไร้สายในระยะทางใกล้ (WPAN; Wireless Personal Area Network) และมีอัตราเร็วของข้อมูลที่สูง ลักษณะของรูปคลื่นสำหรับอัลตรา-ไวด์แบนด์จะเป็นลักษณะแบบคลื่นวิทยุแบบอิมพัลส์ ดังนั้นการสื่อสารแบบนี้จึงเป็นสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ (Impulsive Noise) ด้วยเช่นกัน จึงได้ศึกษาผลกระทบจากการแทรกสอดจากอัลตรา-ไวด์แบนด์ด้วยกัน สำหรับการสื่อสารแบบอัลตรา-ไวด์แบนด์ รวมทั้งผลกระทบจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่เกิดมาจากแหล่งจ่ายอื่นๆเช่น มอเตอร์ไฟฟ้า หลอดไฟ หรืออุปกรณ์ไฟฟ้าที่สามารถแพร่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กที่มีลักษณะแบบอิมพัลส์ได้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้มุ่งหวังเพื่อศึกษาผลกระทบจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่มีผลต่อการสื่อสารแบบอัลตรา-ไวด์แบนด์ที่ใช้การมอดูเลทโดยตำแหน่งพัลส์ (PPM; Pulse Position Modulation) ที่ใช้สื่อสารภายในอาคารแบบ LOS (Line of sight) และ NLOS (Non line of sight) โดยศึกษาผลจากอัตราการเกิดของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ และอัตราส่วนกำลังงานเทียบกับสัญญาณรบกวนขาวแบบบวก (AWGN; Additive White Gaussian Noise) ที่มีผลต่ออัตราผิดพลาด (BER; Bit Error Rate) ของข้อมูล

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

การสื่อสารแบบจุดต่อจุด (Peer-to-Peer) ย่อมมีผลกระทบจากสัญญาณรบกวนจากภายนอกที่แทรกสอด (Interference) เข้ามา เนื่องจากอัลตรา-ไวด์แบนด์เป็นการสื่อสารที่ใช้ช่วงความถี่ที่สูงตามมาตรฐาน IEEE802.15.3a ใช้ช่วงความถี่ 3.1GHz ถึง 10.6GHz ดังนั้นลักษณะรูปคลื่นของอัลตรา-ไวด์แบนด์จะคล้ายกับสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้รูปคลื่นพัลส์วงรอบเดี่ยว (Gaussian Monocycle Pulse) และการตรวจจับสัญญาณจะใช้การตรวจจับพลังงานในการตรวจจับคลื่นสัญญาณอัลตรา-ไวด์แบนด์ที่ส่งผ่านช่องสัญญาณ ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้ช่องสัญญาณที่มีการจางหายหลายวิถี (Multi Path Fading) ที่ใช้ในการสื่อสารภายในอาคาร

(Indoor Communication) ดังนั้นสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่เข้ามาในระบบจะมีผลกระทบโดยตรงกับเครื่องรับที่ใช้การตรวจจับพลังงาน

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

การเข้ารหัสข้อมูลเพื่อส่งข้อมูลนั้นมีความจำเป็นมากสำหรับการสื่อสารที่ต้องการให้ข้อมูลมีความลับ ดังนั้นชูโค-เคโอดิก ไทม์-ฮอปปีงค์ (PCTH) จึงเป็นการเข้ารหัสที่ได้ใช้ในงานวิจัยครั้งนี้ ปัจจุบันนี้ที่มีใช้สำหรับการสื่อสารอัลตรา-ไวด์แบนด์จะใช้สัญญาณสุ่มเทียม (PN; Pseudo Random Noise) ในการจับตำแหน่งพัลส์ของการมอดูเลทโดยตำแหน่งพัลส์แต่สำหรับชูโค-เคโอดิก ไทม์-ฮอปปีงค์นี้มีข้อดีตรงที่สามารถถอดรหัสโดยใช้การถอดรหัสแบบ Viterbi Algorithm ได้เนื่องจากการเข้ารหัสนี้จะคล้ายกับการเข้ารหัส แบบรหัสคอนโวลูชัน

1.5 ขอบเขตการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่มีผลกระทบต่อระบบการสื่อสารแบบอัลตรา-ไวด์แบนด์โดยแสดงผลในรูปของอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลโดยรูปแบบของช่องสัญญาณเป็นแบบการสื่อสารภายในอาคารแบบ LOS และ NLOS และกำหนดช่องสัญญาณเป็นแบบ Slow fading และกำหนดให้เป็นการสื่อสารแบบซอดคล็อกกัน (Synchronize) ระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่งและใช้การสื่อสารแบบจุดต่อจุด บนมาตรฐาน IEEE802.15.3a เพื่อมุ่งเน้นไปใช้งานในการสื่อสารไร้สายในระยะทางใกล้

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 7 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัยและขั้นตอนของการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัยเกี่ยวกับ อัลตรา-ไวด์แบนด์ ชูโค-เคโอดิก ไทม์-ฮอปปีงค์ สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ และช่องสัญญาณสำหรับการสื่อสารไร้สายภายในอาคาร

บทที่ 3 กล่าวถึงการจำลองแบบสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ขั้นตอนและพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการจำลองแบบ

บทที่ 4 กล่าวถึงการจำลองแบบช่องสัญญาณสำหรับการสื่อสารไร้สายภายในอาคาร ใช้ Saleh-Valenuela โมเดลสำหรับการจำลองแบบช่องสัญญาณแบบ LOS และ NLOS โดยใช้ผลการวัดช่องสัญญาณการสื่อสารภายในอาคารของอินเทล

บทที่ 5 กล่าวถึงการจำลองแบบการสื่อสารแบบซูด-เคโอดิก ไทม์-ฮอปปีงก์ อัลตรา-ไวด์แบนด์ แสดงขั้นตอนการต่างๆของการเข้ารหัสและถอดรหัสตลอดการออกแบบการเข้ารหัสการออกแบบรูปแบบพัลส์ที่ใช้ในการส่งข้อมูล

บทที่ 6 เป็นผลการทดลองที่ได้จากการจำลองแบบจาก MATLAB แสดงผลการทดลองของการสื่อสาร โดยปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ต่างๆเพื่อเปรียบเทียบผลกระทบจากการเกิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์เข้ามาในระบบการสื่อสารแบบซูด-เคโอดิก ไทม์-ฮอปปีงก์ อัลตรา-ไวด์แบนด์ และแสดงผลในรูปแบบของอัตราบิตผิดพลาดของข้อมูล (BER) เทียบกับ E_b / N_0

บทที่ 7 กล่าวถึงสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะจากผลที่ได้จากการทดลองในบทที่ 6

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

การสื่อสารอัลตรา-ไวด์แบนด์ [1] กำลังได้รับการพัฒนาอย่างต่อเนื่องตั้งแต่นั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ทำการค้นคว้าวิจัยเพิ่มเติมเกี่ยวกับการสื่อสารอัลตรา-ไวด์แบนด์ สำหรับส่วนนี้จะเป็นการกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการวิจัยเรื่องของซูโค-เค โอติก อัลตรา-ไวด์แบนด์ที่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

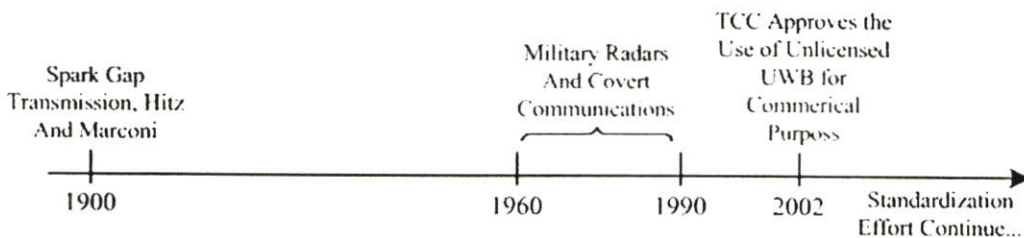
2.1 อัลตรา-ไวด์แบนด์ (UWB)

2.1.1 ประวัติความเป็นมาของอัลตรา-ไวด์แบนด์

การสื่อสารอัลตรา-ไวด์แบนด์เป็นการสื่อสารที่แตกต่างจากการสื่อสารแบบอื่นเนื่องจากใช้รูปคลื่นพัลส์ที่แคบมากๆ หรือน้อยกว่าประมาณ 1 นาโนวินาที ในการสื่อสารระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่ง

การสื่อสารอัลตรา-ไวด์แบนด์ไม่ได้เป็นเทคโนโลยีใหม่ในความจริงได้เริ่มใช้ครั้งแรกเมื่อปี ค.ศ. 1901 Guglielmo Marconi ใช้เพื่อส่งรหัสมอร์สข้ามมหาสมุทรแอตแลนติก ประมาณ 50ปีหลังจาก Marconi ได้มีการพัฒนามาใช้กับทางทหารในรูปแบบของเรดาร์และปี 1960-1990 เทคโนโลยีนี้ได้ถูกใช้ในทางทหารในหน่วยงานต่อสู้เพื่อป้องกันตัว

ไม่นานมานี้ได้มีความสนใจเชิงพาณิชย์ของอัลตรา-ไวด์แบนด์เริ่มต้นด้วย FCC ได้อนุญาตให้ใช้อัลตรา-ไวด์แบนด์ในเชิงพาณิชย์ได้ในเดือนกุมภาพันธ์ 2002



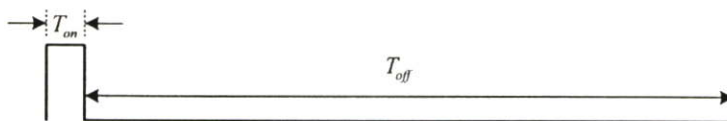
รูปที่ 2.1 ประวัติความเป็นมาของอัลตรา-ไวด์แบนด์

2.1.2 หลักการของอัลตรา-ไวด์แบนด์

ระบบการสื่อสารแบนแคบมอดูเลทสัญญาณคลื่นวิทยุแบบต่อเนื่องกับความถี่พาหะ(Carrier) ในการส่งและรับข้อมูล อัลตรา-ไวด์แบนด์เป็นระบบที่ไม่ต้องมีคลื่นพาหะ โดยการใช้พัลส์ที่แคบ

มากๆ (ns-ps) และมีค่า Duty cycle ที่น้อยมากๆ ($< 0.5\%$) สำหรับส่งข้อมูล Duty cycle คืออัตราส่วนของเวลาที่ปรากฏพัลส์ต่อเวลาทั้งหมด

$$DutyCycle = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \quad (2.1)$$

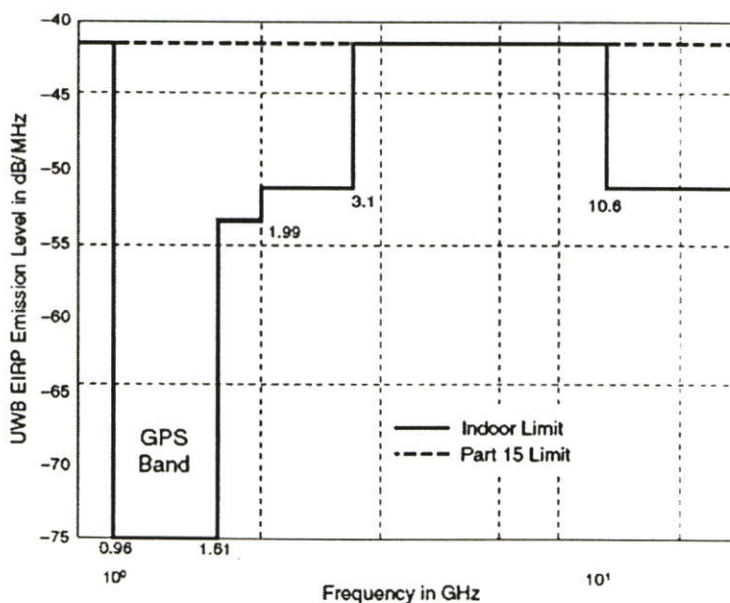


รูปที่ 2.2 รูปคลื่นพัลส์แสดงช่วงเวลา T_{on} และ T_{off}

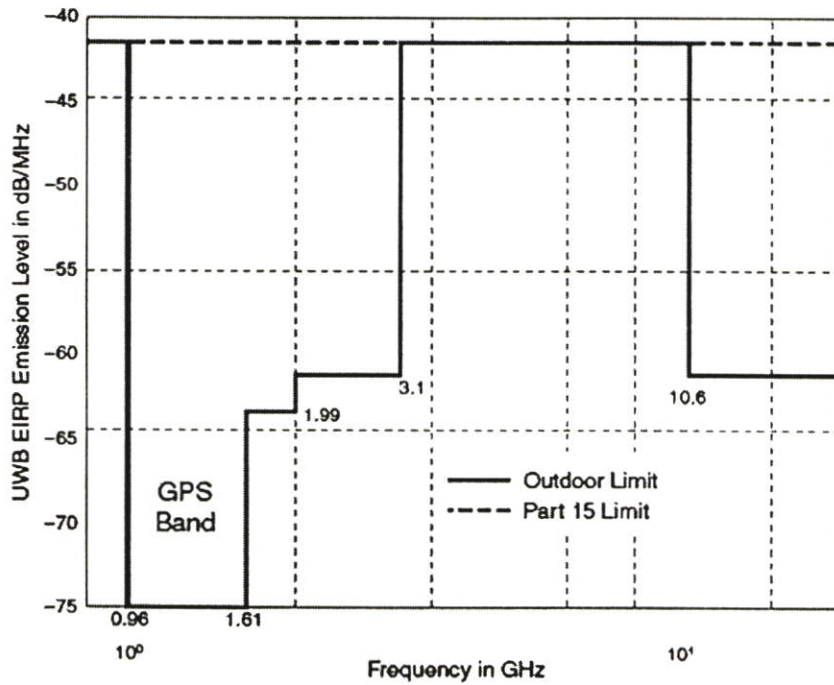
ค่า Duty cycle มีค่าต่ำทำให้มีค่าเฉลี่ยกำลังงานต่ำมากในระบบการสื่อสารอัลตรา-ไวด์แบนด์ ค่าเฉลี่ยกำลังงานของอัลตรา-ไวด์แบนด์มีหน่วยเป็นไมโครวัตต์ (μW) เนื่องจากอัลตรา-ไวด์แบนด์มีช่วงเวลาส่งพัลส์ที่น้อยมากๆ ($T_{on} < 1$ ns)

2.1.3 ข้อกำหนดของ FCC

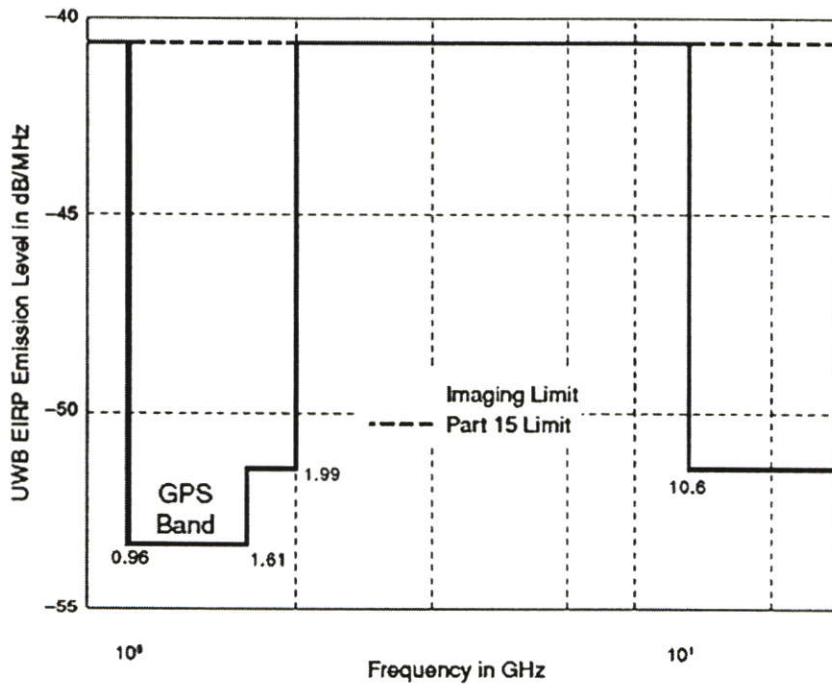
FCC ได้กำหนดให้ใช้ความถี่ช่วง 3.1-10.6GHz สำหรับอัลตรา-ไวด์แบนด์ในเชิงพาณิชย์และให้ค่าความหนาแน่นกำลังงานสูงสุดเท่ากับ -41.3dBm/MHz หรือ 75nW/MHz อัลตรา-ไวด์แบนด์ถูกแยกแยะออกได้สามชนิดคือ ใช้งานด้านการสื่อสาร ด้านภาพและเรดาร์ของยานพาหนะ สำหรับใช้ในการสื่อสาร FCC ได้กำหนดให้ใช้ต่างกันสำหรับการสื่อสารภายในอาคารและการสื่อสารภายนอกอาคาร



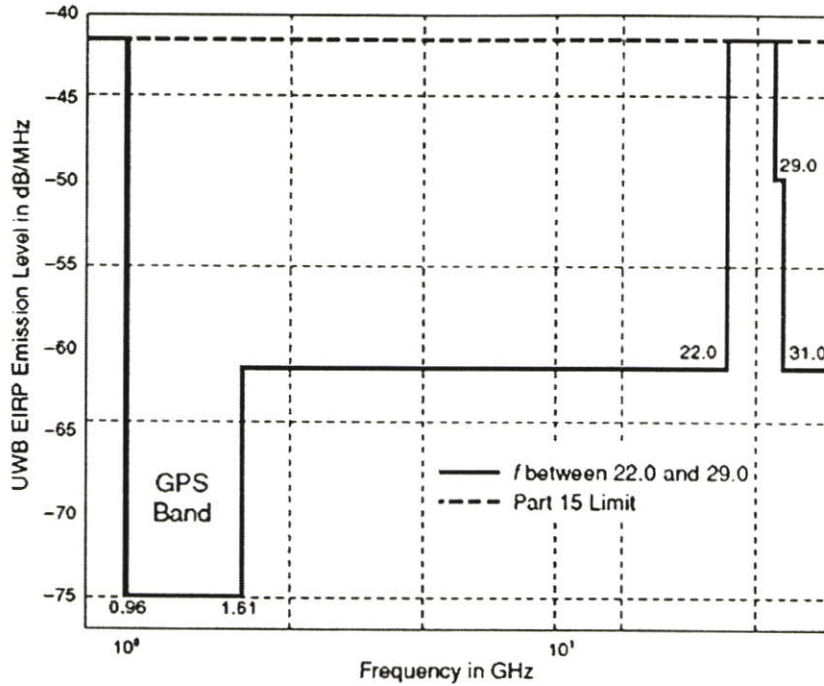
รูปที่ 2.3 FCC กำหนดมาตรฐานสำหรับการสื่อสารภายในอาคารของระบบอัลตรา-ไวด์แบนด์



รูปที่ 2.4 FCC กำหนดมาตรฐานสำหรับการสื่อสารภายนอกอาคารของระบบอัลตรา-ไวด์แบนด์



รูปที่ 2.5 FCC กำหนดมาตรฐานเกี่ยวกับภาพของระบบอัลตรา-ไวด์แบนด์



รูปที่ 2.6 FCC กำหนดมาตรฐานสำหรับเรด้าของยานพาหนะของระบบอัลตรา-ไวด์แบนด์

ตารางที่ 2.1 มาตรฐาน EIRP ที่ FCC กำหนดให้ใช้สำหรับการใช้งานอัลตรา-ไวด์แบนด์

		Operation Band (GHz)					
		0.96 to 1.61	1.61 to 1.99	1.99 to 3.1	3.1 to 10.6	10.6 to 22.0	22.0 to 29.0
EIRP(dBm)	Application						
	Communications	Indoor	-75.3	-53.3	-51.3	-41.3	-51.3
		Outdoor	-75.3	-63.3	-61.3	-41.3	-61.3
	Image		-53.3	-51.3	-41.3	-41.3	-51.3
	Vehicular Radar		-75.3	-63.3	-63.3	-41.3	-41.3

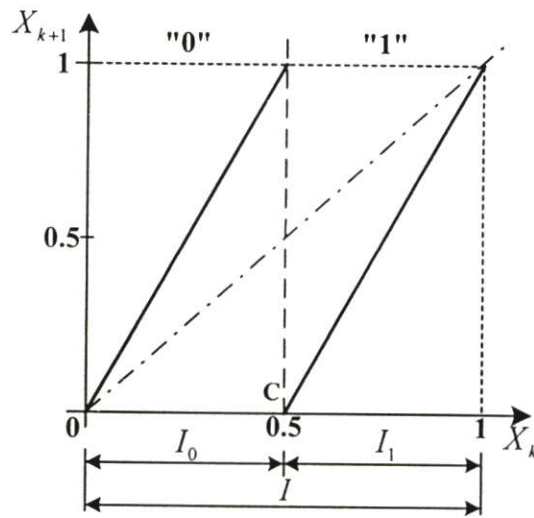
2.2 ชูโด-เคโอดิก ไทม์-ฮอปปีงก์ อัลตรา-ไวด์แบนด์

2.2.1 การสื่อสารแบบชูโด-เคโอดิก ไทม์-ฮอปปีงก์

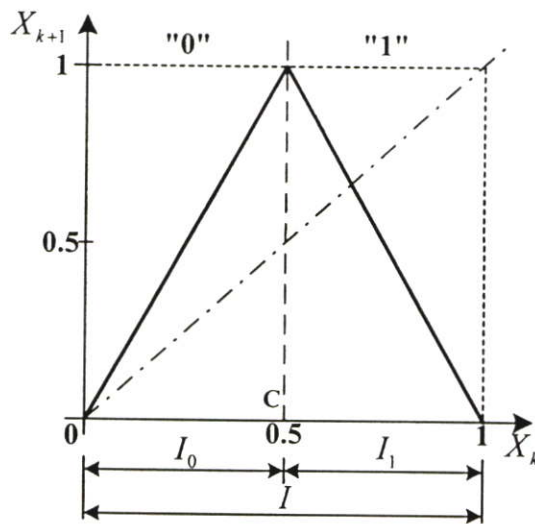
ในส่วนนี้จะกล่าวเกี่ยวกับการเข้ารหัส ชูโด-เคโอดิก ไทม์-ฮอปปีงก์ [2-4] ซึ่งจะเริ่มจากหลักการของชิฟแมป (Shift map) และ ซิมโบลิกไดนามิกส์ (Symbolic dynamic) ตัวอย่างของเคโอดิกแมป (Chaotic map) คือเบอร์นูลีชิฟ (Bernoulli shift), ซึ่งสามารถอธิบายโดย (2.2) และ (2.3)

$$x_{k+1} = 2x_k \bmod 1 \quad (2.2)$$

$$x = 0.b_1b_2b_3\cdots \sum_{j=1}^{\infty} 2^{-j} b_j \quad (2.3)$$



รูปที่ 2.7 เบอร์นูลีชีฟแมป



รูปที่ 2.8 เต็นท์แมป (Tent map)

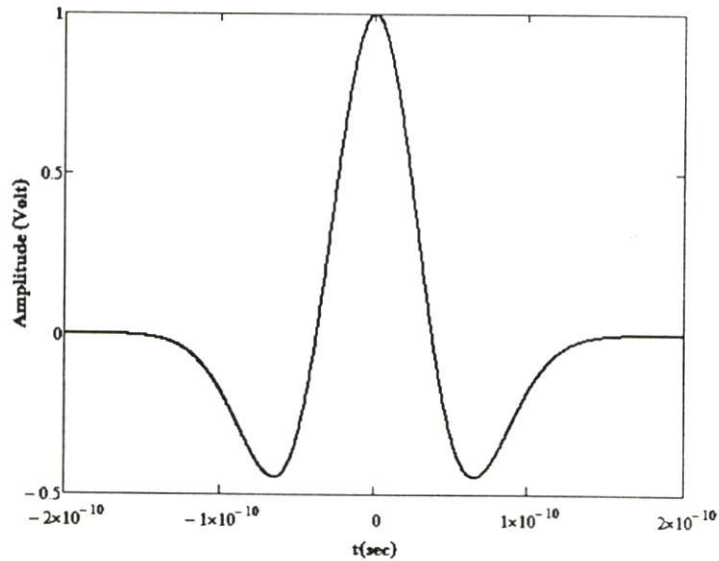
โดย (2.3) จะแสดงในลักษณะของข้อมูลไบนารี และกราฟจะแสดงดังรูปที่ 2.7 โดย b_j ที่เป็นไปได้คือ “0” หรือ “1” และ $x \in I = [0, 1]$ สำหรับกราฟนี้สามารถเลือกโดยการแบ่งช่วงของ $I = [0, 1]$ เป็นส่วนย่อยคือ $I_0 = [0, 0.5]$ และ $I_1 = [0.5, 1]$ และเต็นท์แมปสามารถอธิบายโดย (2.4)

$$x_{k+1} = 1 - 2|x_k - 0.5| \quad (2.4)$$

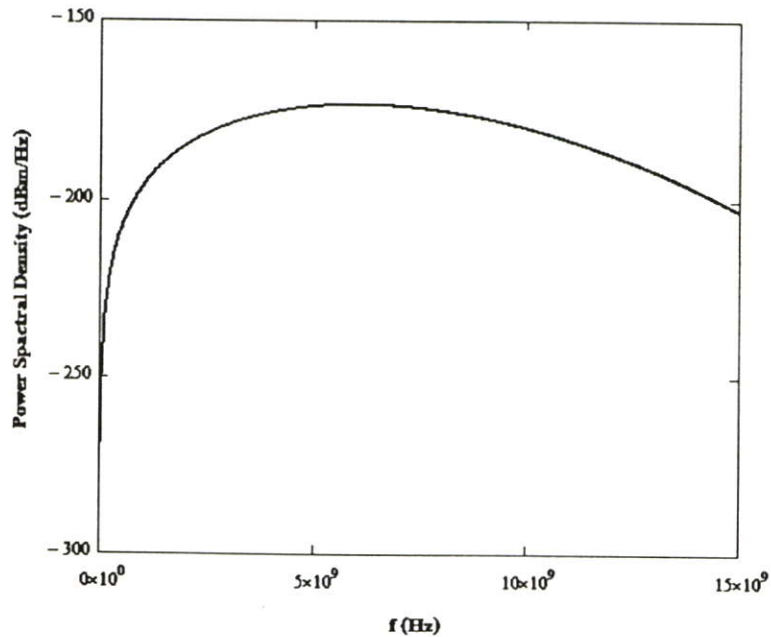
2.2.2 รูปคลื่นพัลส์วงรอบเดียวแบบเกาส์ (Gaussian Monocycle Pulse)

สำหรับส่วนนี้เราศึกษาเกี่ยวกับรูปคลื่นพัลส์วงรอบเดียวแบบเกาส์ [5] ซึ่งรูปคลื่นพัลส์สำหรับอัลตรา-ไวด์แบนด์สามารถทำได้หลายวิธี [6-9] สำหรับส่วนนี้จะกล่าวถึงรูปคลื่นวงรอบเดียวแบบเกาส์รูปแบบของคลื่นสามารถเขียนได้ดังนี้

$$w(t) = [1 - 2(\pi t f_c)^2] e^{-(\pi t f_c)^2} \quad (2.5)$$



รูปที่ 2.9 รูปคลื่นพัลส์วงรอบเดียวแบบเกาส์



รูปที่ 2.10 ความหนาแน่นกำลังงานของรูปคลื่นพัลส์วงรอบเดียวแบบเกาส์

รูปแบบพัลส์กำหนดให้ไม่มีค่าที่เป็นศูนย์ตลอดช่วง $0 \leq t \leq T_c$ และเป็นศูนย์นอกช่วงดังกล่าว และฟูรีเยร์ทรานฟอร์มของรูปแบบพัลส์

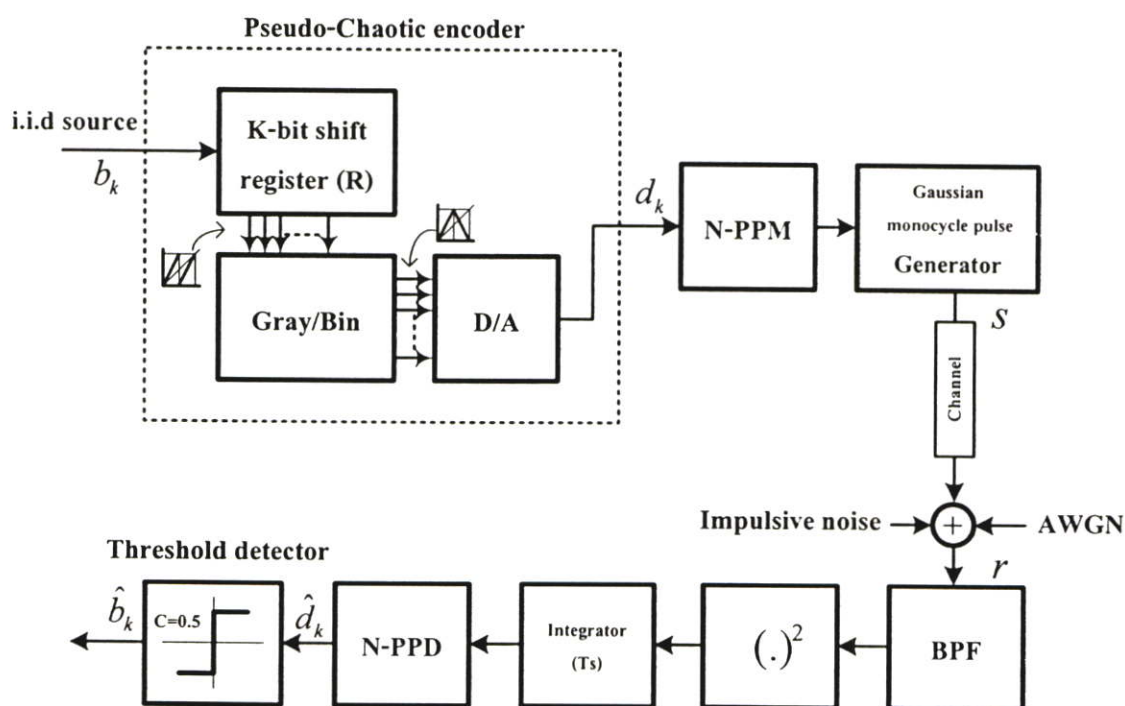
$$W(f) = \frac{2}{\sqrt{\pi f_c^2}} \left(\frac{f}{f_c} \right)^2 e^{-\left(\frac{f}{f_c} \right)^2} \quad (2.6)$$

พลังงานของพัลส์คือ $3/\sqrt{32\pi f_c^2}$ และค่ากำลังงานที่สูงที่สุดที่ $f = f_c$

2.2.3 การเข้ารหัสและถอดรหัสซุโด-เคโอดิก ไทม์-ฮอปปีงก์

การเข้ารหัสซุโด-เคโอดิกนี้ได้สร้างมาจากกระบวนการเบอร์นูลีชีพแมป สำหรับเบอร์นูลีชีพแมปนี้จะถูกประมาณโดยความยาวของชิฟรืจิสเตอร์ (Shift register R) ซึ่งมีจำนวนจำกัด (K-bit) ของชิฟรืจิสเตอร์หลังจากนั้นจะเข้าสู่การแปลง Gray/Bin กราฟที่ได้จะมีลักษณะดังรูปที่ 2.8

การเข้ารหัสแบบซุโด-เคโอดิกนี้จะมีลักษณะคล้ายกับรหัสคอนโวลูชัน หน่วยความจำของระบบจะเท่ากับจำนวนชิฟรืจิสเตอร์แต่ละบิตของอินพุตจะได้เอาท์พุตออกมา K บิตดังนั้นจะได้อัตราข้อมูลเท่ากับ $1/K$ เมื่อ $N = 2^K$ ระบบการสื่อสารแบบซุโด-เคโอดิก ไทม์-ฮอปปีงก์ อัตรา-ไวด์แบนด์จะแสดงดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.11 ระบบการสื่อสารแบบซุโด-เคโอดิก ไทม์-ฮอปปีงก์ อัตรา-ไวด์แบนด์

เมื่อ b_k คือข้อมูลที่จะใช้ในการส่ง $b_k \in [0,1]$ และ d_k คือลำดับเอาท์พุทของตัวเข้ารหัสแบบซุโค-เคโอติกและ $T_f = T_s N_s$ เมื่อ N_s คือจำนวนสล็อตของเฟรมโดยสมการลำดับสัญญาณภาคส่งคือ

$$s(t) = \sum_{l=0}^{\infty} w(t - d_k T_s - l T_f - \tau_s) \quad (2.7)$$

เมื่อ	$w(t)$	คือรูปคลื่นพัลส์วงรอบเดี่ยวแบบเกาส์
	T_s	คือหนึ่งคาบเวลาของพัลส์
	T_f	คือคาบเวลาของเฟรมสำหรับหนึ่งบิตข้อมูล
	l	คือลำดับบิตข้อมูล
	τ_s	คือค่าคงที่การเลื่อนเฟส (สำหรับรูปคลื่นพัลส์วงรอบเดี่ยวแบบเกาส์ $\tau_s = 1/f_c$)

สัญญาณภาครับโดยผ่านช่องสัญญาณการสื่อสารภายในอาคาร โดยมีสัญญาณรบกวนขาวแบบบวกและสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

$$r(t) = \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} s(t) h(t - \tau) + n_G(t) + n_I(t) \quad (2.8)$$

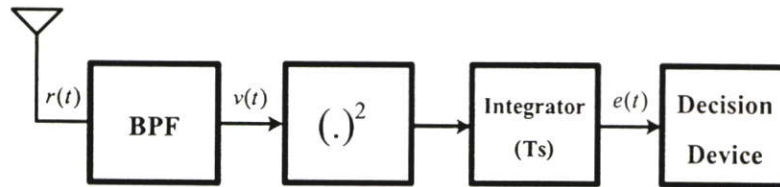
เมื่อ	$r(t)$	คือสัญญาณภาครับ
	$s(t)$	คือสัญญาณจากภาคส่งโดยผ่านการเข้ารหัสแบบซุโค-เคโอติก มอดูเลทโดยตำแหน่งพัลส์ และใช้สัญญาณรูปคลื่นพัลส์วงรอบเดี่ยวแบบเกาส์ส่งผ่านช่องสัญญาณ
	$h(t)$	คือผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ
	$n_G(t)$	คือสัญญาณรบกวนขาวแบบบวก (AWGN)
	$n_I(t)$	คือสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

การพิจารณาบิตข้อมูลเมื่อ \hat{d}_k คือลำดับหลังผ่านการถอดรหัสด้วย N-PPD แล้วและ \hat{b}_k คือบิตข้อมูลโดยใช้ Threshold detector พิจารณาบิตข้อมูลกำหนด $C=0.5$ เมื่อ $\hat{d}_k < C$ จะพิจารณาเป็น “0” และ $\hat{d}_k \geq C$ จะพิจารณาเป็น “1”

$$\hat{b}_k = \begin{cases} 1 & \text{for } \hat{d}_k \geq 0.5 \\ 0 & \text{for } \hat{d}_k < 0.5 \end{cases} \quad (2.9)$$

2.2.4 การตรวจจับพลังงาน (Energy Detection)

การใช้เครื่องรับแบบการใช้การตรวจจับพลังงาน [10-14] จะนิยมใช้กับการมอดูเลทแบบ PPM หรือ OOK (On-off-keying) ไม่สนใจรูปแบบของคลื่นสัญญาณและระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่ง ต้องมีความสัมพันธ์กันทางเวลา



รูปที่ 2.12 เครื่องรับแบบใช้การตรวจจับพลังงานสำหรับอัลตรา-ไวด์แบนด์

$$e(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t v^2(r) dr \quad (2.10)$$

เมื่อ $e(t)$ คือพลังงานของลำดับสัญญาณภาครับหลังจากผ่านวงจรกรองแถบความถี่
 $v(r)$ คือลำดับสัญญาณภาครับหลังจากผ่านวงจรกรองแถบความถี่

หลังจากที่เครื่องรับรับสัญญาณเข้ามาจะถูกแยกช่วงความถี่ที่สนใจโดยวงจรกรองแถบความถี่ (BPF) และ $(.)^2$ จะหาค่ากำลังงานของสัญญาณและ Integrator จะทำการรวมกำลังงานตลอดช่วงเวลา T_s เพื่อหาพลังงานของคาบเวลา T_s ออกมา โดยไม่จำเป็นต้องมีแบบของสัญญาณที่จะใช้ในการตรวจจับ ผลที่ได้จะนำไปพิจารณาโดย Decision device เพื่อหาข่าวสารที่ส่งมาซึ่งบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับแบบใช้การตรวจจับพลังงานสำหรับอัลตรา-ไวด์แบนด์แสดงได้ดังรูปที่ 2.12

2.3 สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ (Impulsive Noise)

สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ [15-17] ประกอบด้วยสัญญาณรบกวนแบบพัลส์ที่มีช่วงกว้างของพัลส์ที่น้อยมากๆสามารถเกิดมาจากหลายกำเนิดแหล่งเช่น สัญญาณรบกวนจากสวิตช์ การเสื่อมสภาพของเครื่องบันทึกเสียง การกดคีย์บอร์ดของคอมพิวเตอร์ หรือระบบการสื่อสารแบบอัลตรา-ไวด์แบนด์เป็นต้น เราสามารถใช้การฟิลเตอร์สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ได้ สำหรับในส่วนนี้จะศึกษาคุณสมบัติทางความถี่และทางเวลาของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ โดยใช้หลักการทางสถิติโมเดลสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

2.3.1 สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

ในส่วนนี้ได้แนะนำเกี่ยวกับแนวคิดทางคณิตศาสตร์ของอะนาล็อกและดิจิตอลอิมพัลส์ หลังจากนั้นจะพิจารณาสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จริงในระบบการสื่อสาร

แนวคิดทางคณิตศาสตร์ของอะนาล็อกอิมพัลส์ได้แสดงดังรูปที่ 2.13 พื้นที่รูปพัลส์เดี่ยว $p(t)$ จะแสดงดังรูปที่ 2.13 (a) ความกว้างของพัลส์ Δ เข้าใกล้ศูนย์ดังนั้นพัลส์ที่ได้จึงเข้าใกล้อิมพัลส์เช่นกันอิมพัลส์ฟังก์ชันแสดงในรูปที่ 2.13 (b)

$$\delta(t) = \lim_{\Delta \rightarrow 0} p(t) = \begin{cases} 1/\Delta, & |t| \leq \Delta/2 \\ 0, & |t| > \Delta/2 \end{cases} \quad (2.11)$$

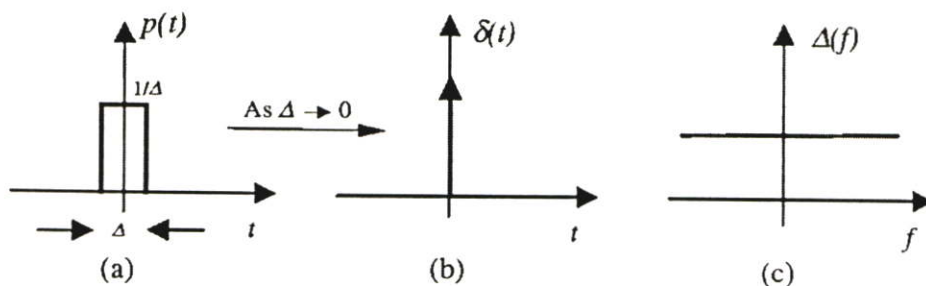
อินทิกรัลของอิมพัลส์ฟังก์ชัน

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = \Delta \times \frac{1}{\Delta} = 1 \quad (2.12)$$

ฟูเรียร์ทรานฟอร์มของอิมพัลส์ฟังก์ชัน

$$\Delta(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) e^{-j2\pi ft} dt = e^0 = 1 \quad (2.13)$$

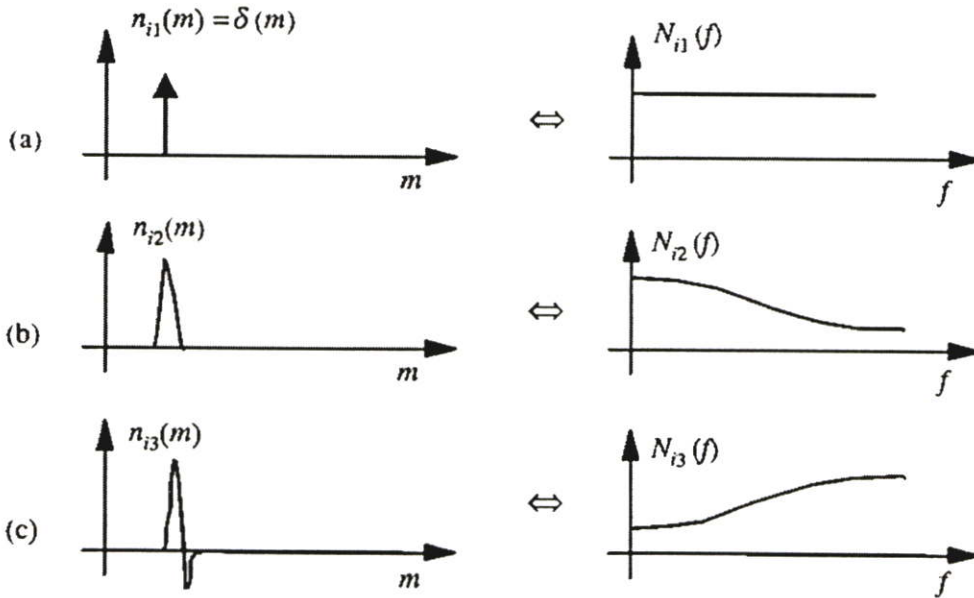
เมื่อ f คือตัวแปรความถี่อิมพัลส์ฟังก์ชันถูกใช้ในการทดสอบเพื่อให้ได้มาซึ่งผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบซึ่งจะได้ดังรูปที่ 2.13 (c)



รูปที่ 2.13 (a) พัลส์หนึ่งหน่วย (b) พัลส์ที่กลายเป็นอิมพัลส์ $\Delta \rightarrow 0$ (c) แถบกำลังงานของอิมพัลส์

ดิจิตอลอิมพัลส์ $\delta(m)$ ซึ่งจะแสดงดังรูปที่ 2.14(a) กำหนดให้เป็นสัญญาณที่เกิดขึ้นหนึ่งตัวอย่าง สามารถเขียนได้โดย

$$\delta(m) = \begin{cases} 1, & m = 0 \\ 0, & m \neq 0 \end{cases} \quad (2.14)$$



รูปที่ 2.14 (a) อิมพัลส์ในทางอุดมคติ (b) และ (c) พัลส์ที่มีช่วงเวลาที่แคบ

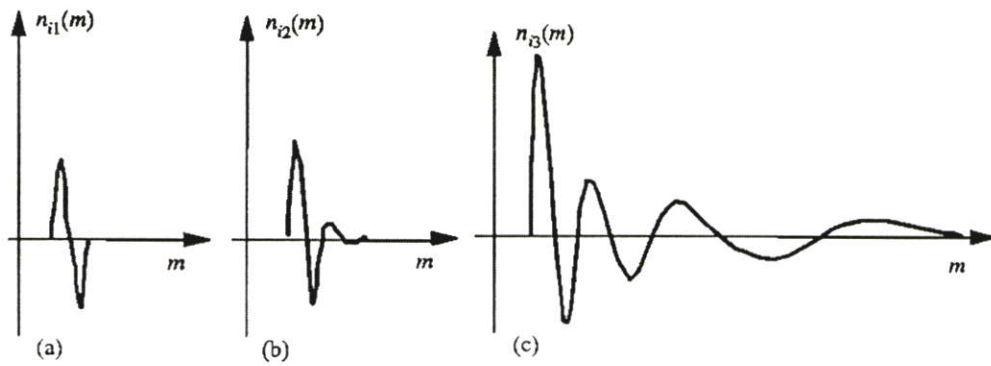
เมื่อตัวแปร m คือดัชนีที่เพิ่มขึ้นทางเวลาใช้ฟูเรียร์ทรานฟอร์มในการแปลงไปยังโดเมนทางความถี่ของคิจิตอลอิมพัลส์จะได้

$$\Delta(f) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(m) e^{-j2\pi fm} = 1.0 \quad -\infty < f < \infty \quad (2.15)$$

ในระบบการสื่อสารความเป็นจริงชนิดของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์มีจำนวนมากว่าหนึ่ง สำหรับตัวอย่างของสัญญาณคลื่นเสียง พัลส์สามารถขยายถึง 3ms (60 ค่าตัวอย่างของความถี่ การสุ่มตัวอย่างเท่ากับ 20kHz) อาจจะถูกพิจารณาเป็นชนิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในรูปที่ 2.14(b) และ (c) แสดงตัวอย่างของช่วงกว้างพัลส์และโดเมนทางความถี่ของสองสัญญาณ

ในระบบการสื่อสารสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะเกิดในบางช่วงของเวลาและบางสถานที่ ดังนั้นจึงแพร่กระจายผ่านช่องสัญญาณเข้ามายังเครื่องรับ สัญญาณรบกวนที่ได้รับจะถูกเปลี่ยนรูปร่างโดยช่องสัญญาณและสามารถพิจารณาเป็นผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ โดยทั่วไปคุณสมบัติของช่องสัญญาณการสื่อสารอาจจะเป็นแบบเชิงเส้นหรือไม่เป็นเชิงเส้น Stationary หรือ Time-varying

ในรูปที่ 2.15 แสดงตัวอย่างของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ชนิดที่สังเกตคือหีบเสียงบันทึกโบราณในกรณีนี้ช่องสัญญาณการสื่อสารคือระบบของเครื่องเล่น และอาจจะระบุเป็น Time-invariant ในรูปได้แสดงการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของช่องสัญญาณ



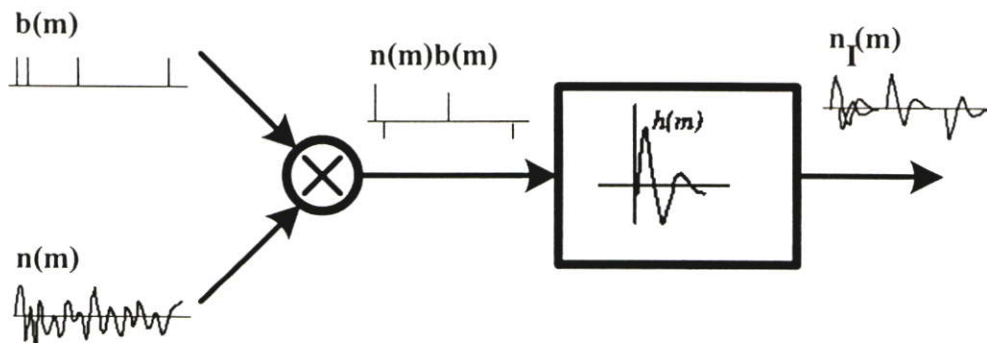
รูปที่ 2.15 รูปแบบของผลตอบสนองอิมพัลส์ในระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น

2.3.2 โมเดลสำหรับสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

ในส่วนนี้เราศึกษาเกี่ยวกับชนิดของโมเดลทางสถิติสำหรับคุณสมบัติของกระบวนการของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ลำดับของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ $n_i(m)$ ประกอบด้วยพัลส์ที่มีการสุ่มทางขนาด

$$n_i(m) = \sum_{k=0}^{P-1} h_k n(m-k) b(m-k) \quad (2.16)$$

ในรูปที่ 2.16 แสดงโมเดลสำหรับสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ $b(m)$ คือลำดับไบนารีแบบสุ่ม $n(m)$ คือค่าต่อเนื่องของกระบวนการแบบสุ่มและ $h(m)$ คือผลตอบสนองอิมพัลส์ของฟิลเตอร์สองกระบวนการสำคัญของกระบวนการสำหรับการโมเดลสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์คือกระบวนการ Bernoulli-Gaussian และกระบวนการ Poisson-Gaussian สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะใช้กระบวนการ Bernoulli-Gaussian



รูปที่ 2.16 บล็อกไดอะแกรมของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

2.3.3 Bernoulli-Gaussian โมเดลสำหรับสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

ใน Bernoulli-Gaussian โมเดลของกระบวนการของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์สุ่มเวลาการเกิดของอิมพัลส์ถูกโมเดลโดยไบนารีกระบวนการแบบ Bernoulli $b(m)$ และขนาดของอิมพัลส์ถูกกำหนดโดยกระบวนการแบบ Gaussian $n(m)$ กระบวนการ Bernoulli คือค่าไบนารีจะให้ค่า “1” ด้วยค่าความน่าจะเป็นเท่ากับ α และค่า “0” ด้วยความน่าจะเป็นเท่ากับ $1-\alpha$ ฟังก์ชันความน่าจะเป็นของกระบวนการ Bernoulli คือ

$$P_B = [b(m)] = \begin{cases} \alpha & \text{for } b(m) = 1 \\ 1-\alpha & \text{for } b(m) = 0 \end{cases} \quad (2.17)$$

ค่าเฉลี่ยของกระบวนการ Bernoulli คือ

$$\mu_b = E[b(m)] = \alpha \quad (2.18)$$

และค่าความแปรปรวน

$$\sigma_b^2 = E\{[b(m) - \mu_b]^2\} = \alpha(1-\alpha) \quad (2.19)$$

ค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ของฟังก์ชันความน่าจะเป็นแบบ Gaussian สำหรับการสุ่มขนาดของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

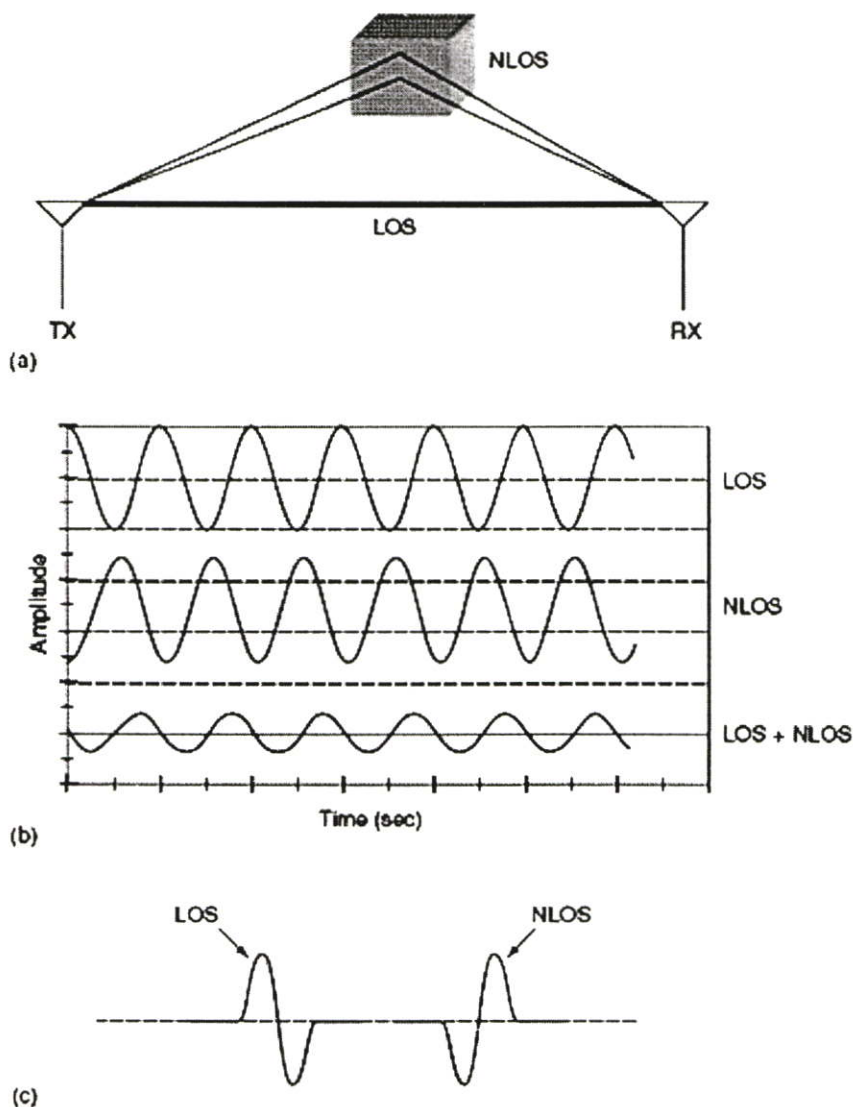
$$f_N[n(m)] = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left[-\frac{n^2(m)}{2\sigma_n^2}\right] \quad (2.20)$$

เมื่อ σ_n^2 คือค่าความแปรปรวนของขนาดของสัญญาณรบกวน ในกระบวนการ Bernoulli-Gaussian โมเดลฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ $n_i(m)$ คือ

$$f_N^{BG}[n(m)] = (1-\alpha)\delta[n_i(m)] + \alpha f_N[n_i(m)] \quad (2.21)$$

เมื่อ $\delta[n_i(m)]$ คือฟังก์ชัน Kronecker delta ฟังก์ชัน $f_N^{BG}[n(m)]$ คือการรวมของฟังก์ชันความน่าจะเป็นแบบไม่ต่อเนื่อง $\delta[n_i(m)]$ และฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบต่อเนื่อง $f_N[n_i(m)]$

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



รูปที่ 2.17 ช่องสัญญาณมัลติพาท

2.4 ช่องสัญญาณสำหรับการสื่อสารไร้สายภายในอาคาร

2.4.1 ช่องสัญญาณมัลติพาท (Multipath Channels)

มีสาเหตุมาจากหลายช่องทางการสะท้อนของคลื่นสัญญาณอัลตรา-ไวด์แบนด์จากหลายพื้นผิว เช่น อาคาร กระดาษ ต้นไม้หรือบุคคล เส้นทางตรงระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับเรียกว่า LOS (Line of sight) และเส้นทางที่สะท้อนจากพื้นผิวเรียกว่า NLOS (Non-line of sight) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.17

ผลกระทบจากมัลติพาทมีผลกระทบมากสำหรับการสื่อสารแบนด์แคบสามารถทำให้ขนาดของสัญญาณลดลงได้ถึง -40dB เป็นผลมาจากการต่างเฟสเนื่องจากช่องสัญญาณ แต่สำหรับอัลตรา-ไวด์แบนด์พัลส์จะไม่มีผลกระทบจากช่องสัญญาณมัลติพาทเนื่องจากการส่งพัลส์ของอัลตรา-ไวด์แบนด์

ใช้พัลส์ที่แคบมากๆ รวมทั้งสามารถตรวจจับเฉพาะพลังงานได้โดยไม่สนใจรูปแบบของพัลส์ที่เปลี่ยนแปลง

2.4.2 โมเดลช่องสัญญาณสำหรับอัลตรา-ไวด์แบนด์

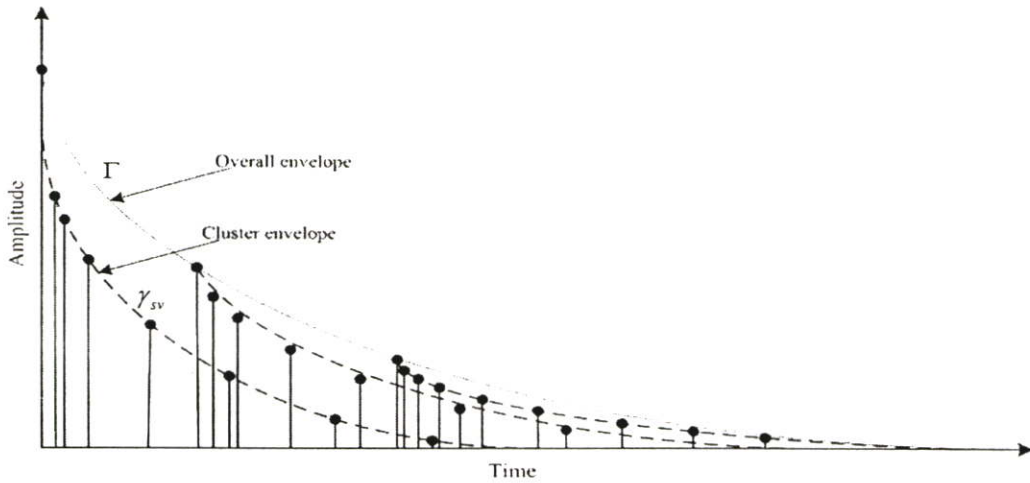
สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้ผลการวัดผลตอบสนองอิมพัลส์สำหรับการสื่อสารอัลตรา-ไวด์แบนด์ภายในอาคาร โดยใช้ Saleh-Valenuela (S-V) [18-36] โมเดลในการจำลองช่องสัญญาณและใช้ผลการวัดช่องสัญญาณของอินเทล [23,24] เราแนะนำให้ใช้การกระจายแบบ Lognormal มากกว่าการกระจายแบบ Rayleigh สำหรับขนาดของสัญญาณดังนั้นจึงสามารถเขียนเป็นโมเดลได้ดัง (2.20)

$$h(t) = \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (2.22)$$

เมื่อ	$\alpha_{k,l}$	คือสัมประสิทธิ์ของขนาด
	T_l	คือค่าเวลาการหน่วงของคลัสเตอร์ (Cluster) ที่ l
	$\tau_{k,l}$	คือค่าเวลาการหน่วงของส่วนประกอบมัลติพาทที่ k ซึ่งสัมพันธ์กันกับคลัสเตอร์ที่ l

พิจารณาสัมประสิทธิ์ของมัลติพาทโมเดล $\alpha_{k,l}$ ว่าควรจะเป็นค่าจำนวนจริงหรือค่าจำนวนเชิงซ้อน (มีเทอมของขนาดและเฟส) สามารถพิจารณาได้ตามขั้นตอนดังนี้

1. ถ้าเป็นค่าจำนวนจริง สัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณควรกำหนดเป็น $\alpha_{k,l} = p_{k,l} \beta_{k,l}$ เมื่อ $p_{k,l}$ จะเป็นค่า +/-1 และ $\beta_{k,l}$ คือเทอมการจางหายแบบ Lognormal เทอม $p_{k,l}$ ใช้สำหรับการสุ่มเฟสที่เกิดจากการสะท้อน ดังนั้นผลตอบสนองอิมพัลส์ที่เป็นจำนวนจริงจะถูกคูณไขว้ (Convolution) กับรูปแบบพัลส์ของอัลตรา-ไวด์แบนด์
2. ถ้าเป็นค่าจำนวนเชิงซ้อนดังนั้นค่าจำนวนเชิงซ้อนจะต้องถูกคูณไขว้กับรูปแบบพัลส์ของอัลตรา-ไวด์แบนด์ที่มีลักษณะการสื่อสารแบบเบสแบนด์ เราสามารถพิจารณาให้การกระจายแบบปกติของเฟสในช่วง $[0, 2\pi]$ บนโมเดลของช่องสัญญาณการสื่อสารภายในอาคาร ในกรณีนี้สัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณสามารถถูกโมเดลด้วย $\alpha_{k,l} = \beta_{k,l} e^{-j\phi_{k,l}}$ เมื่อ $\phi_{k,l}$ คือเทอมการสุ่มเฟสที่กระจายแบบปกติในช่วง $[0, 2\pi]$ และ $\beta_{k,l}$ เทอมการจางหายแบบ Lognormal
3. กล่าวถึงสัมประสิทธิ์แบบจำนวนจริงเพื่อหลีกเลี่ยงความยุ่งยากของเฟสสำหรับรูปแบบของอัลตรา-ไวด์แบนด์ เราแนะนำให้ใช้ $\alpha_{k,l} = p_{k,l} \beta_{k,l}$ เมื่อ $p_{k,l}$ มีค่าเป็น +/-1 และ $\beta_{k,l}$ คือเทอมการจางหายแบบ Lognormal



รูปที่ 2.18 รูปการเสื่อมกำลังงานเฉลี่ยแบบ Exponential ของคลัสเตอร์และรังสีในคลัสเตอร์

เมื่อ Λ คืออัตราการมาถึงของคลัสเตอร์
 λ คืออัตราการมาถึงของรังสี (Ray) เช่นอัตราการมาถึงของเส้นทางในแต่ละคลัสเตอร์

โดยนิยามให้ $\tau_{0i} = T_i$ และการกระจายของอัตราการมาถึงของคลัสเตอร์และอัตราการมาถึงของรังสีคือ

$$p(T_i | T_{i-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_i - T_{i-1})], \quad l > 0 \quad (2.23)$$

$$p(\tau_{k,l} | \tau_{(k-1),l}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{(k-1),l})], \quad k > 0 \quad (2.24)$$

สัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ

$$\alpha_{k,l} = p_{k,l} \beta_{k,l} \quad (2.25)$$

$20 \log_{10}(\beta_{k,l}) \propto \text{Normal}(\mu_{k,l}, \sigma^2)$, หรือ $|\beta_{k,l}| = 10^{n/20}$ เมื่อ $n \propto \text{Normal}(\mu_l, \sigma^2)$

$$\mu_l = \frac{10 \ln(\Omega_0) - 10T_l/\Gamma - 10\tau_{k,l}/\gamma_{sv} - \sigma^2 \ln(10)}{\ln(10)} \quad (2.26)$$

$$E[\beta_{k,l}^2] = \Omega_0 e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma_{sv}} \quad (2.27)$$

เมื่อ Ω_0 คือค่ากำลังงานเฉลี่ยของเส้นทางแรกของคลัสเตอร์แรก
 σ คือค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของเทอมการจางหายแบบ Lognormal
 $p_{k,l}$ คือค่าสุ่มของ -1 หรือ 1

- Γ คือแฟคเตอร์การเสื่อม (Decay) ของคลื่นเตอร์
 γ_{sv} คือแฟคเตอร์การเสื่อมของรังสี

ผลการวัดช่องสัญญาณรวมทั้งแบบ LOS และ NLOS ระหว่างสายอากาศรับและส่งในช่วง 1-20 เมตรตามตารางที่ 2.2 และ 2.3 เมื่อ τ_m คือค่าเฉลี่ยการหน่วง τ_{rms} คือค่า RMS ของการหน่วงและ NP_{10dB} คือจำนวนของเส้นทางที่มีขนาดเกิน 10 dB

ตารางที่ 2.2 ตัวอย่างตารางคุณสมบัติของช่องสัญญาณ

Channel Characteristics	NLOS*	NLOS#	NLOS#	LOS#	LOS*
Mean excess delay (nsec) (τ_m)	17	22	27	3	4
RMS delay (nsec) (τ_{rms})	15	20	25	5	9
NP_{10dB}	35	40	45	4	7

ตารางที่ 2.3 ตัวอย่างตารางพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ

Model Parameters	NLOS*	NLOS#	NLOS#	LOS#	LOS*
Λ (1/nsec)	1/11	1/14	1/15	1/22	1/60
λ (1/nsec)	1/0.35	1/0.33	1/0.32	1/0.94	1/0.5
Γ	16	22	30	7.6	16
γ_{sv}	8.5	10	10	0.94	1.6
σ (dB)	4.8	4.8	4.8	4.8	4.8

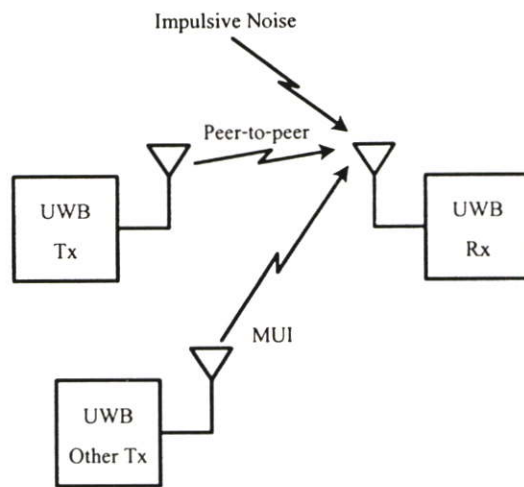
* ผลการวัดของอินเทล

ตัวอย่างค่าที่เป็นไปได้ของช่องสัญญาณที่ใช้ในการทดสอบ

บทที่ 3

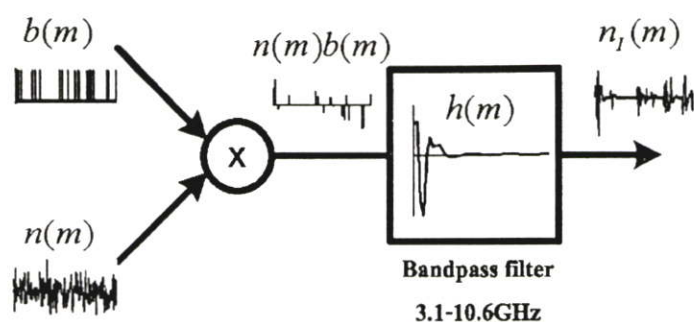
การจำลองแบบสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

การจำลองแบบสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์มีอยู่หลายวิธีที่สามารถทำได้ในบทความนี้ได้ใช้การจำลองแบบของ Bernouli-Gaussian Model ในการจำลองแบบ สำหรับอัลตรา-ไวด์แบนด์การส่งสัญญาณคลื่นวิทยุของอัลตรา-ไวด์แบนด์เองจะมีลักษณะคล้ายกับสัญญาณรบกวนอิมพัลส์เช่นกัน จึงได้ศึกษาการรบกวนกันของอัลตรา-ไวด์แบนด์ด้วยกันเอง ซึ่งพิจารณาให้การแทรกสอดของผู้ใช้อื่น (MUI) ในกรณีที่ใช้การสื่อสารแบบจุดต่อจุด (Peer-to-peer) โดยใช้หลักการทางสถิติเป็นตัวกำหนดอัตราการส่งข้อมูลของผู้ใช้อื่น และรวมทั้งสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่เกิดจากแหล่งจ่ายอื่นๆที่มีช่วงของแถบกำลังงานไฟฟ้าครอบคลุมถึงช่วงการสื่อสารแบบอัลตรา-ไวด์แบนด์ (3.1GHz-10.6GHz) ล้วนแล้วแต่มีผลทำให้เกิดอัตราผิดพลาดของข้อมูลสูงเช่นเดียวกัน

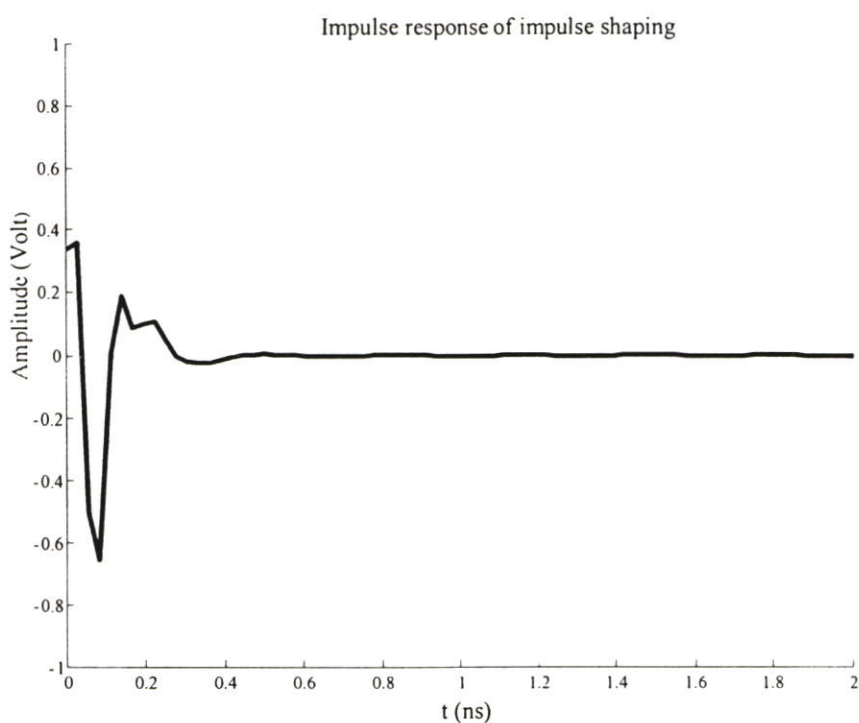


รูปที่ 3.1 ลักษณะการเกิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่มีผลต่อการสื่อสารแบบอัลตรา-ไวด์แบนด์

ขั้นตอนการจำลองแบบสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์โดยใช้ Bernouli-Gaussian Model โดยเริ่มจากการสุ่มข้อมูลเลขฐานสองโดยใช้กระบวนการของ Bernouli $b(m)$ และคูณกับกระบวนการแบบเกาส์ ($n(m)$) หลังจากนั้นจะกรองโดยใช้วงจรกรอง $h(m)$ สำหรับการทดลองนี้วงจรกรองแถบความถี่โดยกำหนดวงจรกรองแบบ Butter worth Order=4 ซึ่งผลตอบสนองอิมพัลส์จะแสดงดังรูปที่ 3.3 เนื่องจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่มีผลกระทบการสื่อสารอัลตรา-ไวด์แบนด์จะต้องมีแถบความถี่อยู่ในช่วง 3.1GHz-10.6GHz

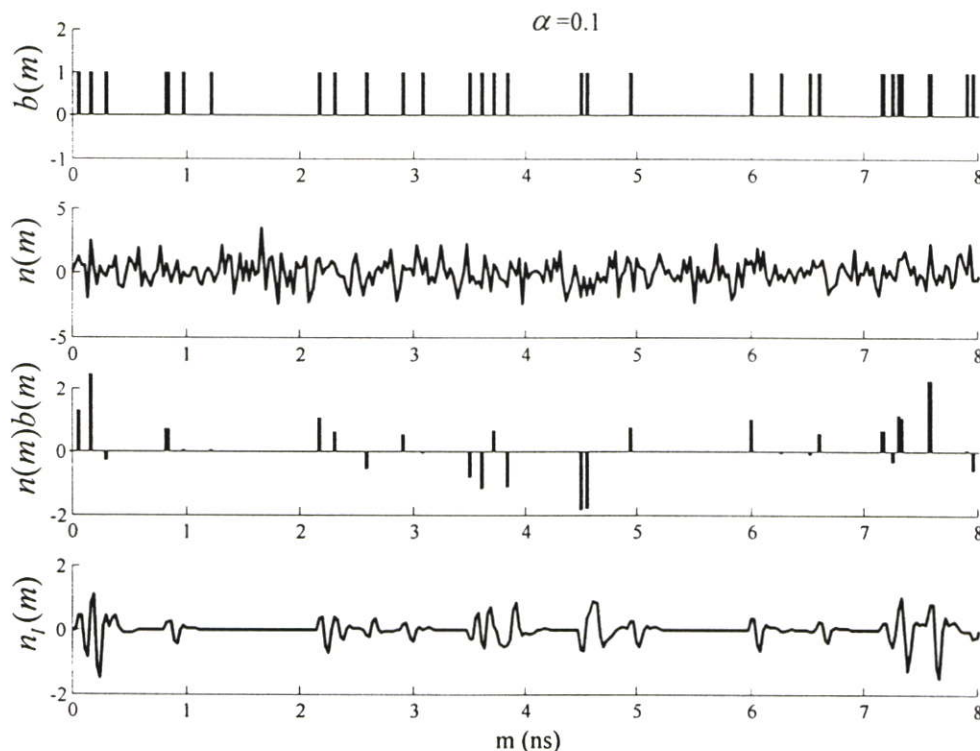


รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์แบบ Bernouli-Gaussian



รูปที่ 3.3 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรอิมพัลส์

สัญญาณรบกวนที่เกิดจากแหล่งต่างๆเมื่อผ่านเข้ามายังเครื่องรับของอัลตรา-ไวด์แบนด์ที่ภาครับ จะประกอบด้วยวงจรกรองแถบความถี่ที่อัลตรา-ไวด์แบนด์ใช้ ดังนั้นสัญญาณรบกวนที่มีผลต่อการสื่อสารอัลตรา-ไวด์แบนด์ต้องมีช่วงความถี่ในช่วงดังกล่าวด้วยเช่นกัน เช่นการสื่อสารอัลตรา-ไวด์แบนด์ด้วยกันที่มีการแทรกสอดระหว่างกัน

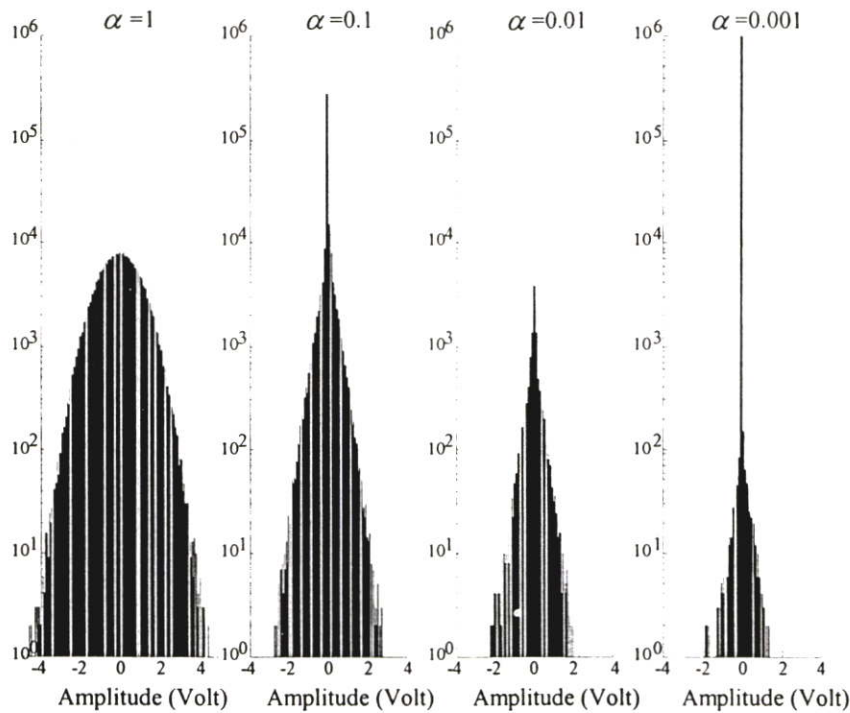


รูปที่ 3.4 ลำดับของการจำลองแบบสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

ในรูปที่ 3.4 แสดงลำดับของการจำลองแบบสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์โดยกำหนด $\alpha = 0.1$ การจำลองแบบสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์นั้นต้องให้มีลักษณะคล้ายกับสัญญาณของอัลตรา-ไวด์แบนด์ในกรณีที่จะศึกษาผลกระทบจาก MUI หรือจากแหล่งจ่ายอื่นๆที่มีองค์ประกอบความถี่อยู่ในช่วงของอัลตรา-ไวด์แบนด์

เมื่อ $n(m)b(m)$ คือสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในทางอุดมคติซึ่งไม่เกิดขึ้นจริงได้ในความเป็นจริงจึงต้องมีวงจรกรองความถี่ที่เหมาะสมเพื่อจำลองสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่สามารถเกิดขึ้นได้คังสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ $n_f(m)$

สำหรับการทดลองหาผลกระทบจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะจำลองแบบในเชิงสถิติของจำนวนอิมพัลส์ที่แทรกสอดเข้ามาในระบบการสื่อสารอัลตรา-ไวด์แบนด์จึงไม่กำหนดเป็นจำนวนผู้ใช้งานหรือจำนวนของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ดังนั้นการเกิดสัญญาณรบกวนนี้จึงสามารถเกิดขึ้นได้หลายแบบซึ่งสามารถกำหนดอัตราการเกิดสัญญาณรบกวนได้โดยการกำหนดค่า α สำหรับในการทดลองนี้จะกำหนดค่า $\alpha = 0.1, 0.01$ และ 0.001 เท่านั้น สำหรับสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่มีค่า $\alpha = 0.1$ จะแสดงได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.5 Histogram ของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์โดย $\alpha = 1, 0.1, 0.01$ และ 0.001

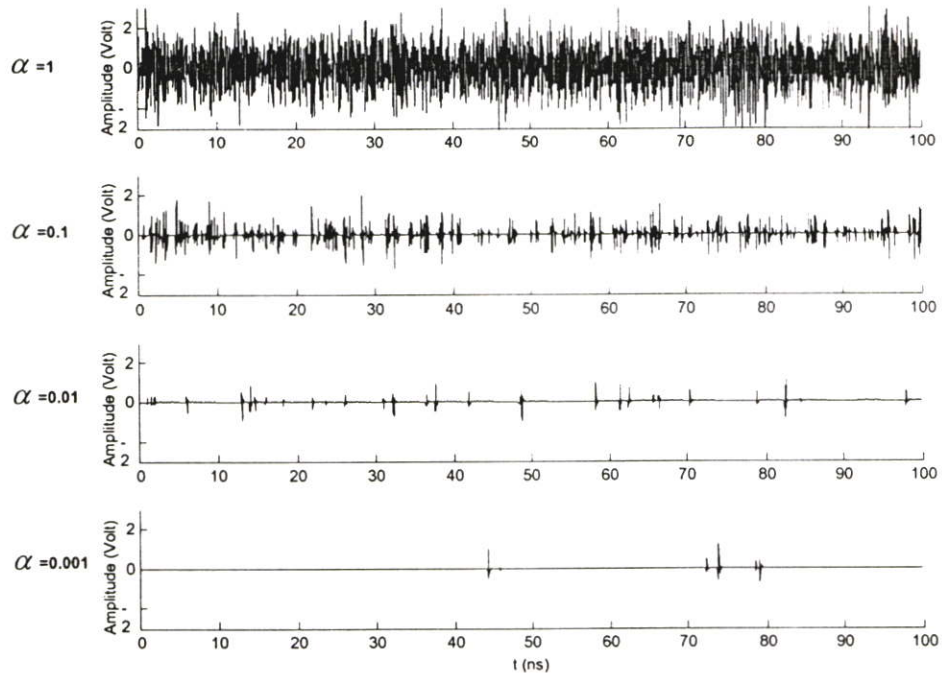
ในรูปที่ 3.5 จะแสดง Histogram ของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์โดย $\alpha = 1, 0.1, 0.01$ และ 0.001 ตามลำดับที่มีค่า Sigma=1 จะเห็นได้ว่าค่า $\alpha = 0.001$ จะมีอัตราการเกิด “0” มากที่สุดดังนั้นจะทำให้อัตราการเกิดของอิมพัลส์ที่น้อยมาก เช่น สุ่มตัวอย่างของสัญญาณมา 1000 ตัวอย่างจะเจอสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์เพียงหนึ่งตัวอย่าง ซึ่งในความเป็นจริงอาจเกิดขึ้นได้ทุกกรณี

ในรูปที่ 3.6 แสดงสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์โดย $\gamma = 1, 0.1, 0.01$ และ 0.001 สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะสามารถนำไปรวมกับลำดับสัญญาณทางภาครับได้โดยตรงคล้ายกับสัญญาณรบกวนขาวแบบบวกซึ่งจะแสดงให้เห็นในบทที่ 5

การแสดงผลจะแสดงผลกระทบจากอัตราส่วนของ E_b/N_0 หรือ SNR สำหรับกำลังงานของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะปรับอัตราส่วนของกำลังงาน

$$\gamma = \frac{\text{power}(\text{impulsive component})}{\text{power}(\text{AWGN component})} \quad (3.1)$$

จะเป็นสัดส่วน โดยตรงขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณรบกวนขาวแบบบวกดังนั้นเมื่อเพิ่ม E_b/N_0 หรือ SNR ให้สูงขึ้นเป็นผลให้กำลังงานของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์น้อยกว่า E_b ตามสัดส่วนพลังงานที่จะนำไปคำนวณหาอัตราบิดผิดพลาด

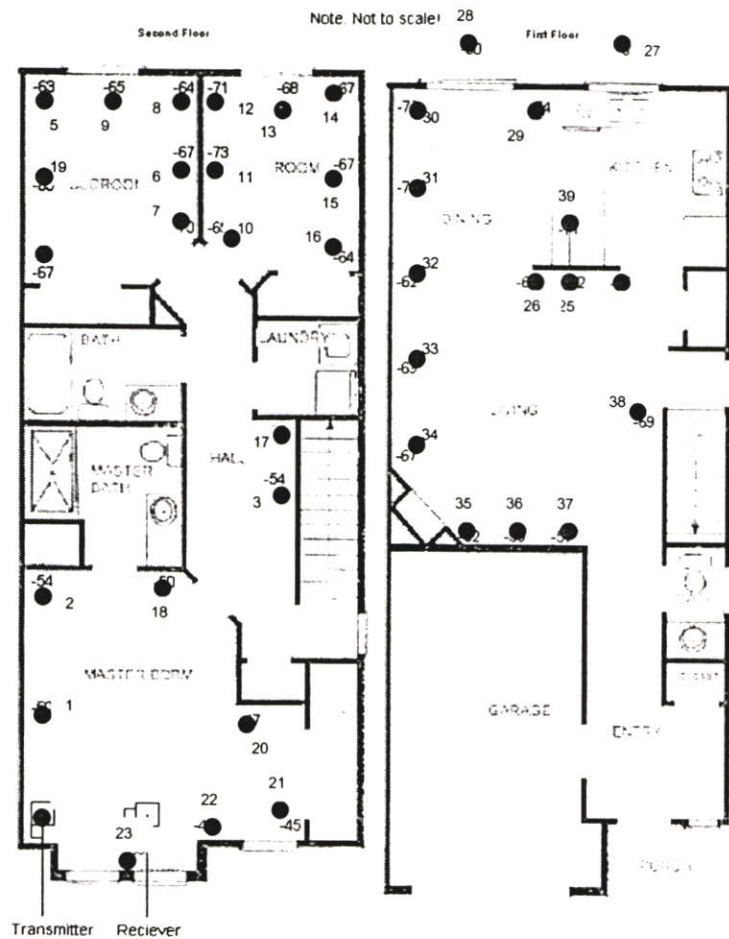


รูปที่ 3.6 ลำดับรูปสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

บทที่ 4

การจำลองแบบช่องสัญญาณสำหรับการสื่อสารไร้สาย ภายในอาคาร

การจำลองช่องสัญญาณสำหรับการสื่อสารไร้สายภายในอาคารและสำหรับการทดลองนี้ได้ใช้ Saleh-Valenuela โมเดลในการจำลองแบบช่องสัญญาณ ได้ใช้ผลการวัดของอินเทล ซึ่งได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 2 โดยใช้การวัดโดยมีระยะระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่ง 1-20 เมตร ซึ่งแผนผังอาคารที่ใช้ในการวัดช่องสัญญาณเป็นไปตามรูปที่ 4.1 ซึ่งสามารถดูรายละเอียดเพิ่มเติมได้ที่ [23] และ [24] ส่วนขั้นตอนการจำลองจะอธิบายไว้แล้วในบทที่ 2



รูปที่ 4.1 แผนผังอาคารที่ใช้ในการวัดผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ

ลักษณะของช่อง สัญญาณเป็นแบบ LOS และ NLOS คุณสมบัติของช่องสัญญาณจะเป็นแบบ Slow fading ตารางแสดงคุณสมบัติจะแสดงได้ดังนี้

ตารางที่ 4.1 คุณสมบัติของช่องสัญญาณสำหรับการสื่อสารไร้สายภายในอาคาร

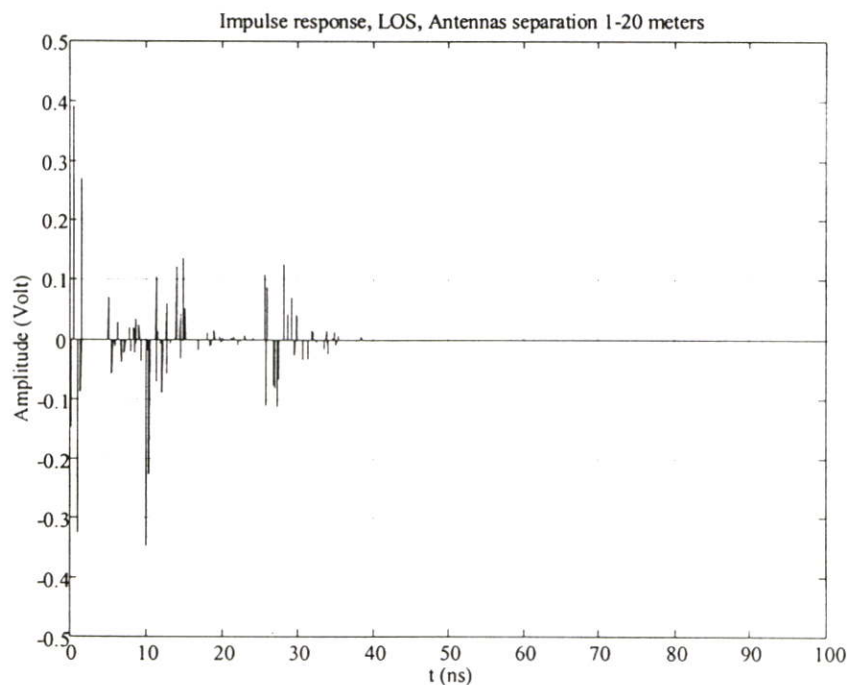
Channel Characteristics	NLOS*	LOS*
Mean excess delay (nsec) (τ_m)	17	4
RMS delay (nsec) (τ_{rms})	15	9
NP_{10dB}	35	7

ตารางที่ 4.2 พารามิเตอร์ของช่องสัญญาณสำหรับการสื่อสารไร้สายภายในอาคาร

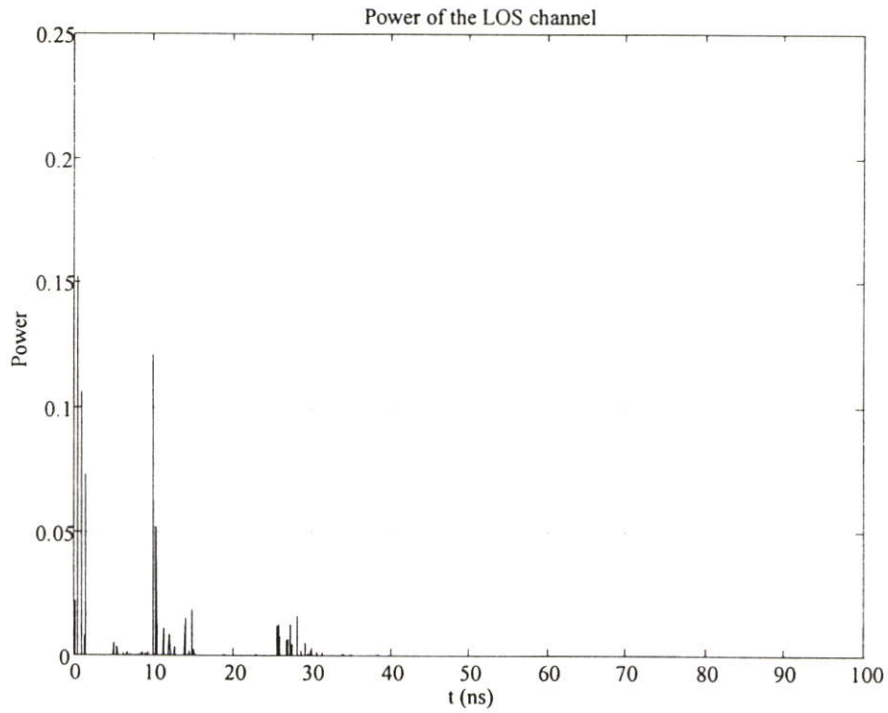
Model Parameters	NLOS*	LOS*
Λ (1/nsec)	1/11	1/60
λ (1/nsec)	1/0.35	1/0.5
Γ	16	16
γ_{sv}	8.5	1.6
σ (dB)	4.8	4.8

พารามิเตอร์เหล่านี้สามารถนำไปแทนในสมการในบทที่ 2 ได้เพื่อคำนวณหาผลตอบสนองอิมพัลส์และอื่นๆ จากผลการจำลองแบบแล้วจะเห็นได้ว่าช่องสัญญาณจะมีหลายเส้นทางของอิมพัลส์ที่มาถึงเครื่องรับ การเลือกความเร็วในการส่งข้อมูลนั้นควรจะต้องเลือกที่ไม่เกิด ISI ได้จึงจะให้ผลของอัตราบิดผิพลาตต่ำที่สุด

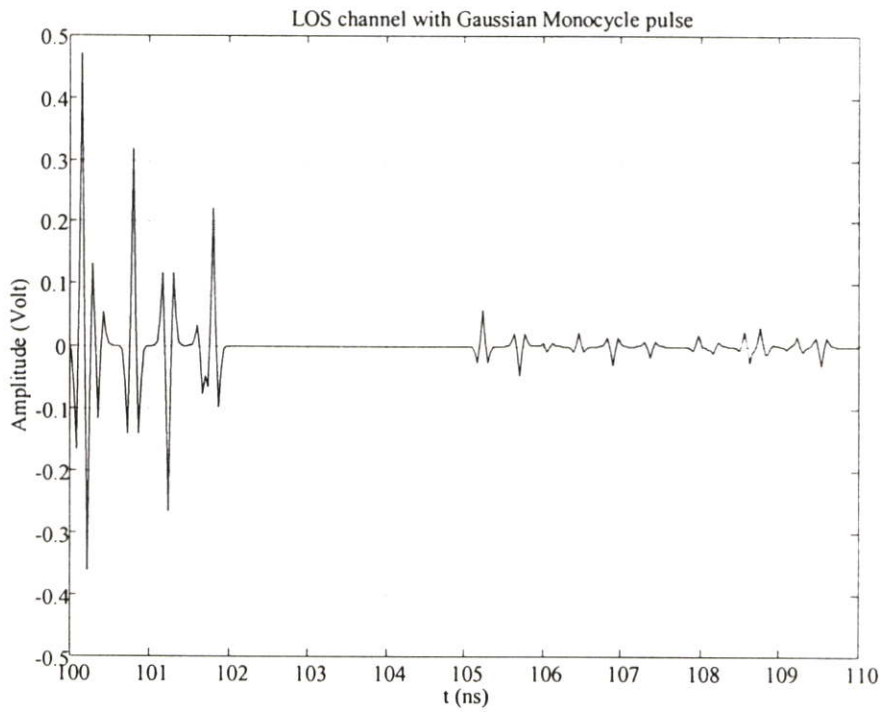
การคำนวณหาอัตราบิดผิพลาตของข้อมูลจะกำหนดให้พลังงานของช่องสัญญาณเท่ากับหนึ่ง เพื่อง่ายต่อการคำนวณ ดังนั้นการลดทอนของช่องสัญญาณจึงไม่นำมาพิจารณาในการหาอัตราบิดผิพลาตจาก E_b/N_0



รูปที่ 4.2 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบ LOS



รูปที่ 4.3 กำลังงานของช่องสัญญาณแบบ LOS



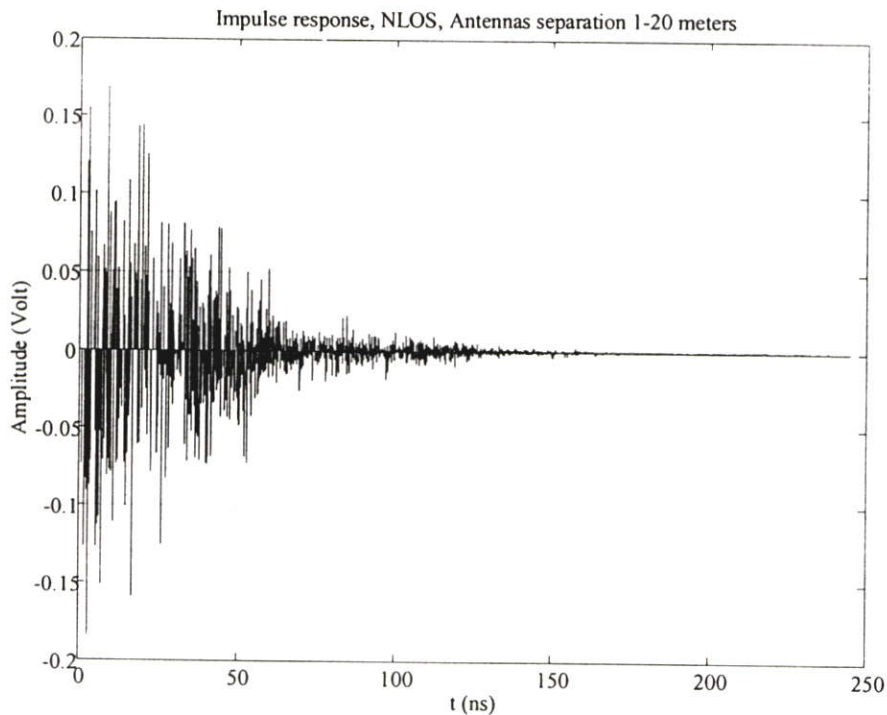
รูปที่ 4.4 สัญญาณภาครับโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ LOS

ในรูปที่ 4.2 แสดงผลตอบสนองแบบอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบ LOS ซึ่งได้คำนวณจากค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 4.1 สามารถคำนวณได้ตามสมการในบทที่ 2 โดยใช้ผลการวัดของบริษัทอินเทล

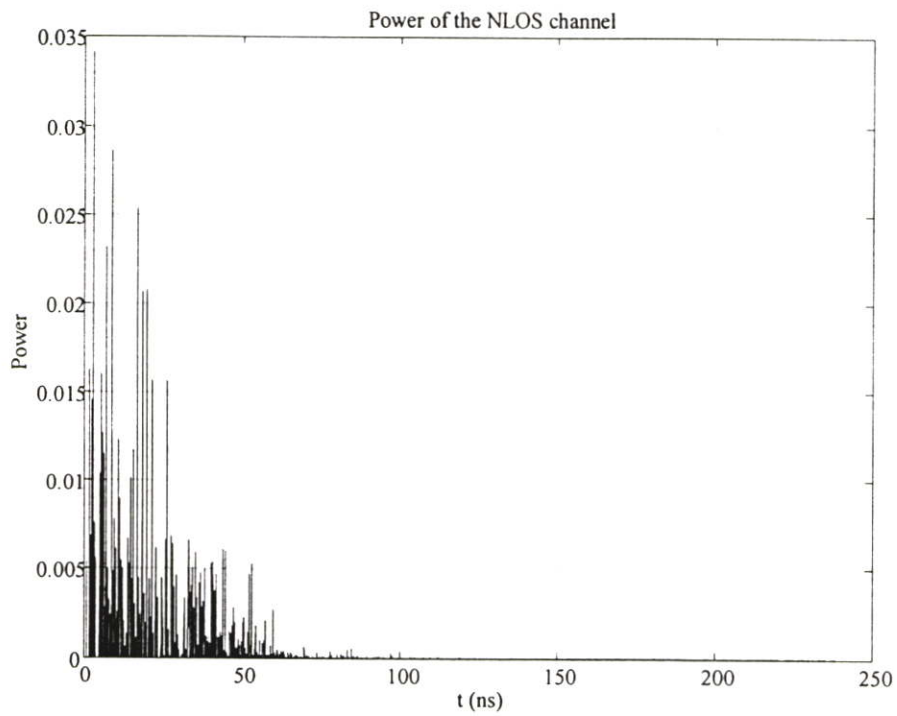
$$h(t) = \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (4.1)$$

การจำลองแบบจะต้องมีค่าการหน่วงของช่องสัญญาณแต่เนื่องจากกำหนดให้เครื่องรับและเครื่องส่งมีความสัมพันธ์กันจึงไม่เกิด Jitter เกิดขึ้น กำลังงานของช่องสัญญาณแบบ LOS แสดงได้ดังรูปที่ 4.3 และผลของสัญญาณภาครับที่ผ่านช่องสัญญาณแบบ LOS แสดงดังรูปที่ 4.4 ตามลำดับ

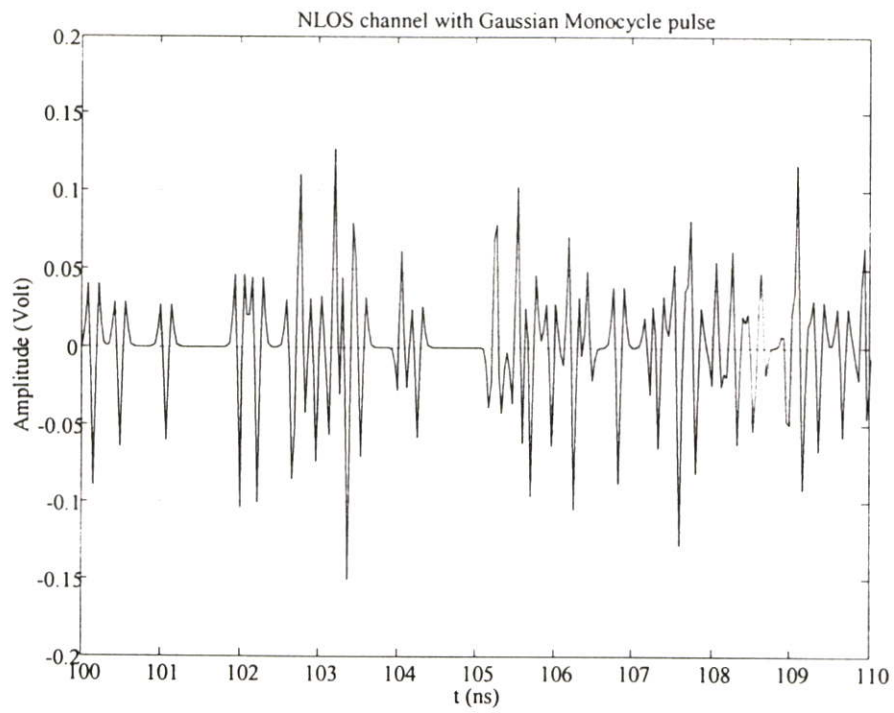
ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบ NLOS กำลังงานของช่องสัญญาณแบบ NLOS และสัญญาณภาครับโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ NLOS จะแสดงได้ดังรูปที่ 4.5, 4.6 และ 4.7 ตามลำดับ



รูปที่ 4.5 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบ NLOS



รูปที่ 4.6 กำลังงานของช่องสัญญาณแบบ NLOS



รูปที่ 4.7 สัญญาณภาครับโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ NLOS

บทที่ 5

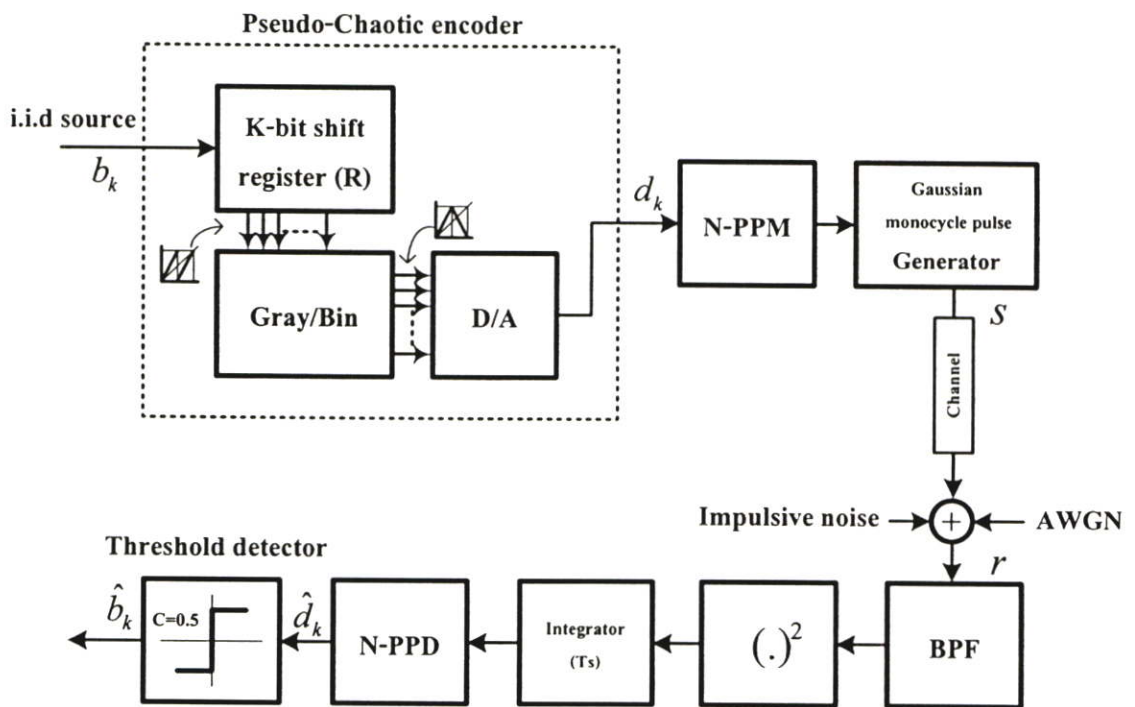
การจำลองแบบการสื่อสารแบบซูด-เคโอดิก ไทม์-ฮอปปีงค์ อัลตรา-ไวด์แบนด์

การจำลองแบบการสื่อสารแบบซูด-เคโอดิก ไทม์-ฮอปปีงค์ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้ MATLAB ในการจำลองแบบโดยกำหนดการมอดูเลตโดยตำแหน่งพัลส์ 2 และ 4 ระดับใช้ช่องสัญญาณภายในอาคารโดยใช้ผลการวัดช่องสัญญาณคังได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 4 และใช้ความถี่ซีกตัวอย่างเท่ากับ 30GHz ใช้ความถี่กลางของการสื่อสารอัลตรา-ไวด์แบนด์เท่ากับ 6 GHz

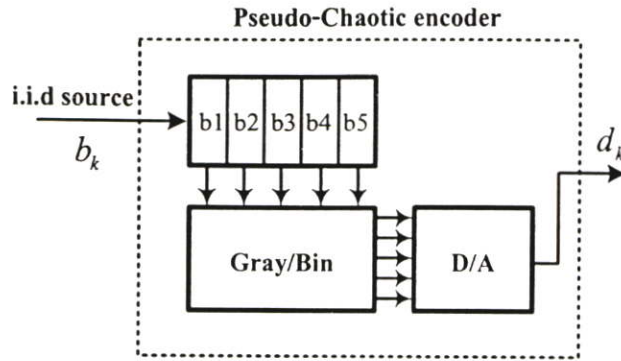
5.1 การออกแบบภาคส่ง

5.1.1 การออกแบบตัวเข้ารหัส แบบซูด-เคโอดิก

สำหรับการทดลองนี้ใช้การมอดูเลตโดยตำแหน่งพัลส์เท่ากับ 2 และ 4 ระดับจึงต้องใช้ Shift register มากกว่าหรือเท่ากับ 2 บิตสำหรับการทดลองนี้กำหนด 5 บิต Shift register



รูปที่ 5.1(ก) ระบบการสื่อสารแบบซูด-เคโอดิก ไทม์-ฮอปปีงค์ อัลตรา-ไวด์แบนด์



รูปที่ 5.1(ข) บล็อกไดอะแกรมตัวเข้ารหัสแบบซุโด-เคโอติก โทม-ฮอปปีงค์

ลำดับสัญญาณหลังจากผ่านการเข้ารหัสแล้วจะเข้าไปสู่วงจรมอดูเลทโดยตำแหน่งพัลส์เพื่อขับตำแหน่งพัลส์ไปยังตำแหน่งต่างๆในเฟรมนั้นๆ การเข้ารหัสแบบซุโด-เคโอติกนี้จะคล้ายกับการเข้ารหัสแบบรหัสคอนโวลูชัน ดังนั้นจึงสามารถถอดรหัสโดยใช้ Viterbi Algorithm ได้แต่สำหรับการทดลองนี้จะใช้การถอดรหัสโดยใช้ Threshold detector แทน

หลักการของลำดับขั้นตอนการจำลองแบบสามารถดูได้โดยละเอียดจากบทที่ 2 โดย $w(t)$ คือสมการรูปคลื่นวงรอบเดี่ยวแบบเกาส์

$$w(t) = [1 - 2(\pi t f_c)^2] e^{-(\pi t f_c)^2} \quad 5.1$$

$$s(t) = \sum_{l=0}^{\infty} w(t - d_k T_s - l T_f - \tau_s) \quad 5.2$$

เมื่อ b_k คือข้อมูลที่จะใช้ในการส่ง $b_k \in [0,1]$ และ d_k คือลำดับเอาท์พุทของตัวเข้ารหัสแบบซุโด-เคโอติกและ $T_f = T_s N_s$ เมื่อ N_s คือจำนวนสล็อตของเฟรม, $s(t)$ คือสมการลำดับสัญญาณภาคส่ง T_s คือหนึ่งคาบเวลาของพัลส์, T_f คือคาบเวลาของเฟรมสำหรับหนึ่งบิตข้อมูล, l คือลำดับบิตข้อมูล τ_s คือค่าคงที่การเลื่อนเฟส (สำหรับรูปคลื่นพัลส์วงรอบเดี่ยวแบบเกาส์ $\tau_s = 1/f_c$)

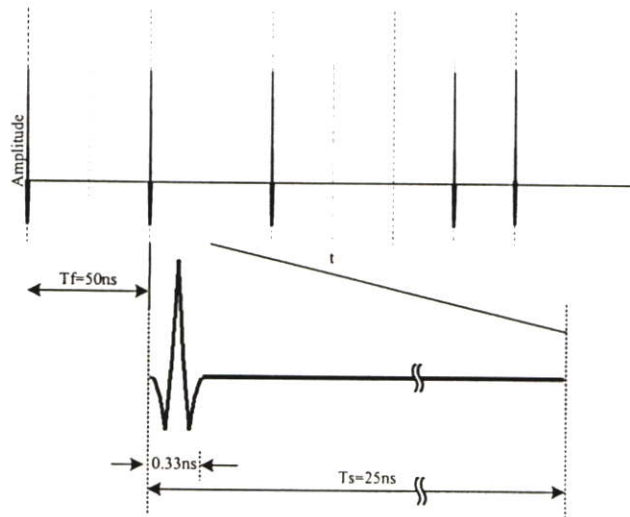
$$r(t) = \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} s(t) h(t - \tau) + n_G(t) + n_I(t) \quad 5.3$$

เมื่อ $r(t)$ คือสัญญาณภากรับม $s(t)$ คือสัญญาณจากภาคส่งโดยผ่านการเข้ารหัสแบบซุโด-เคโอติกที่มอดูเลทโดยตำแหน่งพัลส์และใช้สัญญาณรูปคลื่นพัลส์วงรอบเดี่ยวแบบเกาส์ส่งผ่านช่องสัญญาณ, $h(t)$ คือผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ $n_G(t)$ คือสัญญาณรบกวนขาวแบบบวก (AWGN), $n_I(t)$ คือสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

5.1.2 การออกแบบรูปคลื่นพัลส์วงรอบเดี่ยวแบบเกาส์

การออกแบบรูปคลื่นพัลส์วงรอบเดี่ยวแบบเกาส์โดยกำหนดความถี่กลางเท่ากับ 6GHz ซึ่งการออกแบบนี้เป็นไปตามมาตรฐาน IEEE802.15.3a ซึ่งจะมุ่งเน้นไปใช้สำหรับการสื่อสารไร้สายระยะใกล้

เพื่อให้ได้แถบกำลังงานของแต่ละความถี่เป็นไปตามมาตรฐานที่ FCC กำหนดมา ดังนั้นการทดลองนี้จึงได้ใช้รูปคลื่นวงรอบเดี่ยวเพื่อขยายแถบกำลังงานตามที่มาตรฐานกำหนด



รูปที่ 5.2 เฟรมใหม่ของอัลตรา-ไวด์แบนด์โดยมอดูเลทแบบ 2-PPM

กำหนด $T_s = 25\text{ns}$, $T_f = 50\text{ns}$ สำหรับ 2-PPM และ $T_f = 100\text{ns}$ สำหรับ 4-PPM เนื่องจากช่องสัญญาณแบบ LOS และ NLOS การเลือก T_s จุดประสงค์เพื่อลดการเกิด ISI (Inter Symbol Interference) และเพื่อลดอัตราผิดพลาดของข้อมูล

5.2 การออกแบบภาครับ

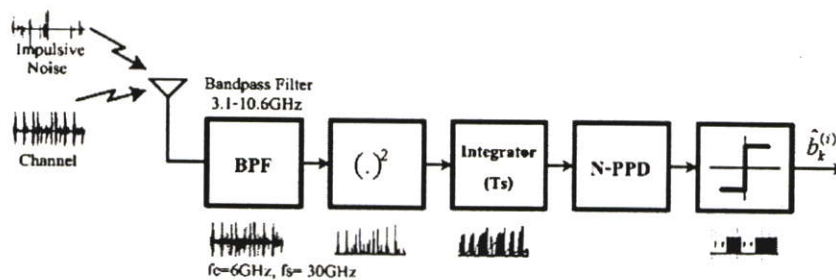
สำหรับภาครับส่วนหน้าจะเป็นวงจรกรองแถบความถี่ช่วง 3.1GHz -10.6GHz ซึ่งจะเลือกเอาเฉพาะช่วงความถี่ของอัลตรา-ไวด์แบนด์และจะเข้าสู่วงจรการตรวจจับพลังงานและวงจรตรวจจับพลังงานนั้นจะใช้ได้ดีในกรณีที่มีความสอดคล้องกันระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับสำหรับการทดลองนี้กำหนดให้ระหว่างเครื่องรับและส่งมีความสอดคล้องกันของเฟรมข้อมูล การออกแบบภาครับมีลำดับขั้นตอนดังต่อไปนี้

$$e(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t v^2(r) dr \quad 5.4$$

เมื่อ $e(t)$ คือพลังงานของลำดับสัญญาณภาครับหลังจากผ่านวงจรกรองแถบความถี่ $v(r)$ คือลำดับสัญญาณภาครับหลังจากผ่านวงจรกรองแถบความถี่ (BPF)

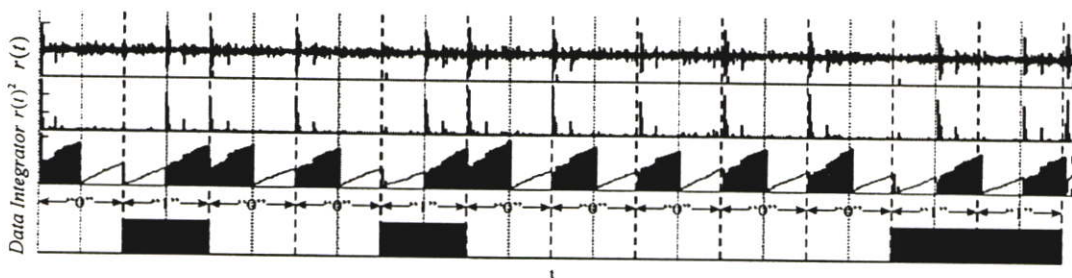
$$\hat{b}_k = \begin{cases} 1 & \text{for } \hat{d}_k \geq 0.5 \\ 0 & \text{for } \hat{d}_k < 0.5 \end{cases} \quad 5.5$$

การพิจารณาบิตข้อมูลเมื่อ \hat{d}_k คือลำดับหลังผ่านการถอดรหัสด้วย N-PPD แล้วและ \hat{b}_k คือบิตข้อมูลโดยใช้ Threshold detector พิจารณาบิตข้อมูลกำหนด $C=0.5$ เมื่อ $\hat{d}_k < C$ จะพิจารณาเป็น "0" และ $\hat{d}_k \geq C$ จะพิจารณาเป็น "1"

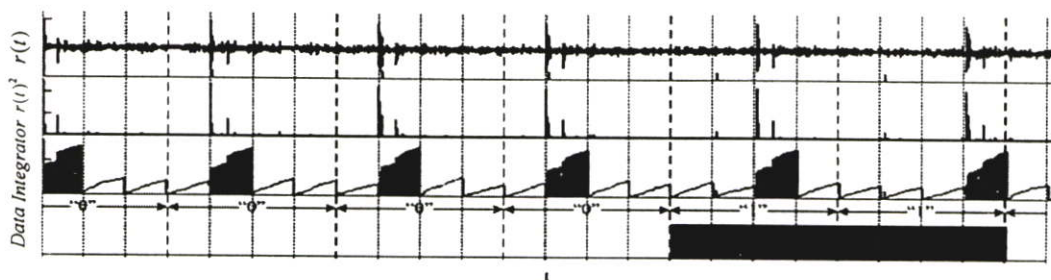


รูปที่ 5.3 บล็อกโคอะแกรมภาครับของแบบซูโค-เคโอดิค ไทม์-ฮอปปีงค์โดยการตรวจจับพลังงาน

การถอดรหัสจะผ่านวงจรยกกำลังสองเพื่อหาค่าพลังงานของลำดับคลื่นสัญญาณที่ส่งผ่านช่องสัญญาณและจะเข้าสู่วงจร Integrator เพื่อหาพลังงานของแต่ละ T_s และจะผ่านการถอดรหัสตำแหน่งพัลส์และพิจารณาบิตข้อมูลโดย Threshold detector



รูปที่ 5.4 โคอะแกรมของสัญญาณ ณ จุดต่างๆของภาครับโดยการมอดูเลทแบบ 2-PPM



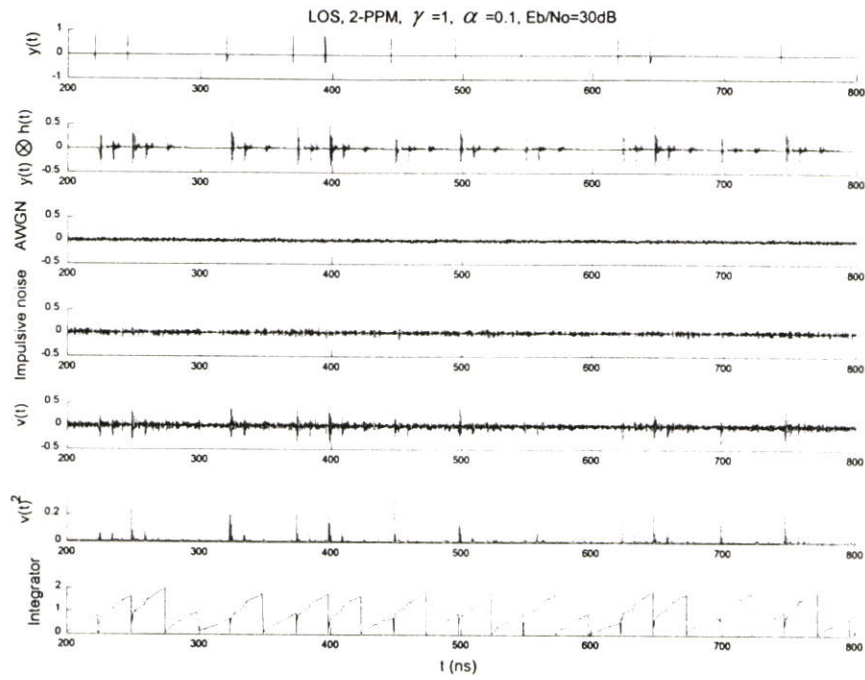
รูปที่ 5.5 โค้ดแอมพลิจูดของสัญญาณ ณ จุดต่างๆของภาครับ โดยการมอดูเลทแบบ 4-PPM

สำหรับการถอดรหัสโดย Threshold detector สามารถถอดรหัสโดยการพิจารณาบิตข้อมูล “0” หรือ “1” กรณีที่เอาท์พุทของ N-PPM มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 0.5 จะพิจารณาเป็น “1” ในกรณีที่น้อยกว่า 0.5 ให้พิจารณาเป็นบิต “0” สำหรับการถอดรหัสข้อมูลนั้นจะเกิดการถอดรหัสข้อมูลที่ผิดพลาดได้หลายกรณีเช่น ช่องสัญญาณแย่งกันทำให้พลังงานถูกกระจายไปให้บิตถัดไป (ISI) การเกิดไม่สอดคล้องกันของเครื่องรับและเครื่องส่ง การเกิดสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นด้วยอัตราส่วนพลังงานที่สูงทำให้เกิดการพิจารณาบิตที่ผิดพลาดเกิดขึ้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้แสดงผลเป็นอัตราบิตผิดพลาดของข้อมูลเทียบกับเอสเอ็นอาร์หรือ E_b/N_0 และผลกระทบจากปัจจัยต่าง ๆ นั้นได้แสดงผลในบทที่ 6

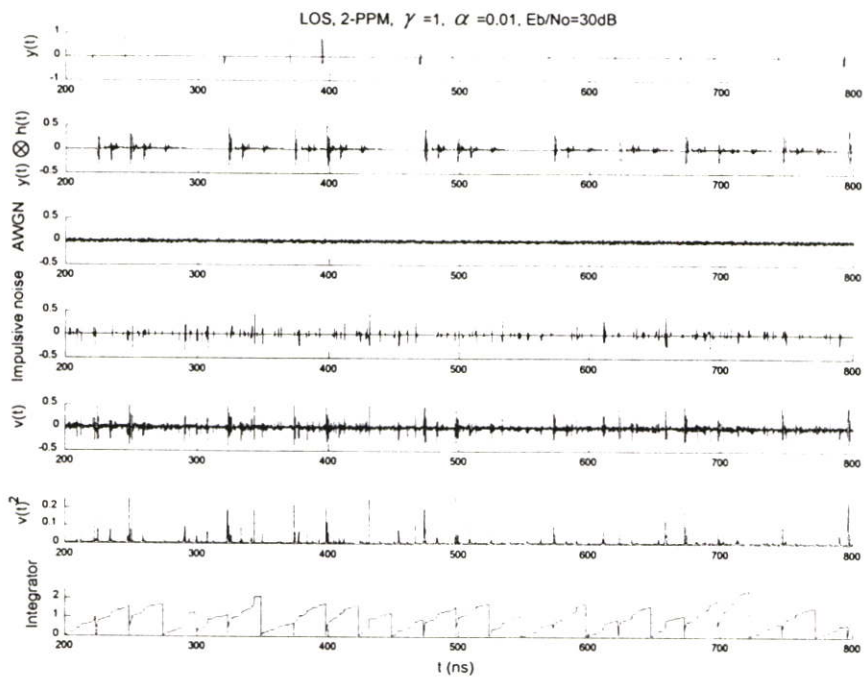
สำหรับบทนี้จะได้แสดงลำดับขั้นตอนการเข้ารหัสและถอดรหัสทั้งภาครับและภาคส่งโดยปรับอัตราส่วนพลังงานของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน และปรับเปลี่ยนช่องสัญญาณ LOS และ NLOS กรณีการสื่อสารภายในอาคาร

ในรูปที่ 5.6-5.17 แสดงลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ LOS และ NLOS โดยการมอดูเลทแบบ 2-PPM และ 4-PPM $\gamma=1, \alpha=0.1, 0.01$ และ 0.001 ตามลำดับจะแสดงที่ $E_b/N_0 = 30\text{dB}$ เพื่อง่ายแก่การเข้าใจลำดับการส่งสัญญาณจากภาคส่งผ่านช่องสัญญาณแบบต่างๆ จนถึงภาครับและมีการตรวจจับสัญญาณด้วยตัวตรวจจับพลังงาน โดยมีตัวหาค่ากำลังงานไฟฟ้าโดยการหาค่ากำลังสองของสัญญาณภาครับและเข้าสู่วงจร Integrator เพื่อหาพลังงานในช่วงเวลา ซึ่งผลที่ได้จะเข้าสู่การถอดรหัสโดยตำแหน่งพัลส์และ Threshold detector ตามลำดับและจะได้บิตข้อมูลออกมา

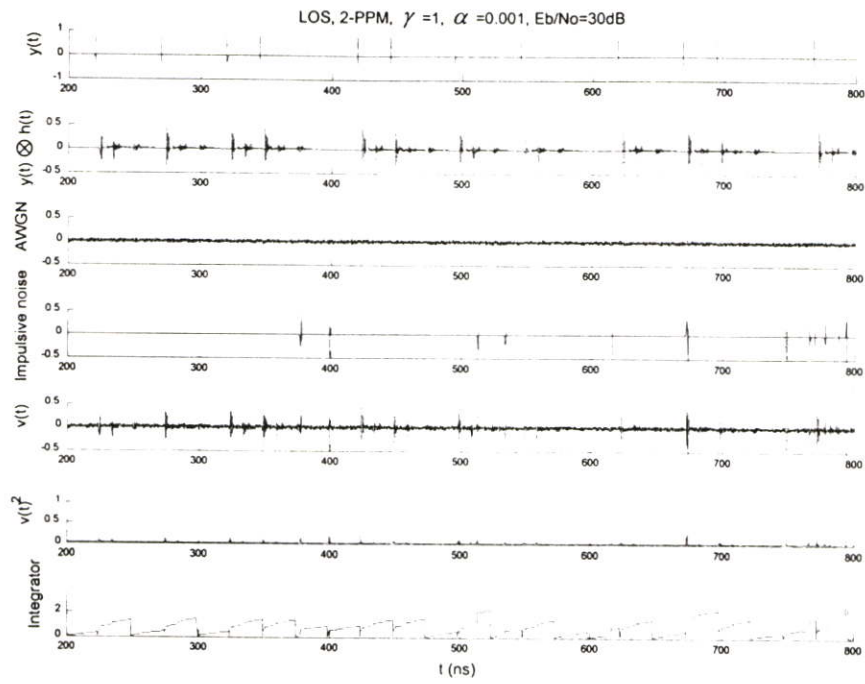
ในการหาอัตราผิดพลาดของข้อมูลจะสามารถทำได้โดยการเอาผลที่ได้จาก Threshold detector ไปเปรียบเทียบกับข้อมูลที่ภาคส่งใช้ในการส่งเพื่อหาอัตราการผิดพลาดของข้อมูลในการส่งผ่านข้อมูลผ่านระบบการสื่อสารแบบแบบซูโค-เคโอดิก ไทม์-ฮอปปีงค์ อัลตรา-ไวด์แบนด์โดยผ่านช่องสัญญาณแบบ LOS และ NLOS และมีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ตามค่าพารามิเตอร์ต่างๆ



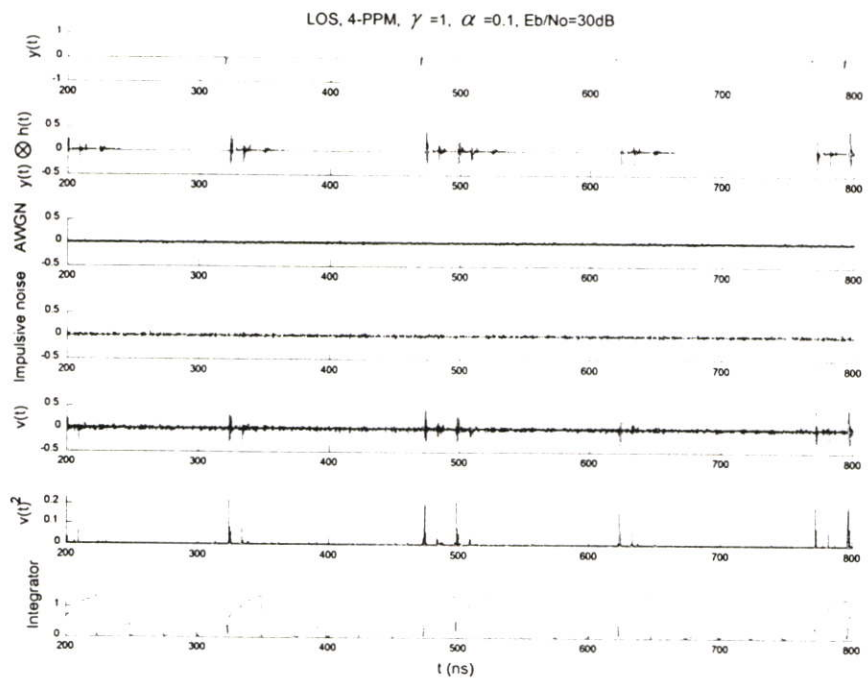
รูปที่ 5.6 ลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ LOS มอดูเลทแบบ 2-PPM, $\gamma = 1$, $\alpha = 0.1$ ที่ $E_b/N_0 = 30\text{dB}$



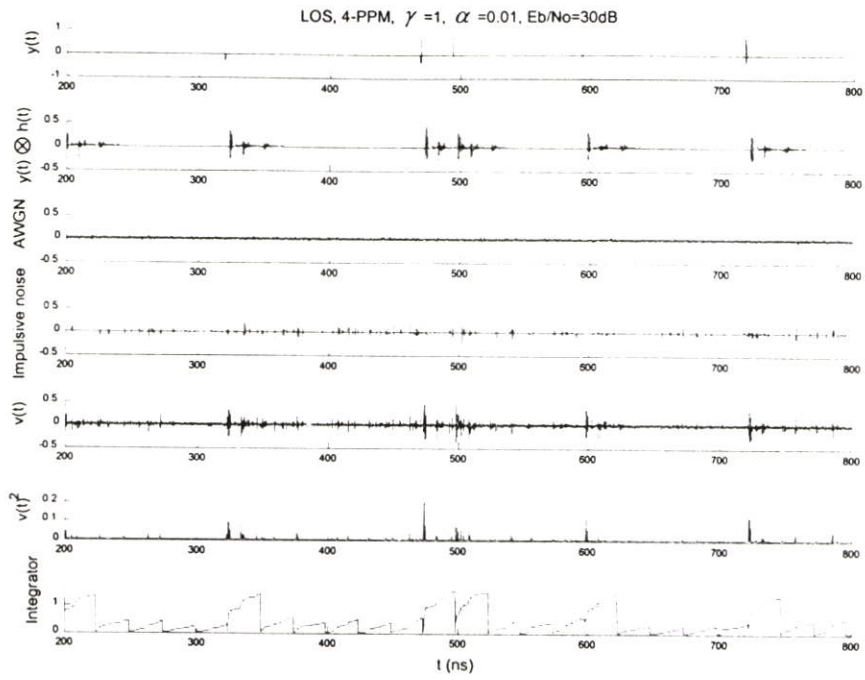
รูปที่ 5.7 ลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ LOS มอดูเลทแบบ 2-PPM, $\gamma = 1$, $\alpha = 0.01$ ที่ $E_b/N_0 = 30\text{dB}$



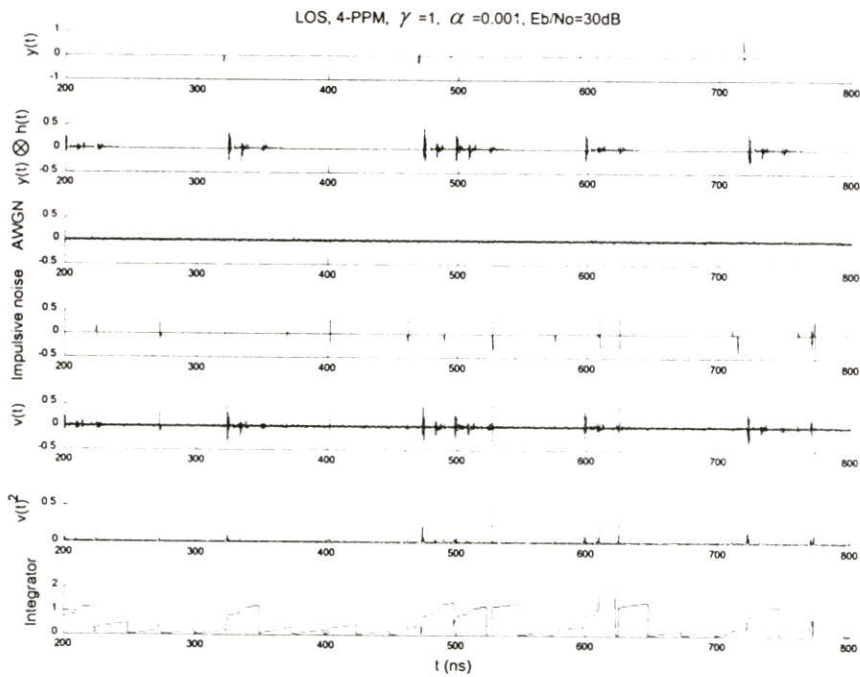
รูปที่ 5.8 ลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ LOS มอดูเลทแบบ 2-PPM, $\gamma=1$, $\alpha=0.001$ ที่ $E_b/N_o=30\text{dB}$



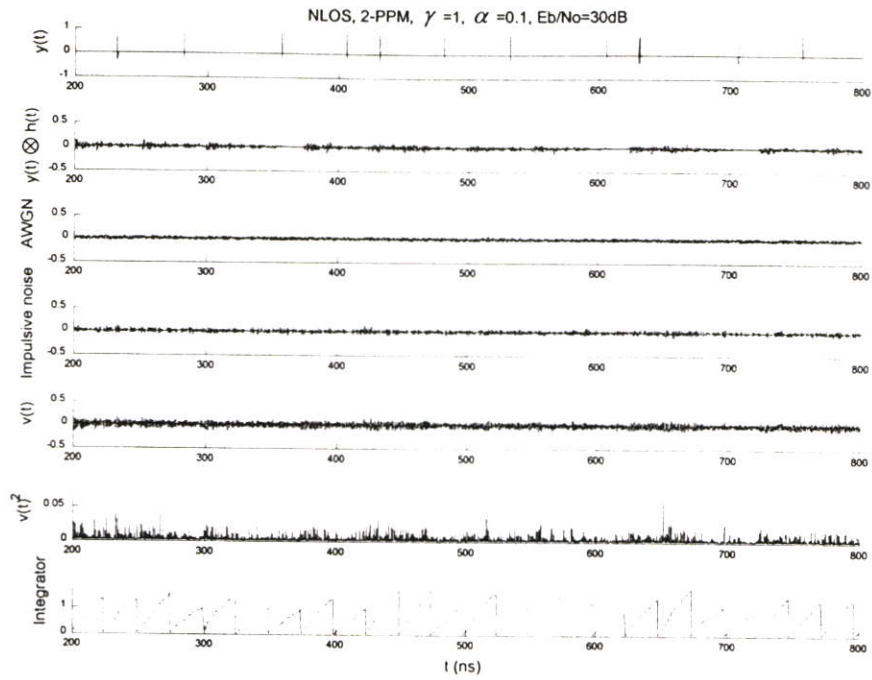
รูปที่ 5.9 ลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ LOS มอดูเลทแบบ 4-PPM, $\gamma=1$, $\alpha=0.1$ ที่ $E_b/N_o=30\text{dB}$



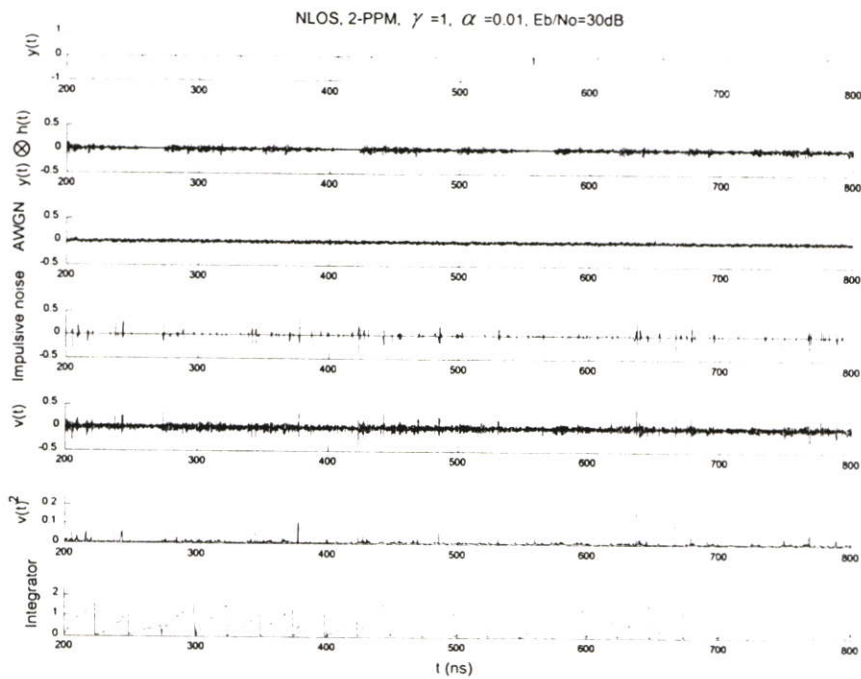
รูปที่ 5.10 ลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ LOS มอดูเลทแบบ 4-PPM, $\gamma = 1$, $\alpha = 0.01$ ที่ $E_b/N_0 = 30\text{dB}$



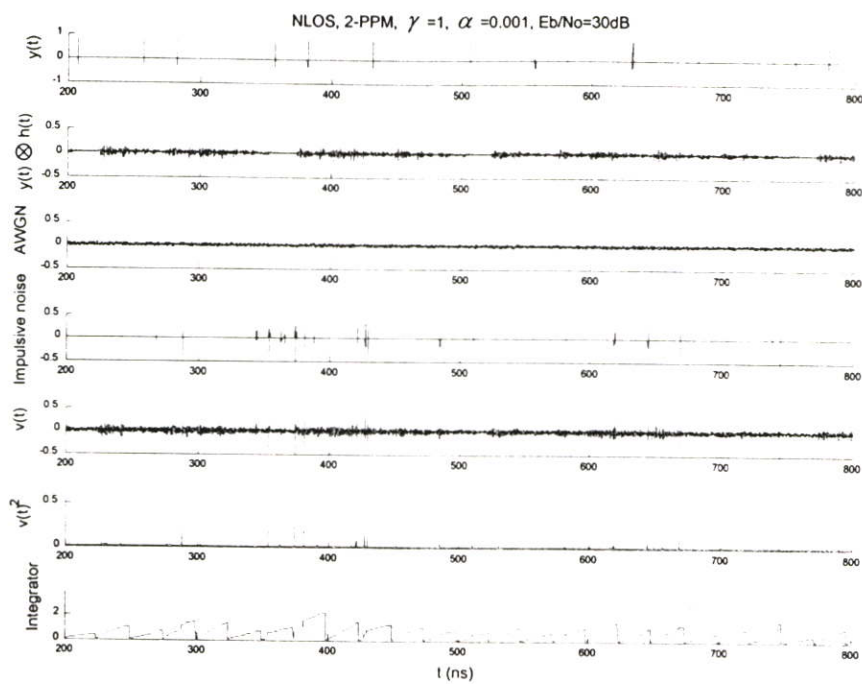
รูปที่ 5.11 ลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ LOS มอดูเลทแบบ 4-PPM, $\gamma = 1$, $\alpha = 0.001$ ที่ $E_b/N_0 = 30\text{dB}$



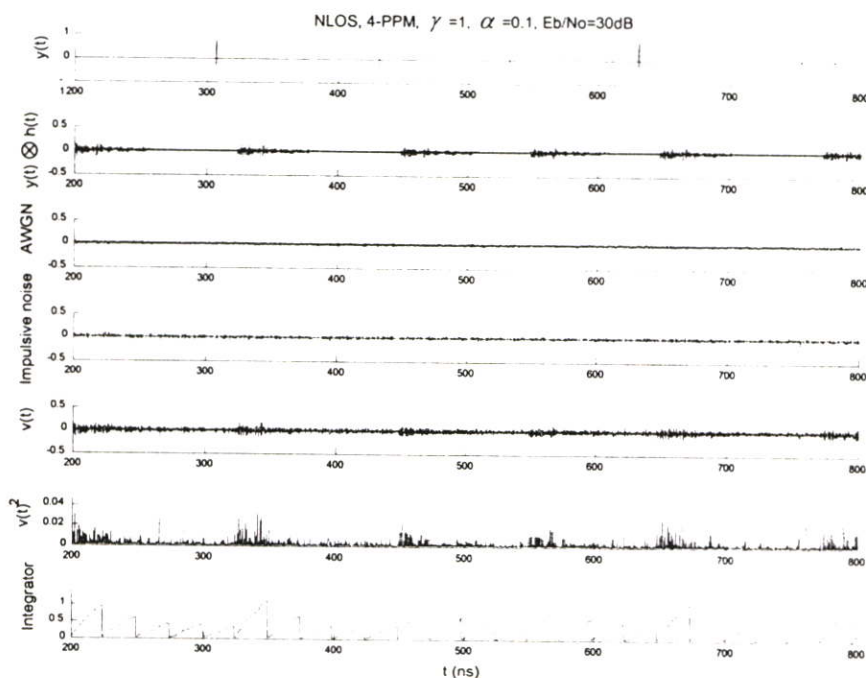
รูปที่ 5.12 ลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ NLOS มอดูเลทแบบ 2-PPM, $\gamma = 1$, $\alpha = 0.1$ ที่ $E_b/N_o = 30\text{dB}$



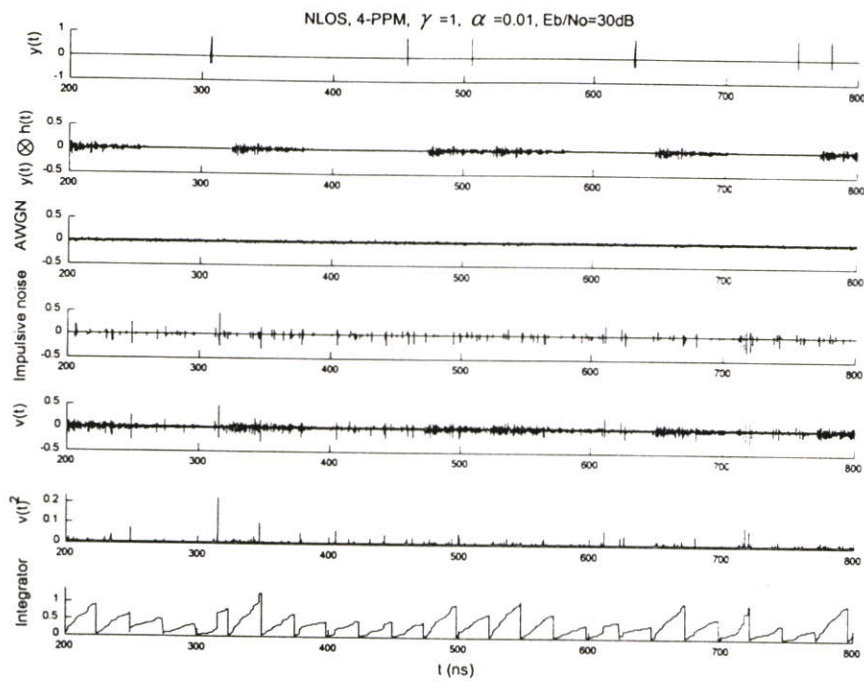
รูปที่ 5.13 ลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ NLOS มอดูเลทแบบ 2-PPM, $\gamma = 1$, $\alpha = 0.01$ ที่ $E_b/N_o = 30\text{dB}$



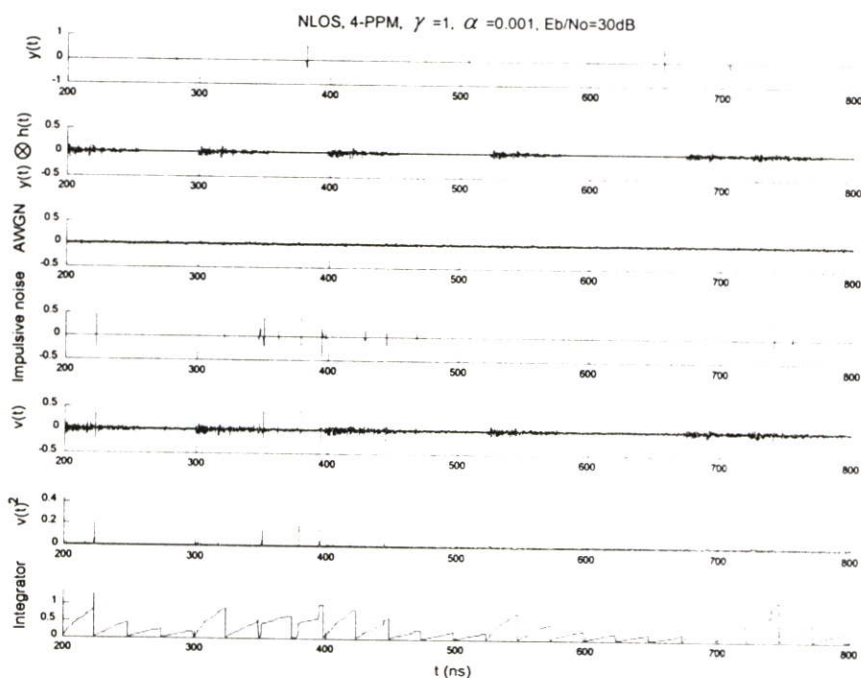
รูปที่ 5.14 ลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ NLOS มอดูเลทแบบ 2-PPM, $\gamma=1$, $\alpha=0.001$ ที่ $E_b/N_o=30\text{dB}$



รูปที่ 5.15 ลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ NLOS มอดูเลทแบบ 4-PPM, $\gamma=1$, $\alpha=0.1$ ที่ $E_b/N_o=30\text{dB}$



รูปที่ 5.16 ลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ NLOS มอดูเลทแบบ 4-PPM, $\gamma = 1$, $\alpha = 0.01$ ที่ $E_b/N_0 = 30\text{dB}$



รูปที่ 5.17 ลำดับสัญญาณจากภาครับและภาคส่งโดยผ่านช่องสัญญาณแบบ NLOS มอดูเลทแบบ 4-PPM, $\gamma = 1$, $\alpha = 0.001$ ที่ $E_b/N_0 = 30\text{dB}$

บทที่ 6

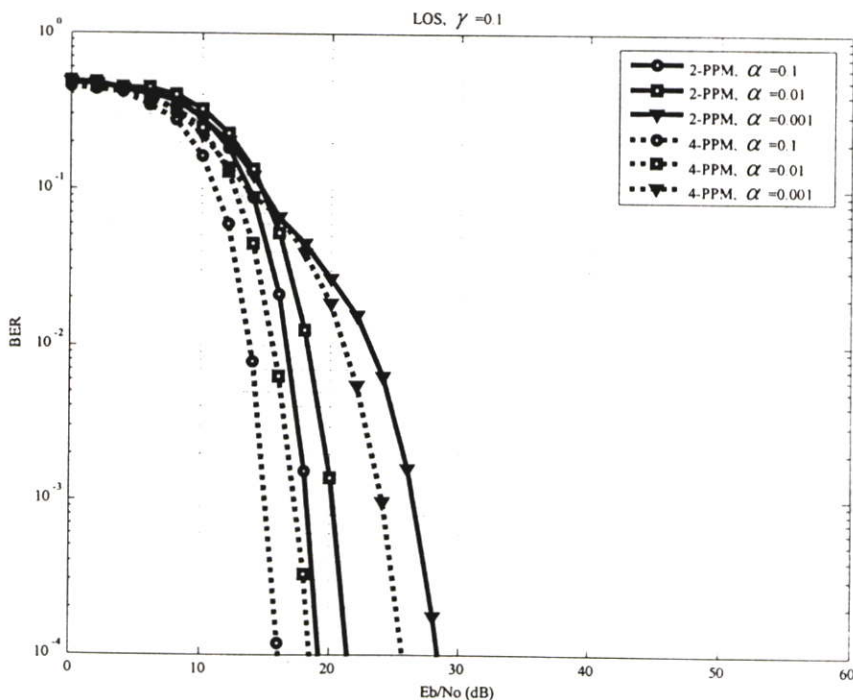
ผลการทดลอง

ผลการทดลองจะใช้ช่องสัญญาณสองชนิดคือ LOS และ NLOS และใช้การมอดูเลทโดยตำแหน่งพัลส์เท่ากับ 2 และ 4 ระดับ โดยปรับเปลี่ยนค่า $\gamma = 0.1, 0.01$ และ 0.001 ตามลำดับ และปรับเปลี่ยนค่า $\alpha = 0.5, 0.05, 0.005$ และ 0.0005 ตามลำดับและแสดงผลของการปรับเปลี่ยน $T_s = 10\text{ns}$ และ 25ns เพื่อเปรียบเทียบผลการทดลอง และสามารถพิจารณาการมอดูเลทแบบ 2-PPM เป็นแบบที่ไม่มีการเข้ารหัสโค-เค โอติกได้

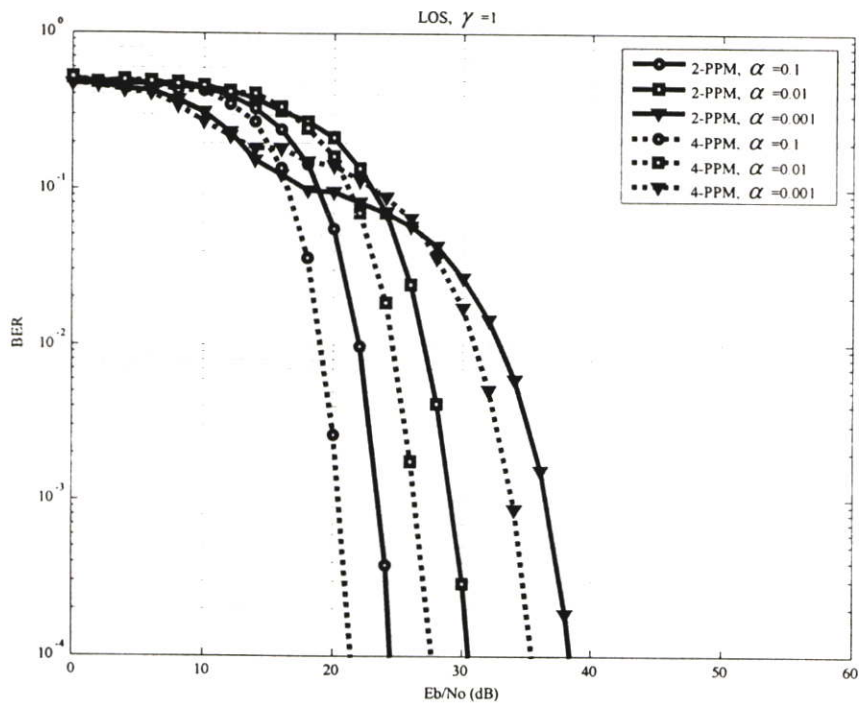
ในรูปที่ 6.1 แสดงอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ LOS และ $\gamma = 0.1$ โดยใช้การมอดูเลท 2-PPM และ 4-PPM จุดประสงค์เพื่อเปรียบเทียบให้เห็นความแตกต่างของค่า α และระดับการมอดูเลทแบบ 2-PPM และ 4-PPM ที่มีผลต่ออัตราบิดผิดพลาดของข้อมูล

รูปที่ 6.2 แสดงอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ LOS และ $\gamma = 1$ โดยใช้การมอดูเลท 2-PPM และ 4-PPM จุดประสงค์เพื่อเปรียบเทียบให้เห็นความแตกต่างของค่า α และระดับการมอดูเลทแบบ 2-PPM และ 4-PPM ที่มีผลต่ออัตราบิดผิดพลาดของข้อมูล

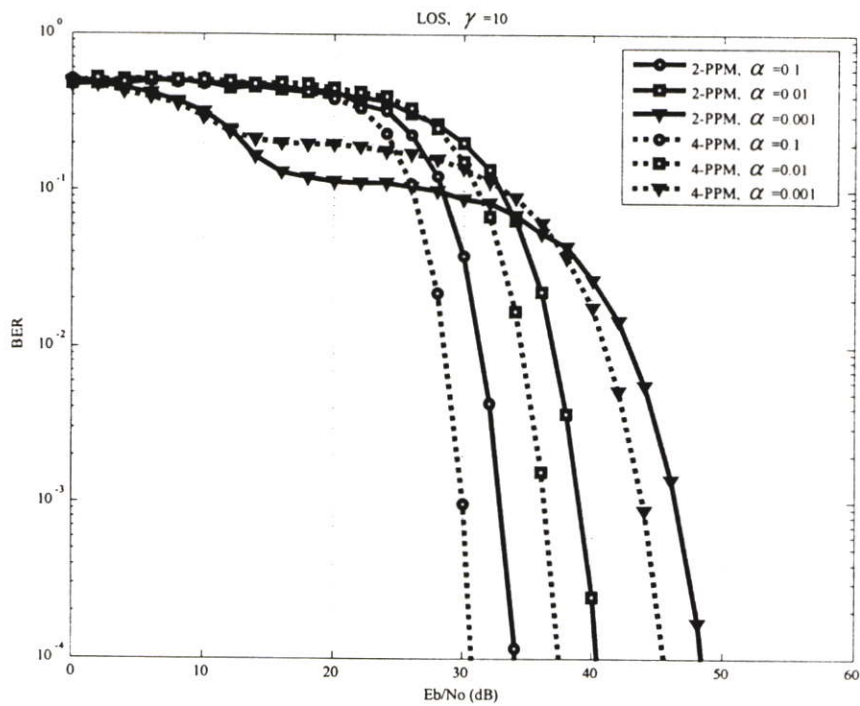
รูปที่ 6.3 แสดงอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ LOS และ $\gamma = 10$ โดยใช้การมอดูเลท 2-PPM และ 4-PPM จุดประสงค์เพื่อเปรียบเทียบให้เห็นความแตกต่างของค่า α และระดับการมอดูเลทแบบ 2-PPM และ 4-PPM ที่มีผลต่ออัตราบิดผิดพลาดของข้อมูล



รูปที่ 6.1 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ LOS และ $\gamma = 0.1$



รูปที่ 6.2 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ LOS และ $\gamma = 1$



รูปที่ 6.3 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ LOS และ $\gamma = 10$

ในรูปที่ 6.4 แสดงอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ NLOS และ $\gamma=0.1$ โดยใช้การมอดูเลต 2-PPM และ 4-PPM จุดประสงค์เพื่อเปรียบเทียบให้เห็นความแตกต่างของค่า α และระดับการมอดูเลตแบบ 2-PPM และ 4-PPM ที่มีผลต่ออัตราบิดผิดพลาดของข้อมูล

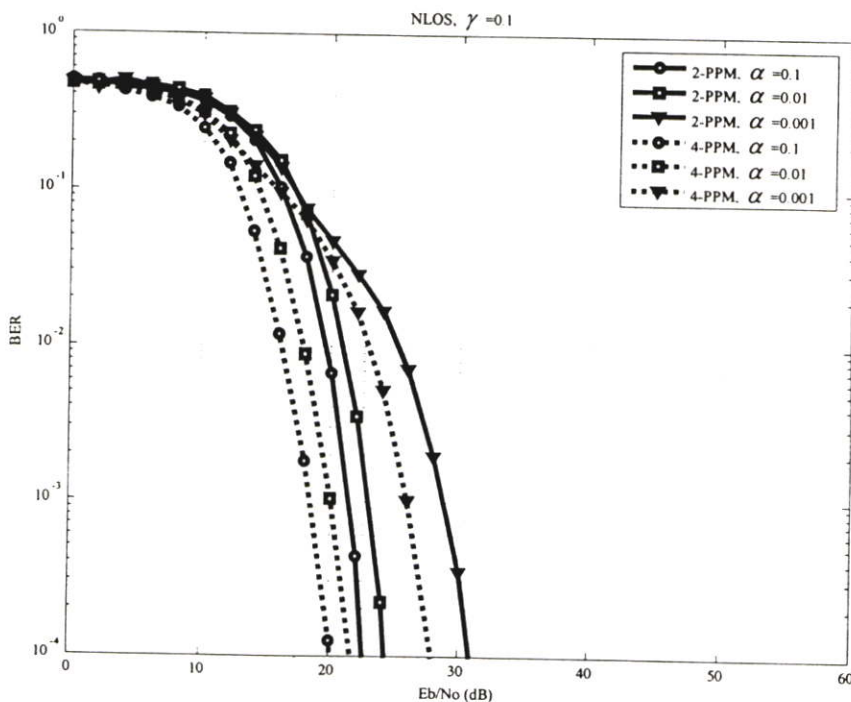
รูปที่ 6.5 แสดงอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ NLOS และ $\gamma=1$ โดยใช้การมอดูเลต 2-PPM และ 4-PPM จุดประสงค์เพื่อเปรียบเทียบให้เห็นความแตกต่างของค่า α และระดับการมอดูเลตแบบ 2-PPM และ 4-PPM ที่มีผลต่ออัตราบิดผิดพลาดของข้อมูล

รูปที่ 6.6 แสดงอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ NLOS และ $\gamma=10$ โดยใช้การมอดูเลต 2-PPM และ 4-PPM จุดประสงค์เพื่อเปรียบเทียบให้เห็นความแตกต่างของค่า α และระดับการมอดูเลตแบบ 2-PPM และ 4-PPM ที่มีผลต่ออัตราบิดผิดพลาดของข้อมูล

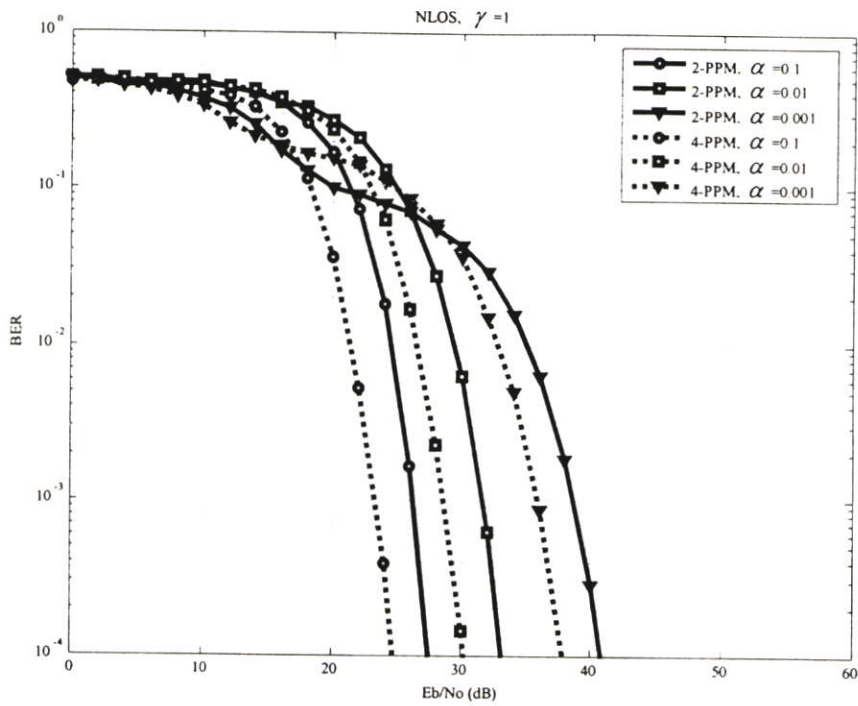
ในรูปที่ 6.7 แสดงอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลตแบบ 2-PPM และ $\alpha=0.5$ โดยใช้ช่องสัญญาณแบบ LOS และ NLOS จุดประสงค์เพื่อเปรียบเทียบให้เห็นความแตกต่างของค่า γ และช่องสัญญาณแบบ LOS และ NLOS ที่มีผลต่ออัตราบิดผิดพลาดของข้อมูล

รูปที่ 6.8 แสดงอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลตแบบ 2-PPM และ $\alpha=0.05$ โดยใช้ช่องสัญญาณแบบ LOS และ NLOS จุดประสงค์เพื่อเปรียบเทียบให้เห็นความแตกต่างของค่า γ และช่องสัญญาณแบบ LOS และ NLOS ที่มีผลต่ออัตราบิดผิดพลาดของข้อมูล

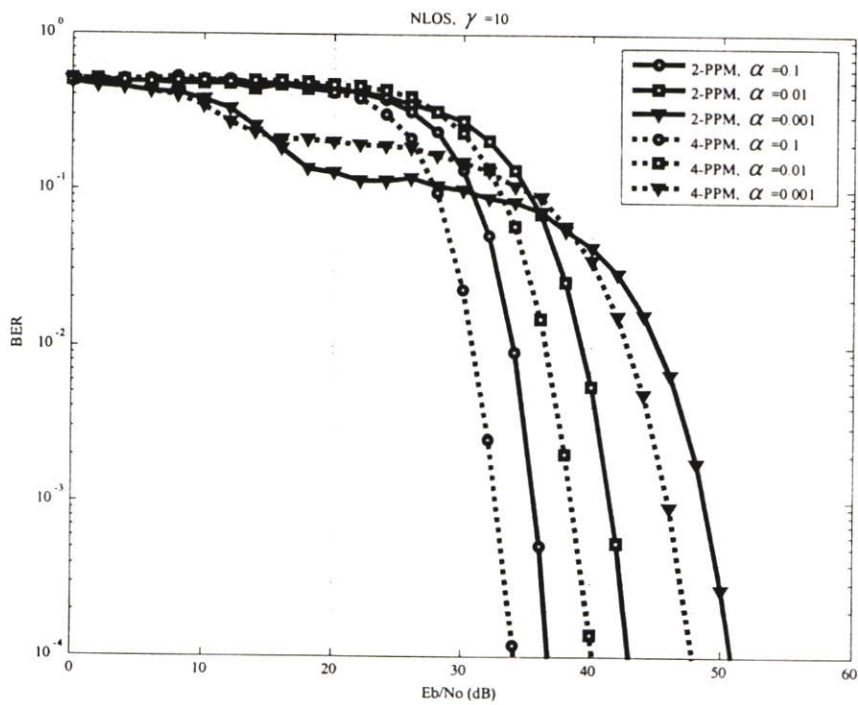
รูปที่ 6.9 แสดงอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลตแบบ 2-PPM และ $\alpha=0.005$ โดยใช้ช่องสัญญาณแบบ LOS และ NLOS จุดประสงค์เพื่อเปรียบเทียบให้เห็นความแตกต่างของค่า γ และช่องสัญญาณแบบ LOS และ NLOS ที่มีผลต่ออัตราบิดผิดพลาดของข้อมูล



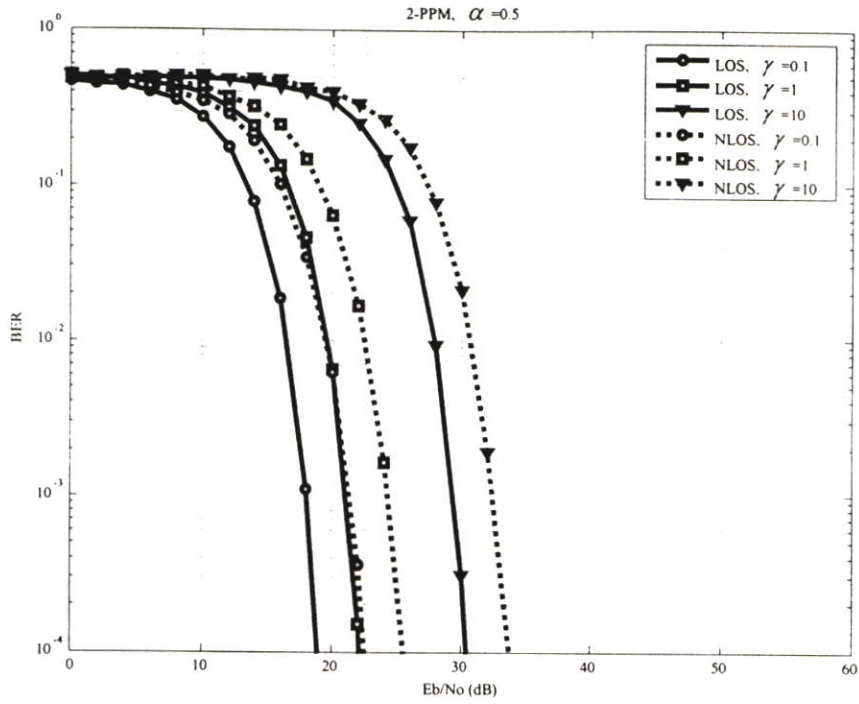
รูปที่ 6.4 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ NLOS และ $\gamma=0.1$



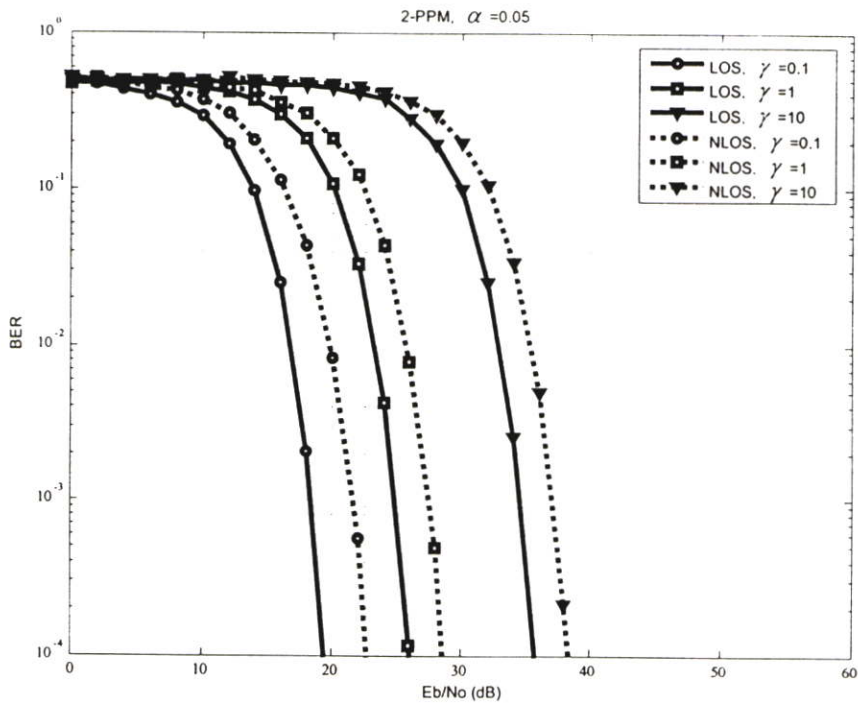
รูปที่ 6.5 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ NLOS และ $\gamma = 1$



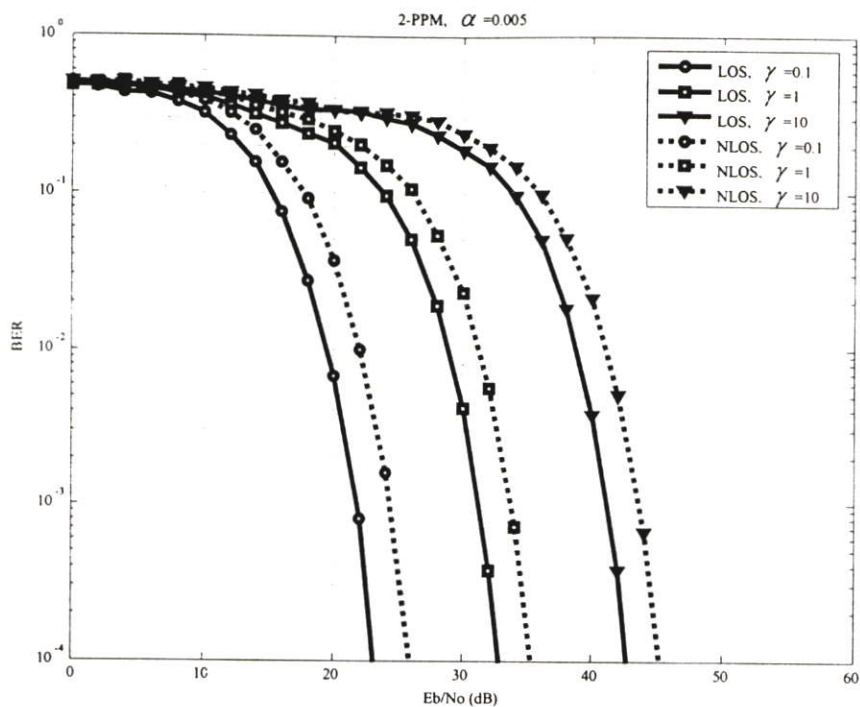
รูปที่ 6.6 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ NLOS และ $\gamma = 10$



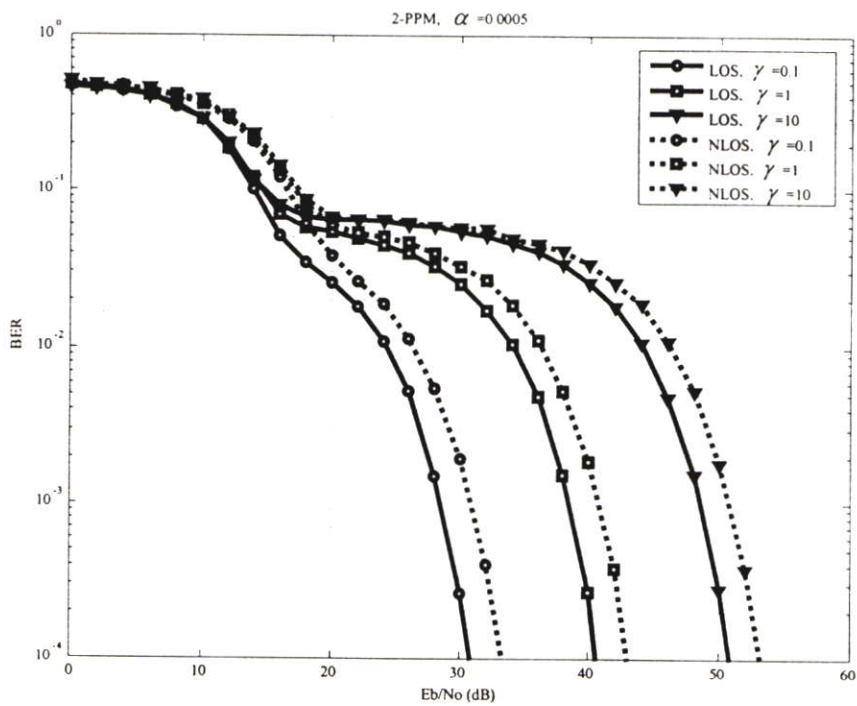
รูปที่ 6.7 อัตราผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลตแบบ 2-PPM และ $\alpha = 0.5$



รูปที่ 6.8 อัตราผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลตแบบ 2-PPM และ $\alpha = 0.05$



รูปที่ 6.9 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลทแบบ 2-PPM และ $\alpha = 0.005$



รูปที่ 6.10 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลทแบบ 2-PPM และ $\alpha = 0.0005$

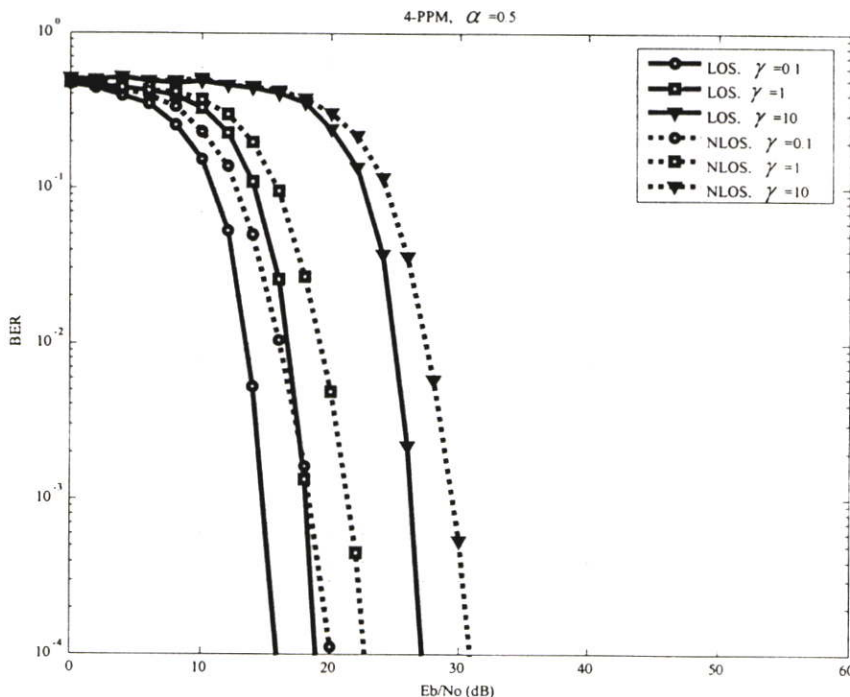
รูปที่ 6.10 แสดงอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลทแบบ 2-PPM และ $\alpha=0.0005$ โดยใช้ช่องสัญญาณแบบ LOS และ NLOS จุดประสงค์เพื่อเปรียบเทียบให้เห็นความแตกต่างของค่า γ และช่องสัญญาณแบบ LOS และ NLOS ที่มีผลต่ออัตราบิดผิดพลาดของข้อมูล

ในรูปที่ 6.11 แสดงอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลทแบบ 4-PPM และ $\alpha=0.5$ โดยใช้ช่องสัญญาณแบบ LOS และ NLOS จุดประสงค์เพื่อเปรียบเทียบให้เห็นความแตกต่างของค่า γ และช่องสัญญาณแบบ LOS และ NLOS ที่มีผลต่ออัตราบิดผิดพลาดของข้อมูล

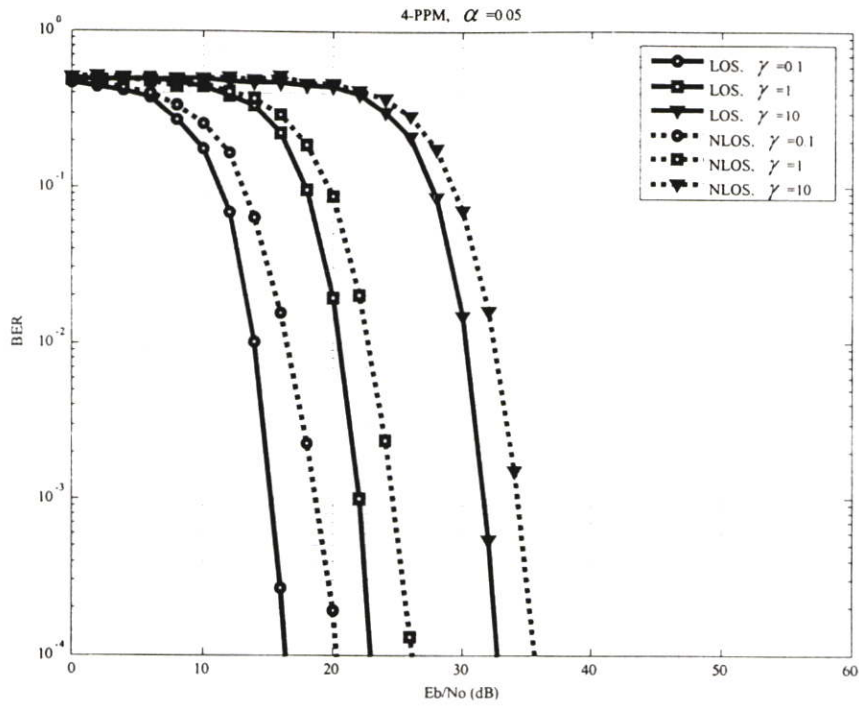
รูปที่ 6.12 แสดงอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลทแบบ 4-PPM และ $\alpha=0.05$ โดยใช้ช่องสัญญาณแบบ LOS และ NLOS จุดประสงค์เพื่อเปรียบเทียบให้เห็นความแตกต่างของค่า γ และช่องสัญญาณแบบ LOS และ NLOS ที่มีผลต่ออัตราบิดผิดพลาดของข้อมูล

รูปที่ 6.13 แสดงอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลทแบบ 4-PPM และ $\alpha=0.005$ โดยใช้ช่องสัญญาณแบบ LOS และ NLOS จุดประสงค์เพื่อเปรียบเทียบให้เห็นความแตกต่างของค่า γ และช่องสัญญาณแบบ LOS และ NLOS ที่มีผลต่ออัตราบิดผิดพลาดของข้อมูล

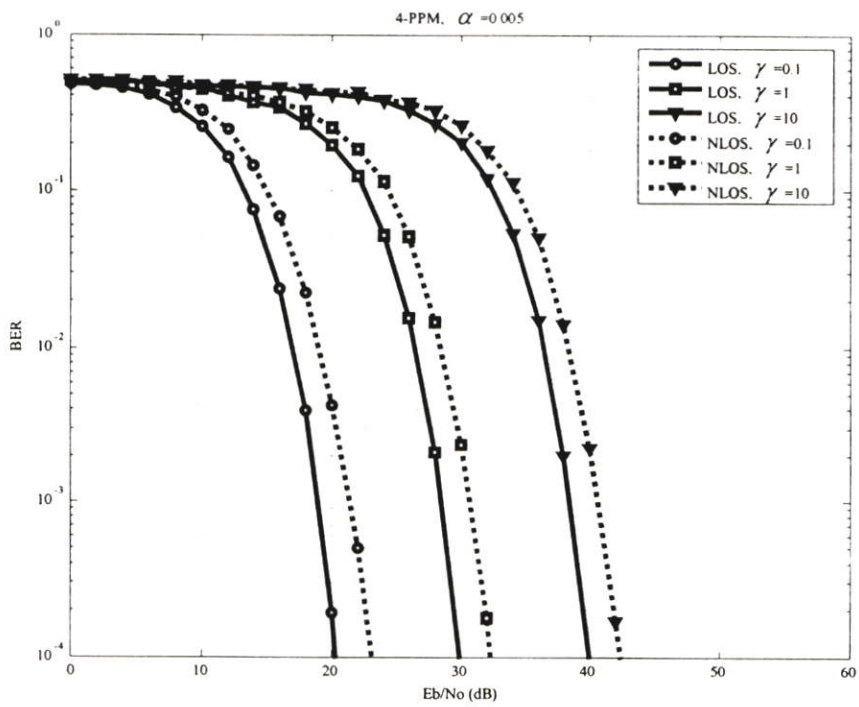
รูปที่ 6.14 แสดงอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลทแบบ 4-PPM และ $\alpha=0.005$ โดยใช้ช่องสัญญาณแบบ LOS และ NLOS จุดประสงค์เพื่อเปรียบเทียบให้เห็นความแตกต่างของค่า γ และช่องสัญญาณแบบ LOS และ NLOS ที่มีผลต่ออัตราบิดผิดพลาดของข้อมูล



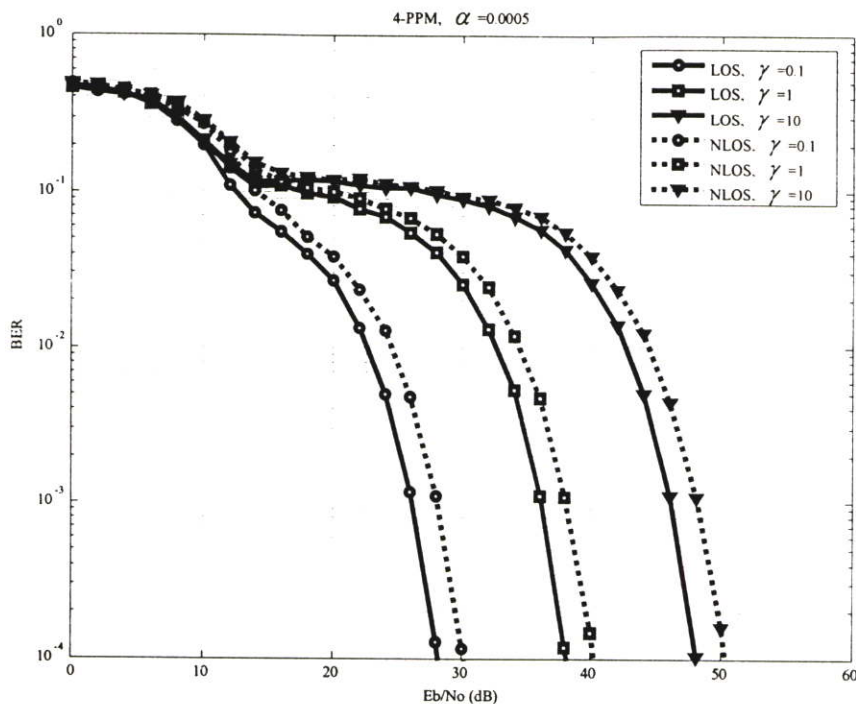
รูปที่ 6.11 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลทแบบ 4-PPM และ $\alpha=0.5$



รูปที่ 6.12 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลตแบบ 4-PPM และ $\alpha = 0.05$



รูปที่ 6.13 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลตแบบ 4-PPM และ $\alpha = 0.005$



รูปที่ 6.14 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลทแบบ 4-PPM และ $\alpha = 0.0005$

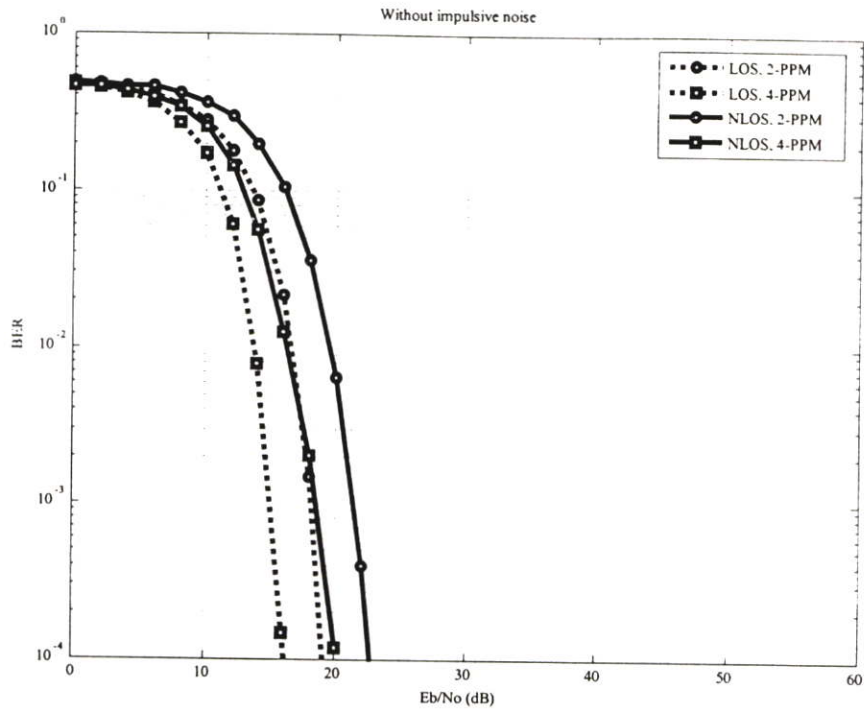
ในรูปที่ 6.15 แสดงอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลโดยผ่านช่องสัญญาณที่ไม่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ โดยจะแสดงที่ช่องสัญญาณเป็นแบบ LOS และ NLOS โดยมอดูเลทแบบ 2-PPM และ 4-PPM

รูปที่ 6.16 แสดงอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ LOS ที่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ $\gamma = 1$ และ $\alpha = 0.1$ เปรียบเทียบกับช่องสัญญาณที่ไม่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์โดยมอดูเลทแบบ 2-PPM และ 4-PPM

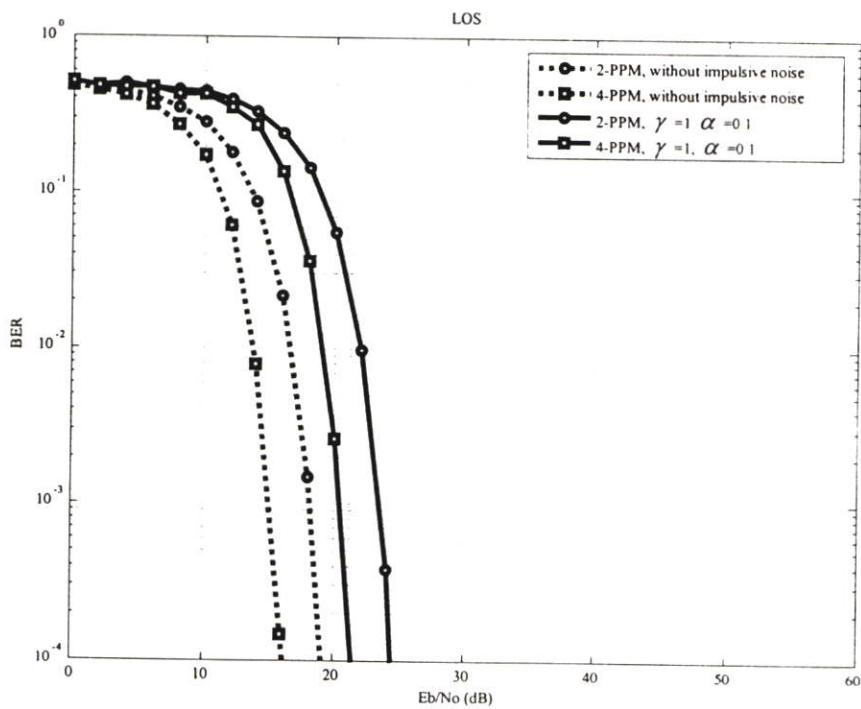
รูปที่ 6.17 แสดงอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ NLOS ที่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ $\gamma = 1$ และ $\alpha = 0.1$ เปรียบเทียบกับช่องสัญญาณที่ไม่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์โดยมอดูเลทแบบ 2-PPM และ 4-PPM

รูปที่ 6.18 แสดงอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ LOS มีการมอดูเลทแบบ 2-PPM ที่ $\gamma = 1$, $\alpha = 0.1$, 0.01 และ 0.001 ตามลำดับเปรียบเทียบระหว่าง $T_s = 10\text{ns}$ และ $T_s = 25\text{ns}$

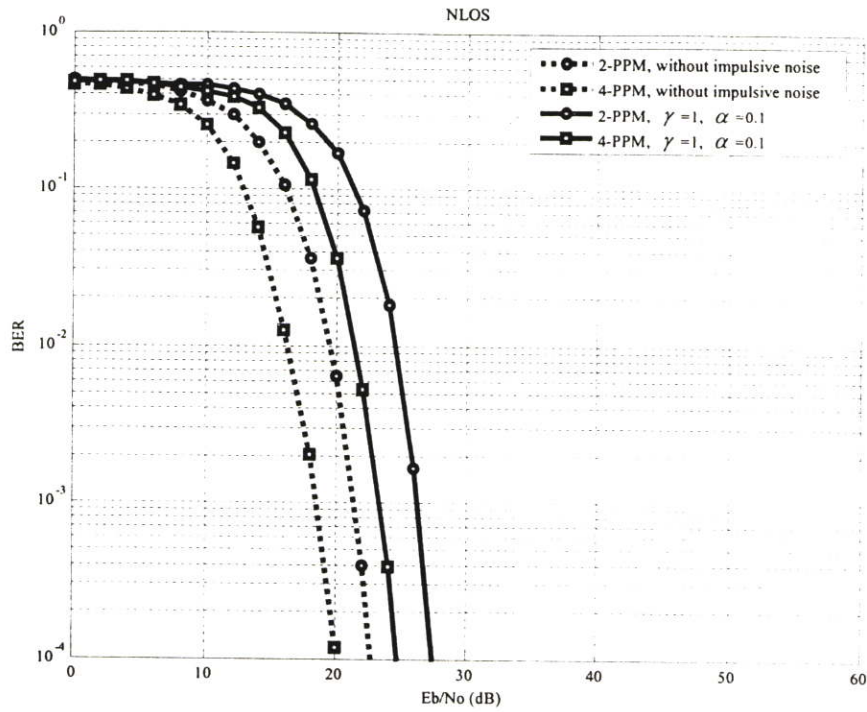
รูปที่ 6.19 แสดงอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ NLOS มีการมอดูเลทแบบ 2-PPM ที่ $\gamma = 1$, $\alpha = 0.1$, 0.01 และ 0.001 ตามลำดับเปรียบเทียบระหว่าง $T_s = 10\text{ns}$ และ $T_s = 25\text{ns}$



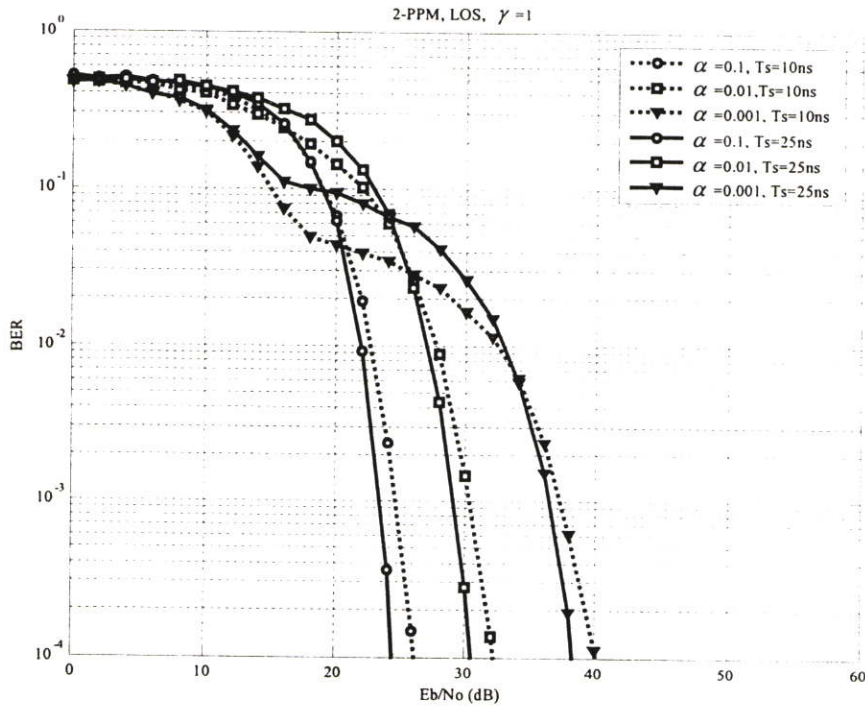
รูปที่ 6.15 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูล โดยผ่านช่องสัญญาณที่ไม่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์



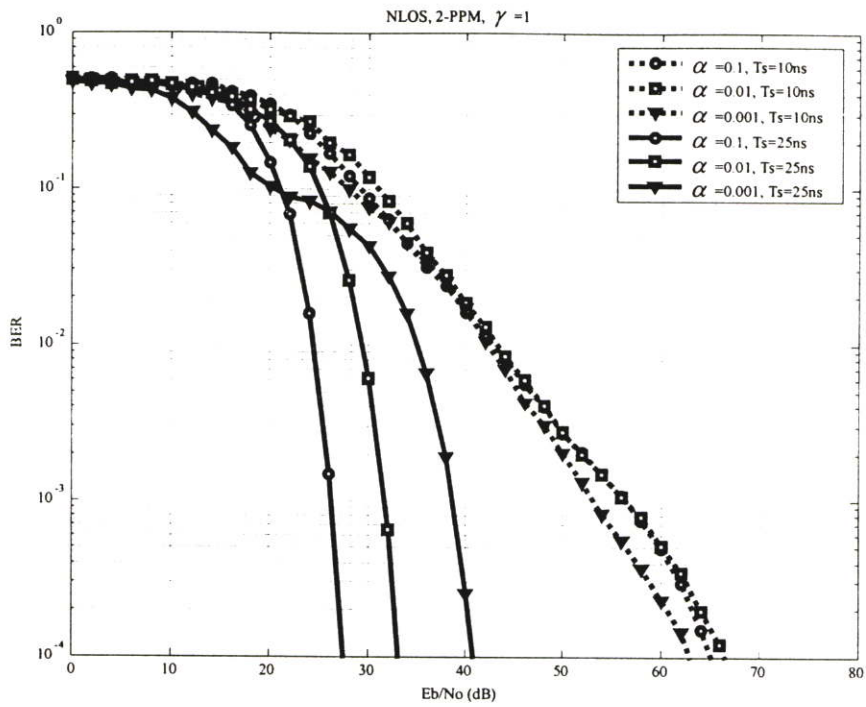
รูปที่ 6.16 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ LOS เปรียบเทียบกับช่องสัญญาณที่ไม่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์



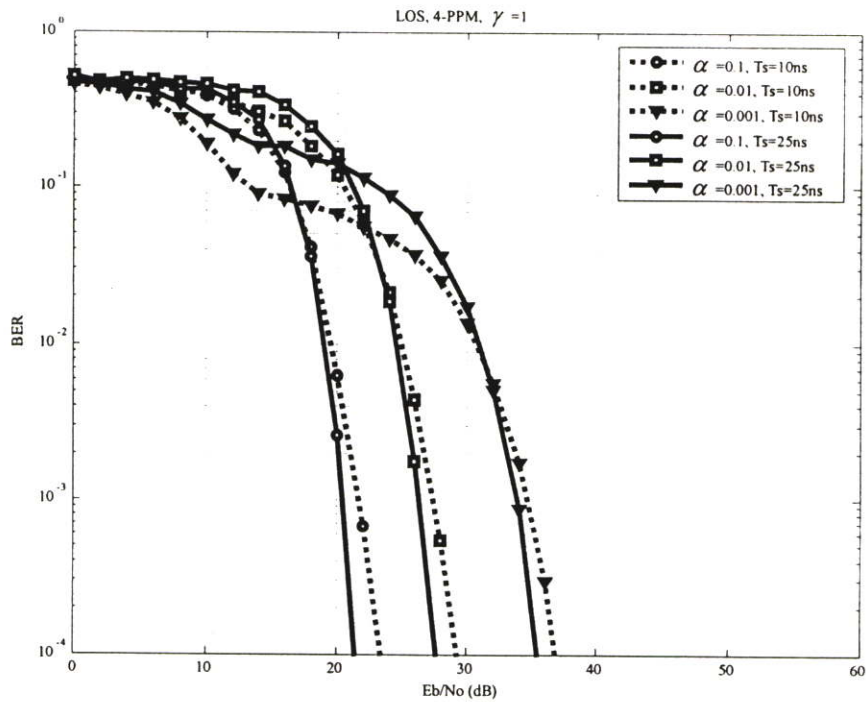
รูปที่ 6.17 อัตราผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ NLOS เปรียบเทียบกับช่องสัญญาณที่ไม่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์



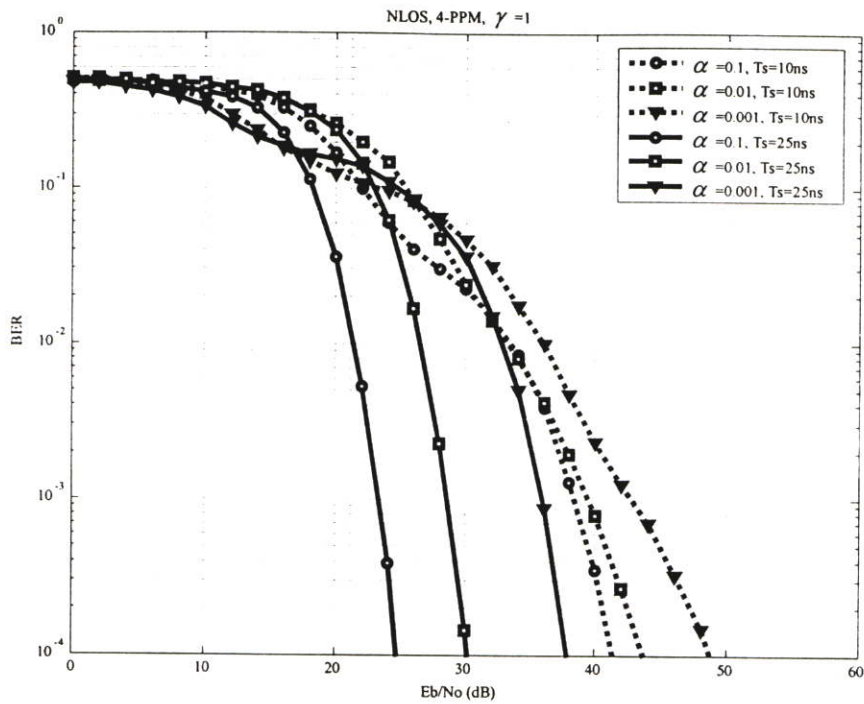
รูปที่ 6.18 อัตราผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ LOS มีการมอดูเลทแบบ 2-PPM และ $\gamma=1$ เปรียบเทียบระหว่าง $T_s=10\text{ns}$ และ $T_s=25\text{ns}$



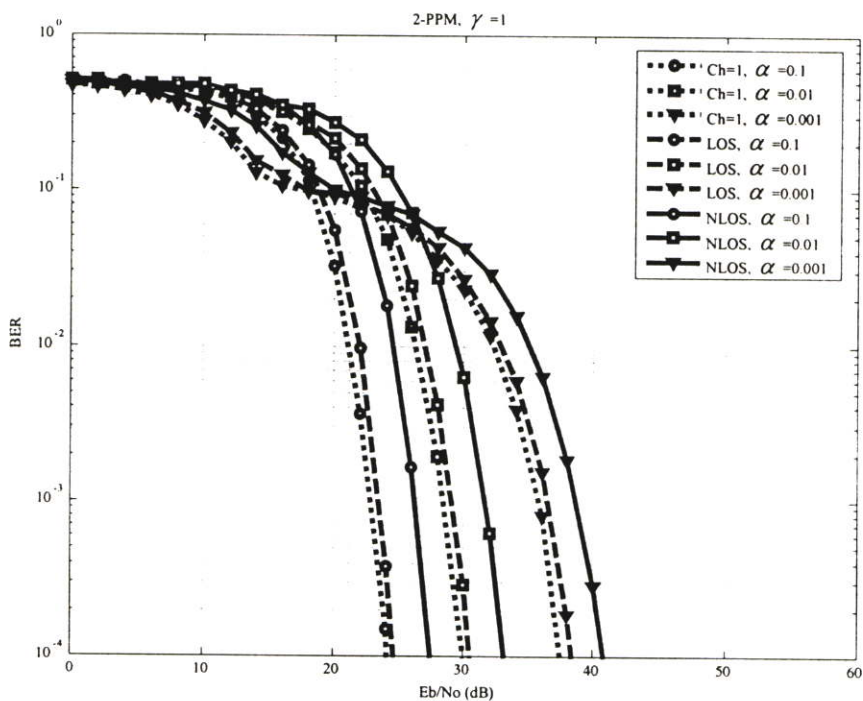
รูปที่ 6.19 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ NLOS มีการมอดูเลตแบบ 2-PPM และ $\gamma=1$ เปรียบเทียบระหว่าง $T_s=10\text{ns}$ และ $T_s=25\text{ns}$



รูปที่ 6.20 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ LOS มีการมอดูเลตแบบ 4-PPM และ $\gamma=1$ เปรียบเทียบระหว่าง $T_s=10\text{ns}$ และ $T_s=25\text{ns}$



รูปที่ 6.21 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ NLOS มีการมอดูเลตแบบ 4-PPM และ $\gamma=1$ เปรียบเทียบระหว่าง $T_s=10\text{ns}$ และ $T_s=25\text{ns}$



รูปที่ 6.22 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลตแบบ 2-PPM และ $\gamma=1$ เปรียบเทียบช่องสัญญาณ โดยช่องสัญญาณเท่ากับหนึ่ง (Ch=1), LOS และ NLOS

ในรูปที่ 6.20 แสดงอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ LOS มีการมอดูเลตแบบ 4-PPM ที่ $\gamma=1$, $\alpha=0.1$, 0.01 และ 0.001 ตามลำดับเปรียบเทียบระหว่าง $T_s=10\text{ns}$ และ $T_s=25\text{ns}$

รูปที่ 6.21 แสดงอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อช่องสัญญาณเป็นแบบ NLOS มีการมอดูเลตแบบ 4-PPM ที่ $\gamma=1$, $\alpha=0.1$, 0.01 และ 0.001 ตามลำดับเปรียบเทียบระหว่าง $T_s=10\text{ns}$ และ $T_s=25\text{ns}$

รูปที่ 6.22 แสดงอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเมื่อมีการมอดูเลตแบบ 2-PPM ที่ $\gamma=1$, $\alpha=0.1$, 0.01 และ 0.001 ตามลำดับเปรียบเทียบช่องสัญญาณ โดยช่องสัญญาณเท่ากับหนึ่ง ($Ch=1$), LOS และ NLOS

บทที่ 7

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าอัตราการเกิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ $\alpha = 0.1$ จะทำให้มีอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลต่ำกว่า $\alpha = 0.01$ และ 0.001 ตามลำดับ อันเนื่องมาจากค่ากำลังงานของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์นี้ถูกกระจายในแเนวราบได้มากกว่าจึงทำให้ขนาดของอิมพัลส์มีขนาดที่ต่ำกว่า $\alpha = 0.01$ และ 0.001 จึงเกิดอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลที่น้อยกว่า

จากรูปที่ 6.1-6.3 ที่ใช้ช่องสัญญาณแบบ LOS และรูปที่ 6.4-6.6 ที่ใช้ช่องสัญญาณแบบ NLOS จะเห็นได้ว่าการใช้ระดับการมอดูเลทเท่ากับ 4-PPM จะได้อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลต่ำกว่าการใช้ระดับการมอดูเลทเท่ากับ 2-PPM

จากผลการทดลองรูปที่ 6.7-6.10 ที่ใช้การมอดูเลทแบบ 2-PPM และผลการทดลองรูปที่ 6.11-6.14 ที่ใช้การมอดูเลทแบบ 4-PPM จะเห็นได้ว่าช่องสัญญาณแบบ LOS จะมีอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลที่ต่ำกว่าช่องสัญญาณแบบ NLOS ในกรณีที่ใช้อัตราเร็วข้อมูลและระดับการมอดูเลทที่เท่ากัน

จากผลการทดลองรูปที่ 6.18-6.21 จะเห็นได้ว่าเมื่อกำหนด $T_s = 10$ ns (2-PPM จะได้อัตราเร็วของข้อมูลเท่ากับ 50Mbps และ 4-PPM จะได้อัตราเร็วของข้อมูลเท่ากับ 25Mbps) จะทำให้อัตราการบิดผิดพลาดของข้อมูลมากกว่าที่ $T_s = 25$ ns (2-PPM จะได้อัตราเร็วของข้อมูลเท่ากับ 20Mbps และ 4-PPM จะได้อัตราเร็วของข้อมูลเท่ากับ 10Mbps)

เอกสารอ้างอิง

- [1] Ghavami M., Michael L.B. and Kohno R. **Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering**. Great Britain : John Wiley & Sons, Ltd. 2004
- [2] Maggio G.M., Laney D., Lehmann F. and Larson L. "A Multi Access Scheme for UWB Radio Using Pseudo-Chaotic Time Hopping." **IEEE**, 2002. pp.225-230
- [3] Maggio G.M., Laney D., Lehmann F. and Larson L. "BER for Multi Access Scheme for UWB Radio Using Pseudo-Chaotic Time Hopping." **IEEE**, 2002. pp.91-94
- [4] Maggio G.M., Rulkov N., and Reggiani L. "Pseudo-Chaotic Time Hopping For UWB Impulse Radio." **IEEE**, 2001. pp.1424-1435
- [5] Slianmugam S.K. and Leung H. "Time Hopping - Ultra Wideband (TH-UWB) Spectrum Optimization Using a Novel GP-DNA algorithm." **IEEE**, 2004. pp.3571-3575
- [6] Parr B., Cho B.L.,Wallace K. and Ding Z. "A Novel Ultra-Wideband Pulse Design Algorithm." **IEEE**, 2003. pp.219-221
- [7] Yin L. and Hongbo Z. "EMC Research in UWB Communications through Pulse Waveform Design." **International Conference on ITS Telecommunications Proceedings**, 2006. pp.274-277
- [8] Jung B., Tseng Y.H., Harvey J. and Harjani R. "Pulse Generator Design For UWB IR Communication Systems." **IEEE**, 2005. pp.4381-434
- [9] Yin L. and Hongbo Z. "UWB Pulse Design Using the Approximate Prolate Spheroidal Wave Functions." **IEEE**, 2005. pp.450-453
- [10] Urkowitz H. "Energy Detection of Unknown Deterministic Signals." **IEEE**, 1967. pp. 523-531
- [11] Wu J., Liang Q. and Xiang H. "Noncoherent UWB-PPM Receiver with Multiple Sub-intervals Selective Integration Optimization." **IEEE**, 2006
- [12] Dillard G.M. "Pulse- Position Modulation Based on Energy Detection." **IEEE**, 1973. pp. 499-503
- [13] Arias-de-Reyna E., D'Amico A. A. and Mengali U. "UWB Energy Detection Receivers with Partial Channel Knowledge." **IEEE**, 2006. pp.4688-4693
- [14] Tian Z. and Sadler B. M. "Weighted Energy Detection of Ultra-Wideband Signals." **IEEE**, 2005. pp.1068-1072

- [15] Dhibi Y. and Kaiser T. "Impulsive Noise in UWB Systems and Its Suppression." **Mobile Netw Appl** 11, May 2006. pp. 441-449
- [16] Vaseghi S.V. **Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction**. 3rd ED. : John Wiley & Sons, Ltd. 2006
- [17] Dhibi Y. and Kaiser T. "On the Impulsiveness of Multiuser Interferences in TH-PPM-UWB Systems" **IEEE Transactions On Signal Processing**, VOL. 54, NO. 7, JULY 2006. pp.2853-2857
- [18] Suzuki H. "A Statistical Model for Urban Radio Propagation." **IEEE Transactions on Communications.**, vol. com-25, no.7, July 1977. pp. 673-680
- [19] Chong C.C., Kim Y. and Lee S.S. "A Statistical Based UWB Multipath Channel Model for the Indoor Environments WPAN Applications." **IEEE**, 2005. pp. 525-530
- [20] McKinstry D.R. and Buehrer R.M. "UWB Small Scale Channel Modeling and System Performance." **IEEE**, 2003. pp.6-10
- [21] Molisch A.F., Cassioli D., Chong C.C., Emami S., Fort A., Kannan B., Karedal J., Kunisch J., Schantz H.G., Siwiak K. and Win M.Z. "A Comprehensive Standardized Model for Ultrawideband Prpagation Channels." **IEEE**, 2006. pp.3151-3166
- [22] Molisch A.F. "Channel Models for Ultrawideband Persnoal Area Networks." **IEEE**, 2003. pp.14-20
- [23] Foerster J. "S-V model Script." **IEEE P802.15-02/335r0-SG3a**; <http://ieee802.org>
- [24] Foerster J. and Li Q. "UWB Channel Modeling Contribution from Intel." **IEEE P802.15-02/279r0-SG3a**; <http://ieee802.org>
- [25] Chin C.C. "Channel Model Parameterization of the Indoor Residential Environment." **IEEE P802.15-04-0290-00-004a**; <http://ieee802.org>
- [26] Chong C. Kim Y. and Lee S."A Modified S-V Clustering Channel Model for the UWB Indoor Residential Environment" **IEEE**, 2005
- [27] Saleh A. Valenzuela R."A Statistical. Model for Indoor Multipath Propagation" **IEEE Jounal On Selected Areas In Communication**, Vol. SAC-5, No.2, February 1987.pp.128-137
- [28] Molisch A. F. Foerster J. R. "Channel Models For Ultrawideband Personal Area Networks" **IEEE Wireless Communications**, December 2003.pp.14-21

- [29] Ghassemzadeh S.S. Jana R., Rice C.W. Turin W. and Tarokh V. "Measurement and Modeling of an Ultra-Wide Bandwidth Indoor Channel" *IEEE Transactions On Communications*, Vol. 52, No. 10, October 2004.pp.1786-1796
- [30] Wang D. Liu D. and Yue G."A Novel Modification Method for IEEE802.15.3a Channel Model" *IEEE*, 2004.pp.86-90
- [31] Ishiyama Y. and Ohtsuki T."Performance Comparison of UWB-IR using Rake Receivers in UWB Channel Models" *IEEE*, 2004.pp.226-230
- [32] Bastidas-Puga E. R. Ram'irez-Mireles F. and Mu'noz-Rodr'iguez D."Performance of UWB PPM in Residential Multipath Environments" *IEEE*, 2003.pp.2307-2311
- [33] Donlan B.M. Venkatesh S. Bharadwaj V. R. Buehrer R.M. and Tsai J."The Ultra-Wideband Indoor Channel" *IEEE*, 2004.pp.208-212
- [34] Ghassemzadeh S.S. Greenstein L.J. and Tarokh V."The Ultra-Wideband Indoor Multipath Model" *IEEE P802.15-02/282r1-SG3a*; <http://ieee802.org>
- [35] Roberts M.L., Temple M.A., Raines R.A., and Clabaugh D.J."Time Hopping Biorthogonal Pulse Position Modulation in Modified Saleh-Valenzuela UWB Fading Channels" *IEEE*, 2006.pp.67-72
- [36] Molisch A.F."Ultrawideband Propagation Channels-Theory, Measurement, and Modeling" *IEEE Transactions On Vehicular Technology*, Vol. 54, No. 5, September 2005.pp.1528-1545
- [37] August N.J., Thirugnanam R., and Ha D.S. "An Adaptive UWB Modulation Scheme for Optimization of Energy, BER, and Data Rate" *IEEE*, 2004.pp.182-186
- [38] August N.J., Chung W.C., and Ha D.S."Energy Efficient Methods Of Increasing Data Rate For Ultra Wideband (Uwb) Communications Systems" *IEEE*, 2006.pp.280-284
- [39] Abedi O., and Nielsen J."UWB Data rate and Channel Capacity in Modulation Schemes" *IEEE CCECE/CCGEI*, Ottawa, May 2006.pp.-1809-1816
- [40] Proakis J.G., Salehi M. and Bauch G. **Contemporary Communication Systems using MATLAB® and Simulink®**. 2nd ED. Canada : Thomson Learning, Inc. 2004
- [41] Bartlett E.J., Vaughan M. and Moore P.J. "Investigations into Electromagnetic Emissions from Power System Arcs." **EMC York 99, Conference publication**, no.464, 1999.pp. 47-52

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองแบบช่องสัญญาณ

Matlab™ Script

```

% S-V channel model generation

clear;

% S-V model parameters

Lam=1/11;           % Cluster arrival rate
lambda=1/0.35;     % Ray arrival rate
Gam=16;            % Cluster decay factor
gamma=8.5;         % Ray decay factor
std_ln=4.8;        % Standard deviation of log-normal variable
ts=0.167;         % sampling time (nsec)

% ts=0.01;

% ts=0.5;

% ts_resample_desired=0.5;

ts_resample_desired=ts;

P=1;

Q=round(ts_resample_desired/ts);

ts_resample=ts*Q/P; % this defines the resampling time for any integer P and Q

std_L=sqrt(1/(2*Lam));
std_lam=sqrt(1/(2*lambda));

num_channels=100;

index_imp_resp=floor((10*Gam+10*gamma)/ts)+1;
imp_response=zeros(index_imp_resp,num_channels);
index_imp_resp_resample=ceil(P/Q*index_imp_resp);
imp_response_resample=zeros(index_imp_resp_resample,num_channels);

for k=1:num_channels
if (mod(k,10)==0)

    k
end;

% Determine Cluster arrivals

Tc=0;           % First cluster arrival occurs at time 0

```

```

while (Tc<10*Gam)
    tmp_imp_response=zeros(floor((10*Gam+10*gamma)/ts)+1,1);
    tmp_imp_response_index=floor(Tc/ts)+1;
    mu=(-10*Tc/Gam)/log(10)-(std_ln)^2*log(10)/20;
    ln_rv=mu+std_ln*randn;
    pk=2*round(rand)-1;
    tmp_imp_response(tmp_imp_response_index)=10^(ln_rv/20)*pk;
    % Determine Ray arrivals for each cluster
    Tr=(std_lam*randn)^2+(std_lam*randn)^2;
    while (Tr<10*gamma)
        tmp_imp_response_index=floor((Tc+Tr)/ts)+1;
        mu=(-10*Tc/Gam)/log(10)+(-10*Tr/gamma)/log(10)-(std_ln)^2*log(10)/20; % this assumes
log(Omega)=0
        ln_rv=mu+std_ln*randn;
        pk=2*round(rand)-1;
        tmp_imp_response(tmp_imp_response_index)=10^(ln_rv/20)*pk;
        Tr=Tr+(std_lam*randn)^2+(std_lam*randn)^2;
    end;
    imp_response(:,k)=imp_response(:,k)+tmp_imp_response; % this sums cluster and ray
arrivals
    Tc=Tc+(std_L*randn)^2+(std_L*randn)^2;
end;
imp_response_resample(:,k)=resample(imp_response(:,k),P,Q);
imp_response_resample(:,k)=imp_response_resample(:,k)/sqrt(imp_response_resample(:,k)*imp
_response_resample(:,k));
% determine excess delay
sq_imp_response=imp_response_resample(:,k).^2;
max_tap=floor((10*Gam+10*gamma)/ts_resample)+1;
t=(0:(max_tap-1))*ts_resample;
excess_delay(k)=t'*sq_imp_response;
% determine RMS delay
RMS_delay(k)=sqrt((t.^2)*sq_imp_response-(excess_delay(k))^2);

```

```

% determine number of significant paths (paths within 10 dB from peak)
threshold_dB=-10; % dB
threshold=10^(threshold_dB/20);
temp_imp_resp=abs(imp_response_resample(:,k));
max_imp=max(temp_imp_resp);
norm_imp=temp_imp_resp/max_imp;
a=find(norm_imp>threshold);
num_sig_paths(k)=length(a);
% determine number of sig. paths (captures x % of energy in channel)
x=0.85;
energy=0;
index_e=0;
temp_sort=sort(temp_imp_resp);
max_index=index_imp_resp_resample;
while (energy<x)
    energy=energy+temp_sort(max_index-index_e)^2;
    index_e=index_e+1;
end;
num_sig_e_paths(k)=index_e;
end; % num_channels
mean_excess_delay=mean(excess_delay)
mean_RMS_delay=mean(RMS_delay)
mean_sig_paths=mean(num_sig_paths)
mean_sig_e_paths=mean(num_sig_e_paths)
figure(1)
plot(t,imp_response_resample)
grid
title('Impulse response realizations')
figure(2)
plot(excess_delay)
grid

```

```
title('Excess delay')
figure(3)
plot(RMS_delay)
grid
title('RMS delay')
figure(4)
plot(num_sig_paths)
grid
title('Number of significant paths > 10 dB from peak')
figure(5)
plot(num_sig_e_paths)
grid
title('Number of significant capturing > 85% energy')
```

ภาคผนวก ข.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

การวิเคราะห์สมรรถนะของซูด-เคไอติค ไทม์-ฮอปปีงค์ อัลตรา-ไวด์แบนด์
โดยมีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์บนช่องสัญญาณเพาเวอร์ไลน์

Performance Analysis of PCTH-UWB with Impulsive Noise on Power-line channel

ปิยะพันธ์ คงเศรษฐ¹ และ สุวิพล สิทธีชีวะภาค¹

Piyapan Congset¹ and Suvepon Sitthichivapak¹

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้แสดงสมรรถนะของซูด-เคไอติค ไทม์-ฮอปปีงค์ (PCTH) ซึ่งซูด-เคไอติค ไทม์-ฮอปปีงค์นี้เป็นวิธีหนึ่งของอัลตรา-ไวด์แบนด์ ซึ่งประกอบด้วยตัวเข้ารหัสเคไอติคและการมอดูเลทโดยตำแหน่งพัลส์ (PPM) โดยใช้ช่องสัญญาณเพาเวอร์ไลน์ที่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ และใช้การสื่อสารแบบจุดต่อจุดบนช่องสัญญาณเพาเวอร์ไลน์ และได้เปรียบเทียบผลกระทบจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ การทดลองนี้ได้ใช้รูปแบบของ Bernoulli-Gaussian ในการจำลองสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ และได้แสดงผลในรูปของอัตราบิดผิดพลาดเปรียบเทียบกับค่าเอสเอ็นอาร์

ABSTRACT

In this paper, the performance of Pseudo-Chaotic Time-Hopping (PCTH) is presented. Pseudo-Chaotic Time-Hopping is one of the possible modulation method of Ultra-wideband communication which combines Pseudo-Chaotic encoder and Pulse Position Modulation (PPM) scheme. The investigation is focused on Power line channel interfered with impulsive noise. The study here is based on point-to-point transmission of low power line transmission with the effect of the impulsive noise. Bernoulli-Gaussian-typed impulsive noise is modeled in this study. The results are shown in bit-error rate (BER) compared to signal-to-noise (SNR) ratio.

Key word : UWB, PCTH, Pseudo-Chaotic Time Hopping, Power line, Impulsive noise

Email address : piyapan_c@hotmail.com

¹ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520

¹Department of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520.

บทนำ

เมื่อไม่นานมานี้ เราได้มีความสนใจเป็นอย่างมากเกี่ยวกับระบบการสื่อสารแบบ ยูดับเบิลยูบี (UWB) อิมพัลส์เรดิโอ (IR) ซึ่งระบบนี้ใช้ความกว้างของพัลส์ที่น้อยมากๆ (น้อยกว่า 1 นาโนวินาที) คุณสมบัตินี้ทำให้แถบความหนาแน่นกำลังงาน (PSD) น้อยด้วยเช่นกัน ระบบการสื่อสารแบบยูดับเบิลยูบี นี้นิยมใช้ในการสื่อสารระยะใกล้ (WPAN)

เพาเวอร์ไลน์เป็นสื่อสัญญาณไฟฟ้าที่จำเป็นต้องใช้สำหรับอุปกรณ์ไฟฟ้าที่ใช้ไฟฟ้าแรงต่ำตามอาคารทั่วไป ดังนั้นจึงเป็นช่องทางหนึ่งที่สามารถใช้ในการสื่อสารข้อมูลได้ โดยเฉพาะการส่งข้อมูลที่มีอัตราเร็วของข้อมูลที่สูงเช่นการส่งข้อมูลภาพและเสียง จึงจำเป็นต้องมีระบบที่สามารถรองรับการสื่อสารแบบนี้ได้ ยูดับเบิลยูบี จึงเป็นตัวเลือกหนึ่งที่สามารถรองรับความต้องการนี้ได้

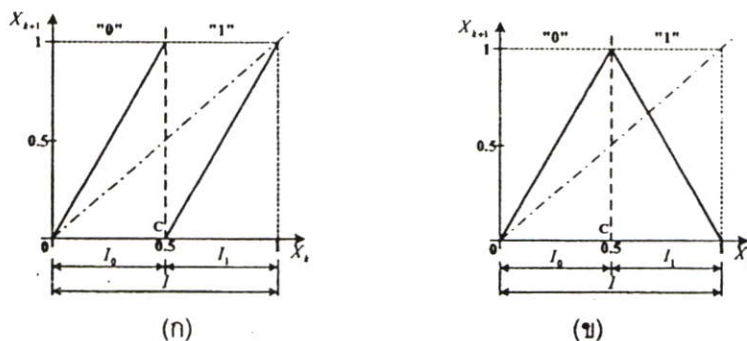
ในบทความนี้ได้นำเสนอการใช้รหัสเคอติคในการเข้ารหัสสัญญาณและใช้ การมอดูเลทโดยตำแหน่งพัลส์ (PPM: Pulse Position Modulation) ลำดับพัลส์จะอธิบายในระบบการสื่อสาร Chaotic-base ซึ่งการสื่อสารที่มีการออกแบบที่คล้ายกันนี้เรียกว่า Chaotic Pulse Position Modulation (CPPM)

ในบทความนี้เราได้นำเสนอการมอดูเลตสำหรับยูดับเบิลยูบีอิมพัลส์เรดิโอ เรียกว่าซุโดเคอติคโหมฮอปปีงค์ (PCTH), PCTH มีหลักการมาจากซิมโบลิกไดนามิกส์ (Symbolic dynamic) ในการกำเนิดลำดับการแผ่ซึ่งขึ้นอยู่กับข้อมูลข่าวสารที่ส่งเข้ามา PCTH เกิดจากการรวมซุโดเคอติคเอนโค้ดเดอร์กับการมอดูเลตตำแหน่งพัลส์หลายระดับ (Multilevel Pulse Position Modulation) ซึ่ง PCTH นี้จะทำงานขึ้นอยู่กับข้อมูลคล้ายกับรหัสคอนโวลูชันและเอพท์พุทจะใช้ในการกำเนิดลำดับโหมฮอปปีงค์ ส่วนการมอดูเลทโดยตำแหน่งพัลส์นี้จะใช้เทคนิคของสัญญาณตั้งฉาก (Orthogonal signal) โดยทั่วไปด้านเครื่องรับอาจจะใช้วิธีเดอริบิในการถอดรหัสได้แต่เพื่อลดความซับซ้อนของทางภาครับจึงใช้การตัดสินใจแบบเทรสโพลดีทีเทคเตอร์แทน

ทฤษฎีและหลักการ

ทฤษฎีซุโดเคอติคโหมฮอปปีงค์

ในส่วนนี้จะกล่าวเกี่ยวกับการเข้ารหัส PCTH [1] ซึ่งจะเริ่มจากหลักการของชิฟแมป (Shift map) และซิมโบลิกไดนามิกส์ (Symbolic dynamic) ตัวอย่างของเคอติคแมป (Chaotic map) คือเบอร์นูลลีชิฟ (Bernoulli shift), ซึ่งสามารถอธิบายโดย (1) และ (2)



รูปที่ 1 (ก) เบอร์นูลลีชิฟแมป และ (ข) เต็นท์แมป (Tent map)



$$x_{k+1} = 2x_k \text{ mod } 1 \quad (1)$$

$$x = 0.b_1b_2b_3... \sum_{j=1}^{\infty} 2^{-j} b_j \quad (2)$$

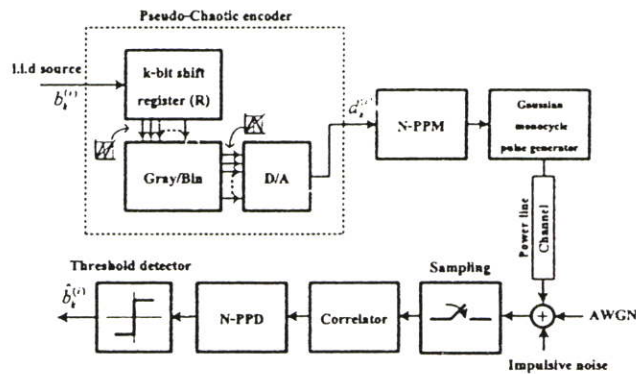
โดย (2) จะแสดงในลักษณะของข้อมูลไบนารี และกราฟจะแสดงดังรูปที่ 1(ก) โดย b_j ที่เป็นไปได้คือ "0" หรือ "1" และ $x \in [0,1]$ สำหรับกราฟนี้ สามารถเลือกโดยการแบ่งช่วงของ $I=[1,0]$ เป็นส่วนย่อยคือ $I_0=[0,0.5]$ และ $I_1=[0.5,1]$ และเดินที่แมปสามารถอธิบายโดย (3)

$$x_{k+1} = 1 - 2|x_k - 0.5| \quad (3)$$

การเข้ารหัสและถอดรหัสซิวโดเคอติคโคมุสอปปีงค์

การเข้ารหัสซิวโดเคอติคนี้ได้สร้างมาจากกระบวนการเบอร์นูลีชิฟแมป, สำหรับเบอร์นูลีชิฟแมปนี้จะถูกประมาณโดยความยาวของชิฟรึจิสเตอร์ (Shift register R) ซึ่งมีจำนวนจำกัด (k-bit) ของชิฟรึจิสเตอร์หลังจากนั้นจะเข้าสู่การแปลง Gray/Bin กราฟที่ได้จะมีลักษณะดังรูปที่ 2

การเข้ารหัสแบบซิวโดเคอติคนี้จะมีลักษณะคล้ายกับรหัสคอนโวลูชัน หน่วยความจำของระบบจะเท่ากับจำนวน shift register แต่ละบิตของอินพุตจะได้เอาท์พุตออกมา k บิตดังนั้นจะได้อัตราข้อมูลเท่ากับ $1/k$ เมื่อ $N=2^k$ ระบบการสื่อสารแบบ PCTH-UWB จะแสดงดังรูปที่ 2



รูปที่2 ระบบการสื่อสารแบบ PCTH-UWB บนช่องสัญญาณเพาเวอร์ไลน์

สัญญาณภาครับโดยผ่านช่องสัญญาณเพาเวอร์ไลน์โดยมีสัญญาณรบกวนขาวแบบบวกและสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

$$r(t) = s(t) \otimes h(t) + n_G(t) + n_I(t) \quad (4)$$

เมื่อ $r(t)$ คือสัญญาณภาครับ, $s(t)$ คือสัญญาณจากภาคส่งโดยผ่านการเข้ารหัสแบบซิวโดเคอติค มอดูเลทโดยตำแหน่งพัลส์ และใช้สัญญาณรูปคลื่นพัลส์วงรอบเดียวแบบเกาส์ส่งผ่านช่องสัญญาณ, $h(t)$ คือ ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณเพาเวอร์ไลน์, $n_G(t)$ คือสัญญาณรบกวนขาวแบบบวก (AWGN) และ $n_I(t)$ คือสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

สัญญาณรูปคลื่นพัลส์วงรอบเดี่ยวแบบเกาส์

ในบทความนี้ได้ใช้การแผ่สเปกตรัมแบบอัลตราไวต์แบนด์โดยใช้การส่งสัญญาณรูปคลื่นพัลส์วงรอบเดี่ยวแบบเกาส์[7] ซึ่งมีรูปแบบดังนี้

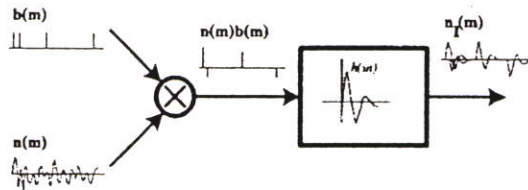
$$w(t) = [1 - 2(\pi f_c t)^2] e^{-(\pi f_c t)^2} \quad (5)$$

$$W(f) = \frac{2}{\sqrt{\pi} f_c^2} \left(\frac{f}{f_c}\right)^2 e^{-\left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \quad (6)$$

เมื่อ f_c คือค่าความถี่กลางของสัญญาณ โดย (5) คือสมการสัญญาณรูปคลื่นพัลส์วงรอบเดี่ยวแบบเกาส์และ (6) คือการแปลงฟูเรียร์ของสัญญาณ

สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

การจำลองสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ [3] ในบทความนี้จะใช้โมเดลของ Bernoulli-Gaussian ดังบล็อกไดอะแกรมตามรูปที่ 3



รูปที่3 บล็อกไดอะแกรมสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์แบบ Bernoulli-Gaussian

เมื่อ $b(m)$ คือ กระบวนการเบอร์นูลลี

$n(m)$ คือ กระบวนการแบบเกาส์

$h(m)$ คือ อิมพัลส์เซปป์ิงคฟิลเตอร์

$n_f(m)$ คือลำดับสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

ฟังก์ชันความน่าจะเป็นของกระบวนการเบอร์นูลลี

$$P_B(b(m)) = \begin{cases} \alpha & \text{for } b(m)=1 \\ 1-\alpha & \text{for } b(m)=0 \end{cases} \quad (7)$$

เมื่อ α คือความน่าจะเป็นของ "1" และ $1-\alpha$ ความน่าจะเป็นของ "0" ในกระบวนการเบอร์นูลลี

ค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบเกาส์โดยมีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์

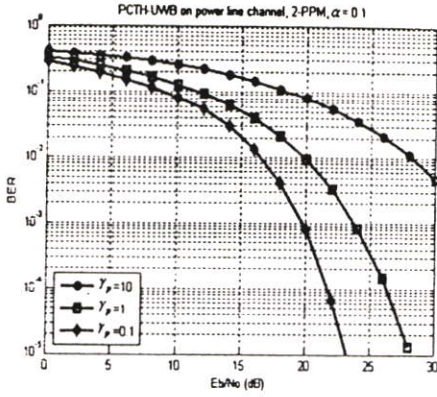
$$f_N(n(m)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left[-\frac{n^2(m)}{2\sigma_n^2}\right] \quad (8)$$

เมื่อ σ_n^2 คือ Variance ของขนาดของสัญญาณรบกวน

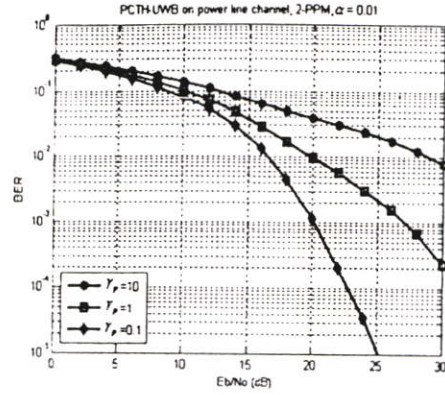
ค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ $n_i(m)$

$$f_N^{BG}(n_i(m)) = (1-\alpha)\delta(n_i(m)) + \alpha f_N(n(m)) \quad (9)$$

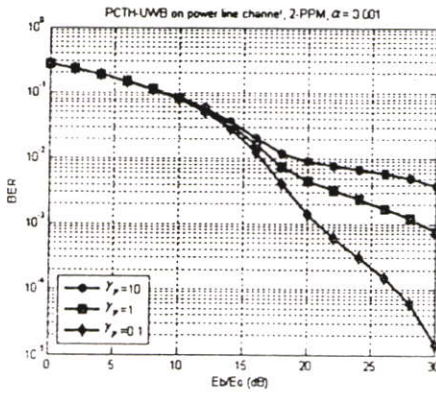
เมื่อ $\delta(n_i(m))$ คือฟังก์ชัน Kronecker delta, อัตราส่วนของกำลังงานของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์และสัญญาณรบกวนขาวแบบบวกแทนด้วย γ_p โดย



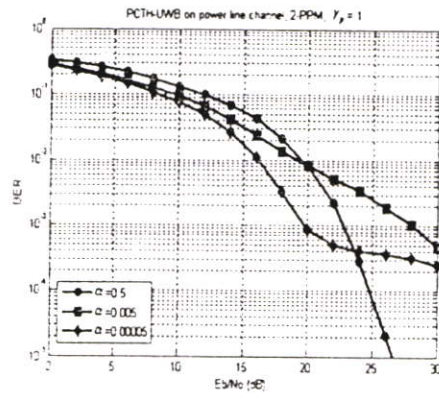
รูปที่ 8 อัตราบิดผิดพลาดโดยใช้การมอดูเลทแบบ 2-PPM และ $\alpha = 0.1$



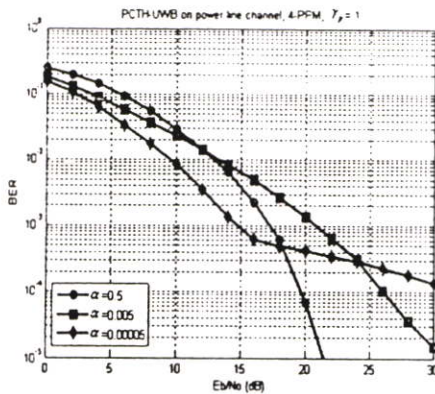
รูปที่ 9 อัตราบิดผิดพลาดโดยใช้การมอดูเลทแบบ 2-PPM และ $\alpha = 0.01$



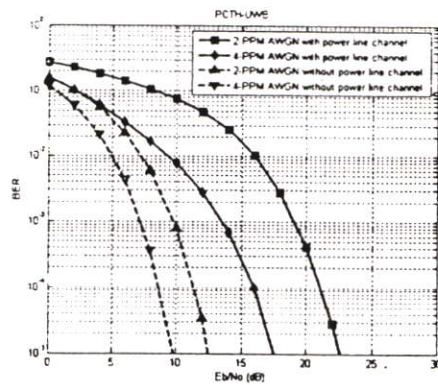
รูปที่ 10 อัตราบิดผิดพลาดโดยใช้การมอดูเลทแบบ 2-PPM และ $\alpha = 0.001$



รูปที่ 11 อัตราบิดผิดพลาดโดยใช้การมอดูเลทแบบ 2-PPM และ $\gamma_p = 1$



รูปที่ 12 อัตราบิดผิดพลาดโดยใช้การมอดูเลทแบบ 4-PPM และ $\gamma_p = 1$



รูปที่ 13 อัตราบิดผิดพลาดโดยการส่งผ่านและไม่ผ่านช่องสัญญาณเพาเวอร์ไลน์

สรุปผลการวิเคราะห์

จากผลการทดลองพบว่าเมื่อกำลังงานของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ต่อสัญญาณรบกวนขาวแบบบวก (γ_p) ลดลงจะทำให้อัตราบิดผิดพลาดลดลงด้วยเช่นกัน และการสื่อสารแบบ PCTH-UWB บนช่องสัญญาณ

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายปิยะพันธ์ คงเศรษฐ
วัน เดือน ปีเกิด	30 พฤศจิกายน 2523 ที่สุราษฎร์ธานี
ที่อยู่	276 หมู่10 ตำบลคลองสระ อำเภอกาญจนดิษฐ์ จังหวัดสุราษฎร์ธานี 84160
ประวัติการศึกษา	2547 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ความชำนาญเฉพาะด้าน	1) โครงข่ายคอมพิวเตอร์ 2) การสื่อสารข้อมูลดิจิทัล
ประสบการณ์การทำงานและผลงานวิจัย	
พ.ศ.2548-2549	ตำแหน่งวิศวกรบริษัทซีเอสทีเอชอินโฟจำกัด(มหาชน)
ปัจจุบัน	ตำแหน่งวิศวกรบริษัททรูคอร์ปอเรชั่นจำกัด(มหาชน)