

การวิเคราะห์สมรรถนะของดิฟเฟอเรนเชียลดีเทกชันด้วยสัญญาณพีเอสเอ็ม
เทียบกับบีพีเอ็มสำหรับระบบการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์ภายในอาคารบน
ช่องสัญญาณมัลติพาท

PERFORMANCE OF DIFFERENTIAL DETECTION WITH PSM VERSUS
BPM SIGNAL FOR UWB INDOOR COMMUNICATION SYSTEM OVER
MULTIPATH CHANNEL



วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

KMITL.-2000-EN-M-010-165

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การวิเคราะห์สมรรถนะของดิฟเฟอเรนเชียลเทคชันด้วยสัญญาณพีเอสเอ็ม
เทียบกับบีพีเอ็มสำหรับระบบการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์ภายในอาคารบน
ช่องสัญญาณมัลติพาท

PERFORMANCE OF DIFFERENTIAL DETECTION WITH PSM VERSUS
BPM SIGNAL FOR UWB INDOOR COMMUNICATION SYSTEM OVER
MULTIPATH CHANNEL



ชาญยุทธ ชนะตรีรัตนพันธุ์
CHANYUTH CHANATRIRATTANAPHAN

อพ.
๘๔๙๕๓
๒๕๕๒

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....105516
วัน,เดือน,ปี..... 26 พ.ศ. 2552

b. 121213๒๐
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
KMITL-2009-EN-M-010-165
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**PERFORMANCE OF DIFFERENTIAL DETECTION WITH PSM VERSUS
BPM SIGNAL FOR UWB INDOOR COMMUNICATION SYSTEM OVER
MULTIPATH CHANNEL**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2009

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
KMITL-2009-EN-M-010-165



COPYRIGHT 2009

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การวิเคราะห์สมรรถนะของดิฟเฟอเรนเชียลเทคชันด้วยสัญญาณพีเอสเอ็มเทียบกับบีพีเอ็ม
สำหรับระบบการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์ภายในอาคารบนช่องสัญญาณมัลติพาท

Thesis Title Performance of Differential Detection with PSM Versus BPM Signal for UWB
Indoor Communication System over Multipath Channel

นักศึกษา นายชาญยุทธ ชนะตวีรัตน์พันธุ์

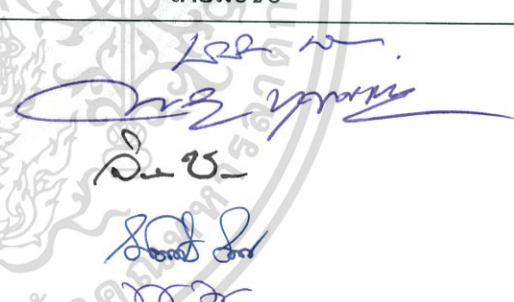
รหัสประจำตัว 47061069

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร.พิเชฐ ม่วงนวล

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2009-EN-M-010-165

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.พิพัฒน์	พรหมมี	
ดร.พิสิฐ	บุญศรีเมือง	
รศ.จิระศักดิ์	ชาญวุฒิชัยธรรม	
ดร.มนตรี	คำเงิน	
ผศ.ดร.พิเชฐ	ม่วงนวล	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันจันทร์ที่ 21 กันยายน พ.ศ. 2552 เวลา 09.30-11.30 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 1

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 21 กันยายน พ.ศ. 2552

สำนักทะเบียนและประมวลผล สจล.
วันที่ส่งเล่มวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์
วันที่ 30 เดือน ตุลาคม พ.ศ. 2552
ไม่ได้ออกให้ใครทั้งนี้ห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การวิเคราะห์สมรรถนะของคิฟเฟอเรนเชียลเทคชันด้วยสัญญาณพีเอสเอ็มเทียบกับบีพีเอ็มสำหรับระบบการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์ภายในอาคารบนช่องสัญญาณมัลติพาท

นักศึกษา

นายชาญยุทธ ชนะตรีรัตนพันธุ์

รหัสนักศึกษา

47061069

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมโทรคมนาคม

พ.ศ.

2552

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

ผศ.ดร.พิเชฐ ม่วงนวล

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาสมรรถนะของคิฟเฟอเรนเชียลเทคชันด้วยสัญญาณพีเอสเอ็ม (PSM) เทียบกับบีพีเอ็ม (BPM) หรือสัญญาณตั้งฉากและสัญญาณข้ามตรงข้ามสำหรับระบบการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์ (UWB) ภายในอาคารบนช่องสัญญาณมัลติพาท วิเคราะห์อัตราบิดผิดพลาดข้อมูล (BER) ของคิฟเฟอเรนเชียลเทคชันด้วยสัญญาณพีเอสเอ็มและบีพีเอ็ม โดยใช้โมเดลช่องสัญญาณมัลติพาทของ Saleh-Valenzuela (S-V) ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a ปรับเปลี่ยนอัตราเร็วข้อมูลเพื่อศึกษาผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ISI) สำหรับการถอดรหัสได้ศึกษาถึงผลกระทบที่เกิดจากการชิงโครไนซ์ที่ไม่สมบูรณ์แสดงผลในรูปของอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเทียบกับเอสเอ็นอาร์ (SNR)

Thesis Title	Performance of Differential Detection with PSM versus BPM Signal for UWB Indoor Communication System over Multipath Channel
Student	Mr. Chanyuth Chanatrirattanaphan
Student ID.	47061069
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2009
Thesis Advisor	Asst. Prof.Dr. Phichet Moungnoul

ABSTRACT

In this thesis analyzed the performance of differential detection with pulse shape modulation (PSM) versus bi-phase modulation (BPM) signal or orthogonal signal and antipodal signal for ultra wide band (UWB) indoor communication system over multipath channel. The bit error rate (BER) performance of differential detection with PSM and BPM signal are investigated by using the IEEE 802.15.3a Saleh-Valenzuela (S-V) UWB multipath channel model. The data rate has been verified to be effective in overcoming the intersymbol interferences (ISI). The detection is analyzed the effect from imperfect synchronization and showed the bit error rate versus signal to noise ratio (SNR).

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาจาก ผศ.ดร.พิเชฐ ม่วงนวล ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์จึงขอขอบพระคุณท่านอาจารย์เป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุกๆท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบคุณ บ.กสทโทรคมนาคมจำกัด (มหาชน) ที่ให้โอกาสข้าพเจ้าเป็นผู้ได้รับทุนการศึกษาของทาง บ.กสทโทรคมนาคมจำกัด(มหาชน) ตามประกาศบริษัทฯ ลว. 15 มิ.ย. 50 ให้ศึกษาต่อระดับปริญญาโทวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม ณ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาและเพื่อนๆของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจและให้การสนับสนุนในทุกเรื่องๆทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ข้าพเจ้าขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ชาญยุทธ ชนะตรีรัตนพันธุ์

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.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน.....	2
1.6 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.7 ขั้นตอนการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ระบบสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์.....	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 ประวัติของการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์.....	4
2.3 ระบบการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์.....	5
2.3.1 ลักษณะเฉพาะของการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์.....	6
2.3.2 ข้อได้เปรียบของเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์.....	7
2.4 กฎข้อบังคับของระบบสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์.....	9
2.4.1 กฎข้อบังคับของระบบอัลตราไวด์แบนด์ ในสหรัฐอเมริกา.....	9
2.4.2 กฎข้อบังคับของระบบอัลตราไวด์แบนด์ ในยุโรป.....	11
2.5 การกำหนดสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์.....	13
2.5.1 คำจำกัดความของสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์.....	13
2.5.2 วิธีสร้างสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์.....	14
2.5.3 การออกแบบสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์.....	15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.6 รูปแบบของสัญญาณในระบบการสื่อสารอัตราไวด์แบนด์.....	17
2.6.1 สัญญาณพัลส์แบบเกาส์.....	17
2.6.2 สัญญาณพัลส์แบบเกาส์โมโนไซเคิล.....	18
2.6.3 สัญญาณแบบเกาส์ดับเลต.....	19
2.7 วิธีการมอดูเลตสัญญาณที่ใช้ในระบบการสื่อสารอัตราไวด์แบนด์.....	20
2.7.1 การมอดูเลตแอมพลิจูด.....	21
2.7.2 การมอดูเลตตามตำแหน่งพัลส์.....	21
2.7.3 การมอดูเลตแบบบีพีเอ็ม.....	22
2.7.4 การมอดูเลตแบบพีเอสเอ็ม.....	22
2.8 ช่องสัญญาณมัลติพาท.....	23
2.8.1 โมเดลช่องสัญญาณ.....	23
2.8.2 พารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ.....	26
2.8.3 ช่องสัญญาณทั้ง 4 แบบ.....	27
บทที่ 3 การจำลองแบบ.....	35
3.1 การออกแบบเครื่องส่ง.....	35
3.2 ช่องสัญญาณสำหรับอัตราไวด์แบนด์.....	40
3.3 การออกแบบเครื่องรับ.....	43
3.4 ลำดับสัญญาณภากรับ.....	46
บทที่ 4 ผลการจำลองแบบ.....	63
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	72
บรรณานุกรม.....	73
ภาคผนวก.....	77
ภาคผนวก ก. โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองแบบช่องสัญญาณ.....	80
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	82
ประวัติผู้เขียน.....	91

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	ข้อกำหนดในการแพร่กระจายกำลังงานโดยคณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา สำหรับการใช้งานในการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร..... 11
2.2	ข้อกำหนดในการแพร่กระจายกำลังงานโดย ETSI สำหรับการใช้งานในการสื่อสารทั้งภายใน และภายนอกอาคาร 11
2.3	คุณลักษณะของช่องสัญญาณมัลติพาธและค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลอง.....26
3.1	พารามิเตอร์ของโมเดล S-V.....41
3.2	คุณสมบัติของโมเดล S-V.....42
3.3	การชิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์ของแต่ละอัตราเร็วเทียบเคียงโดย %error.....53



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 เปรียบเทียบเทคโนโลยีการสื่อสารแบบอัลตราไวด์แบนด์ กับเทคโนโลยีไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11a และ IEEE 802.11g	7
2.2 ระดับความหนาแน่นแถบกำลังงานในระบบอัลตราไวด์แบนด์ โดยเปรียบเทียบกับระบบอื่นๆ	7
2.3 ข้อกำหนดการจำกัดสเปกตรัมความถี่โดยคณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกาและ ETSI ของระบบอัลตราไวด์แบนด์ ภายในอาคาร	12
2.4 ข้อกำหนดการจำกัดสเปกตรัมความถี่โดยคณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกาและ ETSI ของระบบอัลตราไวด์แบนด์ ภายนอกอาคาร	12
2.5 จุดพิจารณาในการออกแบบสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์	13
2.6 แนวคิดในการสร้างระบบอัลตราไวด์แบนด์	14
2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความชันขอบของสัญญาณกับการสร้างสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์ ...	15
2.8 เอาท์พุทจากวงจรลอจิกที่ใช้สร้างสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์	16
2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณในโดเมนเวลาและโดเมนความถี่ของพัลส์โดยการแปลงฟูรีเยร์	17
2.10 รูปสัญญาณพัลส์แบบเกาส์ทั้งในโดเมนเวลาและโดเมนความถี่	18
2.11 รูปสัญญาณพัลส์แบบเกาส์โมโนไซเคิลทั้งในโดเมนเวลาและโดเมนความถี่	19
2.12 รูปสัญญาณพัลส์แบบเกาส์ดับเลตทั้งในโดเมนเวลาและโดเมนความถี่	20
2.13 สัญญาณที่ทำการมอดูเลตแบบพัลส์ตามขนาด 4 ระดับ	21
2.14 สัญญาณที่ทำการมอดูเลตแบบพัลส์ตามตำแหน่ง (PPM)	22
2.15 สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแบบบีพีเอ็ม (BPM)	22
2.16 รูปสัญญาณคู่ตั้งฉากสำหรับอัลตราไวด์แบนด์	23
2.17 รูปการเชื่อมกำลังงานเฉลี่ยแบบ Exponential ของคลัสเตอร์และรังสีในคลัสเตอร์	25
2.18 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ CM1	27
2.19 ค่าการหน่วงการมาถึงของรังสีสำหรับ CM1	27
2.20 ค่า RMS การเชื่อมรังสีสำหรับ CM1	27
2.21 จำนวนเส้นทางมีขนาดมากกว่า 10dB สำหรับ CM1	27
2.22 จำนวนของสัญญาณที่มีพลังงานมากกว่า 85% สำหรับ CM1	28
2.23 โพรไฟล์การเชื่อมลงพลังงานเฉลี่ยสำหรับ CM1	28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และห้ามอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.24 ตัวอย่างผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ CM1	28
2.25 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ CM2	29
2.26 ค่า RMS การเชื่อมของรังสีสำหรับ CM2	29
2.27 ค่าการหน่วงการมาถึงของรังสีสำหรับ CM2	29
2.28 จำนวนเส้นทางมีขนาดมากกว่า 10dB สำหรับ CM2.....	29
2.29 จำนวนของสัญญาณที่มีพลังงานมากกว่า 85% สำหรับ CM2	30
2.30 โปรไฟล์การเชื่อมลงพลังงานเฉลี่ยสำหรับ CM2	30
2.31 ตัวอย่างผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ CM2	30
2.32 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ CM3.....	31
2.33 ค่าการหน่วงการมาถึงของรังสีสำหรับ CM3.....	31
2.34 ค่า RMS การเชื่อมของรังสีสำหรับ CM3.....	31
2.35 จำนวนเส้นทางมีขนาดมากกว่า 10dB สำหรับ CM3.....	31
2.36 จำนวนของสัญญาณที่มีพลังงานมากกว่า 85% สำหรับ CM3.....	32
2.37 โปรไฟล์การเชื่อมลงพลังงานเฉลี่ยสำหรับ CM3.....	32
2.38 ตัวอย่างผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ CM3.....	32
2.39 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ CM4.....	33
2.40 ค่าการหน่วงการมาถึงของรังสีสำหรับ CM4.....	33
2.41 ค่า RMS การเชื่อมของรังสีสำหรับ CM4.....	33
2.42 จำนวนเส้นทางมีขนาดมากกว่า 10dB สำหรับ CM4.....	33
2.43 จำนวนของสัญญาณที่มีพลังงานมากกว่า 85% สำหรับ CM4.....	34
2.44 โปรไฟล์การเชื่อมลงพลังงานเฉลี่ยสำหรับ CM4.....	34
2.45 ตัวอย่างผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ CM4.....	34
3.1 รูปสัญญาณคู่ตั้งฉากสำหรับอัตราไวด์แบนด์.....	36
3.2 สัญญาณสำหรับพีเอสเอ็มและบีพีเอ็มด้วย $T_g = 0.5\text{ns}$	36
3.3 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งสำหรับพีเอสเอ็ม.....	37
3.4 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งสำหรับบีพีเอ็ม.....	37
3.5 ตัวอย่างสัญญาณพีเอสเอ็มทางด้านภาคส่งที่อัตราเร็ว 50Mbps	38
3.6 ตัวอย่างสัญญาณบีพีเอ็มทางด้านภาคส่งที่อัตราเร็ว 50Mbps	38
3.7 ตัวอย่างสัญญาณพีเอสเอ็มทางด้านภาคส่งที่อัตราเร็ว 500Mbps.....	39
3.8 ตัวอย่างสัญญาณบีพีเอ็มทางด้านภาคส่งที่อัตราเร็ว 500Mbps	39

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.9 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ CM1 – CM4	42
3.10 ผลคลื่นไขว้ระหว่างสัญญาณอัตราไวด์แบนด์กับช่องสัญญาณ CM1 – CM4	43
3.11 เครื่องรับแบบคิฟเฟอร์นเซียลคิเทคชั่น	43
3.12 การชิงโครไนซ์ที่สมบูรณ์และไม่สมบูรณ์ทางภาครับ	45
3.13 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1, Eb/No=10dB และ $\tau = 0.0\text{ns}$	46
3.14 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1, Eb/No=25dB และ $\tau = 0.0\text{ns}$	47
3.15 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1, Eb/No=10dB และ $\tau = 0.0\text{ns}$	47
3.16 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1, Eb/No=25dB และ $\tau = 0.0\text{ns}$	48
3.17 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1, Eb/No=10dB และ $\tau = 0.0\text{ns}$	48
3.18 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1, Eb/No=25dB และ $\tau = 0.0\text{ns}$	49
3.19 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1, Eb/No=10dB และ $\tau = 0.0\text{ns}$	49
3.20 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1, Eb/No=25dB และ $\tau = 0.0\text{ns}$	50
3.21 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM2, Eb/No=25dB และ $\tau = 0.0\text{ns}$	50
3.22 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM3, Eb/No=25dB และ $\tau = 0.0\text{ns}$	51
3.23 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM4, Eb/No=25dB และ $\tau = 0.0\text{ns}$	51
3.24 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM2, Eb/No=25dB และ $\tau = 0.0\text{ns}$	52
3.25 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM3, Eb/No=25dB และ $\tau = 0.0\text{ns}$	52
3.26 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM4, Eb/No=25dB และ $\tau = 0.0\text{ns}$	53
3.27 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1, Eb/No=25dB และ $\tau = -4.0\text{ns}$	55
3.28 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1, Eb/No=25dB และ $\tau = -2.0\text{ns}$	55
3.29 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1, Eb/No=25dB และ $\tau = 2.0\text{ns}$	56
3.30 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1, Eb/No=25dB และ $\tau = 4.0\text{ns}$	56
3.31 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1, Eb/No=25dB และ $\tau = -4.0\text{ns}$	57
3.32 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1, Eb/No=25dB และ $\tau = -2.0\text{ns}$	57
3.33 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1, Eb/No=25dB และ $\tau = 2.0\text{ns}$	58
3.34 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1, Eb/No=25dB และ $\tau = 4.0\text{ns}$	58
3.35 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1, Eb/No=25dB และ $\tau = -2.0\text{ns}$	59
3.36 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1, Eb/No=25dB และ $\tau = -1.0\text{ns}$	59
3.37 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1, Eb/No=25dB และ $\tau = 1.0\text{ns}$	60
3.38 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1, Eb/No=25dB และ $\tau = 2.0\text{ns}$	60

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ได้โดยไม่เสียค่าใช้จ่ายภายใต้เงื่อนไขที่ระบุไว้ในเอกสารแนบมา

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.39 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1, Eb/No=25dB และ $\tau = -2.0\text{ns}$	61
3.40 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1, Eb/No=25dB และ $\tau = -1.0\text{ns}$	61
3.41 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1, Eb/No=25dB และ $\tau = 1.0\text{ns}$	62
3.42 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1, Eb/No=25dB และ $\tau = 2.0\text{ns}$	62
4.1 อัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของคิฟเฟอเรนเชียลทีเคชั่นและแมตซ์ฟิลเตอร์โดยใช้สัญญาณ พีเอสเอ็มเทียบกับบีพีเอ็ม โดยมีสัญญาณรบกวนแบบ AWGN.....	63
4.2 อัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของคิฟเฟอเรนเชียลทีเคชั่น โดยใช้สัญญาณพีเอสเอ็มเทียบกับบีพีเอ็ม ที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps บนช่องสัญญาณ CM1-CM4.....	64
4.3 อัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของคิฟเฟอเรนเชียลทีเคชั่น โดยใช้สัญญาณพีเอสเอ็มเทียบกับบีพีเอ็ม ที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps บนช่องสัญญาณ CM1-CM4.....	64
4.4 อัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของคิฟเฟอเรนเชียลทีเคชั่น โดยใช้สัญญาณพีเอสเอ็มเทียบกับบีพีเอ็ม ที่อัตราเร็วข้อมูล 100Mbps บนช่องสัญญาณ CM1-CM4.....	65
4.5 อัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของคิฟเฟอเรนเชียลทีเคชั่นที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์โดยใช้สัญญาณ พีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps บนช่องสัญญาณ CM1.....	66
4.6 อัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของคิฟเฟอเรนเชียลทีเคชั่นที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์โดยใช้สัญญาณ บีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps บนช่องสัญญาณ CM1.....	66
4.7 อัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของคิฟเฟอเรนเชียลทีเคชั่นที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์โดยใช้สัญญาณ พีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps บนช่องสัญญาณ CM1.....	67
4.8 อัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของคิฟเฟอเรนเชียลทีเคชั่นที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์โดยใช้สัญญาณ บีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps บนช่องสัญญาณ CM1.....	67
4.9 อัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของคิฟเฟอเรนเชียลทีเคชั่นที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์โดยใช้สัญญาณ พีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 100Mbps บนช่องสัญญาณ CM1.....	68
4.10 อัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของคิฟเฟอเรนเชียลทีเคชั่นที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์โดยใช้สัญญาณ บีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 100Mbps บนช่องสัญญาณ CM1.....	68
4.11 อัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของคิฟเฟอเรนเชียลทีเคชั่นที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์โดยใช้สัญญาณ พีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps บนช่องสัญญาณ CM2.....	69
4.12 อัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของคิฟเฟอเรนเชียลทีเคชั่นที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์โดยใช้สัญญาณ พีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps บนช่องสัญญาณ CM3.....	69

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.13 อัตราบิดผิพลาตข้อมูลของคิฟเฟอเรนเชียลคิตเทคชั้นที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบรูณ์โดยใช้สัญญาณพีเอชเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps บนช่องสัญญาณ CM4.....	70
4.14 อัตราบิดผิพลาตข้อมูลของคิฟเฟอเรนเชียลคิตเทคชั้นที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบรูณ์โดยใช้สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps บนช่องสัญญาณ CM2	70
4.15 อัตราบิดผิพลาตข้อมูลของคิฟเฟอเรนเชียลคิตเทคชั้นที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบรูณ์โดยใช้สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps บนช่องสัญญาณ CM3.....	71
4.16 อัตราบิดผิพลาตข้อมูลของคิฟเฟอเรนเชียลคิตเทคชั้นที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบรูณ์โดยใช้สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps บนช่องสัญญาณ CM4.....	71



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันและแนวโน้มการสื่อสารข้อมูลจะมีบทบาทสำคัญสำหรับชีวิตมากขึ้น อุปกรณ์รอบตัวเราจะสามารถสื่อสารได้เกือบทุกชนิด ดังนั้นสำหรับการสื่อสารไร้สายระยะใกล้ส่วนบุคคล จึงมีบทบาทสำคัญในการตอบสนองความต้องการดังกล่าว ดังนั้นระบบการสื่อสารไร้สายระยะใกล้ส่วนบุคคลจึงได้ถูกพัฒนาอย่างต่อเนื่อง อัลตราไวด์แบนด์ (UWB) คือเทคโนโลยีสื่อสารระยะสั้นมีอัตราการเร็วข้อมูลมากที่สุดเท่ากับ 110 Mb/s ในระยะทาง 10 เมตร และความเร็ว 480 Mb/s ในระยะทาง 2 เมตร ซึ่งเร็วกว่าเทคโนโลยีบลูทูธ (Bluetooth) ที่กำลังเป็นที่นิยมใช้ในโทรศัพท์มือถือ, พีดีเอ, ไม้ตบึก และพีซี ประมาณ 100 เท่า ใช้แถบความถี่ในช่วง 3.1-10.6 GHz และได้รับการกำหนดให้อยู่ในมาตรฐาน IEEE 802.15.3a ในอนาคตอันใกล้ระบบการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์จะเข้ามาแทนที่บลูทูธที่มีใช้ในปัจจุบัน ซึ่งจุดเด่นของอัลตราไวด์แบนด์คือสามารถสื่อสารด้วยอัตราเร็วข้อมูลที่สูงกว่า และใช้ค่าความหนาแน่นพลังงานที่ต่ำมากดังนั้นจึงมีผลกระทบต่อการใช้งานอื่นที่ใช้ความถี่ช่วงเดียวกัน

การรับโดยใช้เครื่องรับแมตช์ฟิลเตอร์ (Matched filter) สำหรับสัญญาณชั่วคราวจะมีอัตราการผิดพลาดของข้อมูลต่ำกว่าสัญญาณแบบตั้งฉาก แต่เนื่องจากความยุ่งยากของการสร้างที่ซับซ้อนมากแต่สำหรับคิฟเฟอเรนเชียลเทคชันจะเป็นระบบที่ง่ายต่อการสร้าง [7] ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้สนใจศึกษาเพิ่มเติมเกี่ยวกับคิฟเฟอเรนเชียลเทคชัน สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คิฟเฟอเรนเชียลเทคชันในระบบการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์นั้นใช้พีเอสเอ็ม (pulse sharp modulation) และบีพีเอ็ม (bi-phase modulation) ในการทดสอบระบบโดยพีเอสเอ็มคือสัญญาณตั้งฉากและบีพีเอ็มคือสัญญาณชั่วคราว นอกจากนั้นยังศึกษาเพิ่มเติมเกี่ยวกับการซิงโครไนซ์ที่ไม่สมบูรณ์ซึ่งสามารถเกิดขึ้นได้และส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของคิฟเฟอเรนเชียลเทคชันด้วยเช่นกัน

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

เพื่อศึกษาสมรรถนะของคิฟเฟอเรนเชียลเทคชันโดยใช้พีเอสเอ็มหรือสัญญาณตั้งฉากและบีพีเอ็มหรือสัญญาณชั่วคราวที่ผ่านระบบการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์โดยมีเครื่องรับแบบคิฟเฟอเรนเชียลเทคชันหาอัตราบิดผิดพลาดที่ต่างกันของสองสัญญาณ โดยใช้แบบจำลอง

S-V ทำการศึกษากรณีสภาวะแวดล้อมภายในอาคารที่ต่างกัน 4 ลักษณะคือ CM1, CM2, CM3 และ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเห็นเบาะเบาะแว้งในการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CM4 ทำการปรับเปลี่ยนอัตราเร็วข้อมูลตั้งแต่ 25Mbps, 50Mbps และ 100 Mbps เพื่อศึกษาผลกระทบจากการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์จากการเพิ่มขึ้นของอัตราเร็วข้อมูล

รวมทั้งศึกษาผลกระทบจากการชิงโครโมสที่ 5%, 10% และ 15% โดยการเลื่อนตำแหน่งการรวมสัญญาณบนแกนเวลาไปทางด้านหน้าและด้านหลัง เพื่อศึกษาผลกระทบของการชิงโครโมสที่ 5% และแสดงผลในรูปแบบของอัตราบิดเบือนของข้อมูลเทียบกับเอสเอ็นอาร์(SNR)

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

การศึกษาระบบการสื่อสารดิจิทัล สามารถใช้การจำลองแบบโดยซอฟต์แวร์ได้ทั้งระบบ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้ใช้ MATLAB ในการจำลองแบบ การศึกษาระบบการสื่อสารอัตราเร็วได้แบบดัดมีสมมติฐานดังนี้คือ สัญญาณพัลส์ตรงข้ามจะมีสมรรถนะของอัตราบิดเบือนของข้อมูลน้อยกว่าสัญญาณตั้งฉากสำหรับการดีเทคโดยใช้แมตซ์ฟิลเตอร์ ดังนั้นถ้าการทดลองใช้พีเอสเอ็มซึ่งมีคุณสมบัติเป็นสัญญาณตั้งฉากและบีพีเอ็มมีคุณสมบัติเป็นสัญญาณพัลส์ตรงข้ามโดยใช้ดิฟเฟอเรนเชียลดีเทคชันก็จะมีผลการทดลองเหมือนกันกับการใช้แมตซ์ฟิลเตอร์ คือ สมรรถนะของบีพีเอ็มมีอัตราบิดเบือนน้อยกว่าพีเอสเอ็ม สำหรับการส่งข้อมูลที่มีอัตราเร็วสูงๆจะต้องลดช่องว่างระหว่างพัลส์ถัดไปลง จึงส่งผลให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ขึ้นได้อันส่งผลให้อัตราบิดเบือนมากขึ้น

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

การเลือกสัญญาณมาเพื่อทำการทดสอบระบบนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เลือกใช้สัญญาณคู่ตั้งฉากอัตราเร็วได้แบบดัดที่มีแถบความถี่ในช่วงการสื่อสารอัตราเร็วได้แบบดัดภายในอาคารตามที่ FCC ได้กำหนดมาและการเลือกสัญญาณมาเพื่อสร้างสัญญาณบีพีเอ็มจะใช้หนึ่งในสัญญาณคู่ตั้งฉากมากลับขั้วสัญญาณก็จะได้สัญญาณบีพีเอ็มที่สามารถสื่อสารอัตราเร็วได้แบบดัดภายในอาคารได้แล้ว การใช้ดิฟเฟอเรนเชียลดีเทคชันมีข้อดีคือไม่จำเป็นต้องรู้ช่องสัญญาณเนื่องจากสามารถใช้บิตถัดไปเทียบกับบิตปัจจุบันก็สามารถรู้ได้ว่าบิตที่ส่งเป็นบิตอะไร ดังนั้นการส่งของทางภาคส่งจำเป็นต้องแปลง Gray/Binary ก่อนจะส่งมาทางภาครับเพื่อถอดรหัสโดยการหาผลต่างของบิตซึ่งจะได้เป็นข้อมูลที่ส่งนั่นเอง

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้จำลองแบบโดยการใช้ MATLAB สร้างสัญญาณอัตราเร็วได้แบบดัดตลอดจนถึงภาครับโดยใช้เทคนิคเชิงตัวเลข (Numerical) ในการจำลองแบบเพื่อหาอัตราบิดเบือนของข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน

สำหรับดิฟเฟอเรนเชียลเทคนิคชั้นในการสื่อสารอัตราไวด์แบนด์ยังไม่ได้มีการเปรียบเทียบสมรรถนะของสัญญาณสองแบบคือพีเอสเอ็มและบีพีเอ็มซึ่งพีเอสเอ็มซึ่งก็คือสัญญาณตั้งฉาก(Orthogonal signal) และบีพีเอ็มคือสัญญาณขั้วตรงข้าม (Antipodal signal) มาเปรียบเทียบกัน ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเสนอสมรรถนะของดิฟเฟอเรนเชียลเทคนิคชั้นที่มีสัญญาณสองชนิดคือพีเอสเอ็มและบีพีเอ็มมาใช้ในการทดสอบสมรรถนะและแสดงผลในรูปของอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูล อีกทั้งได้แสดงถึงผลกระทบต่างๆที่สามารถเกิดขึ้นได้จริงระบบการสื่อสารอัตราไวด์แบนด์คือผลกระทบจากการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์และการชิง โครไนซ์ที่ไม่สมบูรณ์

1.6 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาสมรรถนะของดิฟเฟอเรนเชียลเทคนิคชั้นด้วยสัญญาณพีเอสเอ็มเทียบกับบีพีเอ็มสำหรับระบบการสื่อสารอัตราไวด์แบนด์ภายในอาคารบนช่องสัญญาณมัลติพาธ โดยใช้คอมพิวเตอร์ในการจำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB และวิเคราะห์ถึงอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลของสัญญาณพีเอสเอ็มและบีพีเอ็ม โดยใช้โมเดลช่องสัญญาณมัลติพาธของ Saleh-Valenzuela (S-V) ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a และปรับเปลี่ยนอัตราเร็วข้อมูลเพื่อศึกษาผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ สำหรับการถอดรหัสได้ศึกษาถึงผลกระทบที่เกิดจากการชิง โครไนซ์ที่ไม่สมบูรณ์และแสดงผลในรูปของอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลเทียบกับเอสเอ็นอาร์

1.7 ขั้นตอนการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย และพื้นฐานของระบบอัตราไวด์แบนด์ช่องสัญญาณสำหรับอัตราไวด์แบนด์และดิฟเฟอเรนเชียลเทคนิคชั้น

บทที่ 3 เป็นลำดับขั้นตอนการจำลองแบบเริ่มตั้งค่าสร้างรูปคลื่นพีเอสเอ็มบีพีเอ็มตลอดจนช่องสัญญาณเครื่องรับและลำดับสัญญาณภาครับ

บทที่ 4 เป็นผลการทดลองที่ได้จากลำดับการทดลองในบทที่ 3 จะแสดงผลในรูปของอัตราบิดผิดพลาดของข้อมูล

บทที่ 5 เป็นบทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ระบบสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์

2.1 กล่าวนำ

ในปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารได้เกิดขึ้นมามากมายหลายระบบเพื่อรองรับความต้องการในการใช้งานที่แตกต่างกันไปทั้งในระบบแบบไร้สาย และแบบใช้สายส่ง ซึ่งในแต่ละระบบจะมีข้อกำหนดที่แตกต่างกันออกไป อาทิเช่น ช่วงความถี่ในการใช้งาน ระดับกำลังงาน ฯลฯ โดยข้อกำหนดดังกล่าวจะเป็นตัวบ่งชี้ข้อจำกัดของระบบนั้นๆ ว่าสามารถส่งข้อมูลด้วยอัตราเร็วและระยะทางในการให้บริการมากน้อยเพียงใด ซึ่งโดยทั่วไปอัตราการส่งข้อมูลจะอยู่ในระดับที่ไม่มากนัก แต่เมื่อไม่นานมานี้ได้มีการนำเสนอเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายที่มีความสามารถในการส่งข้อมูลได้ในปริมาณที่มากขึ้น ที่เรียกว่าระบบสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์ (Ultra-Wideband:UWB) ซึ่งได้รับความสนใจจากนักวิจัยทั่วโลกเนื่องจากมีแนวโน้มว่าจะถูกนำมาประยุกต์ใช้ในโครงข่ายไร้สายส่วนบุคคล (Wireless Personal Area Network : WPAN) โดยเทคโนโลยีนี้ถูกพัฒนาอย่างต่อเนื่องจากอดีตที่ถูกนำไปใช้เฉพาะทางด้านการทหาร แต่ปัจจุบันได้กลายมาเป็นเทคโนโลยีที่ถูกนำมาใช้ในเชิงธุรกิจ เพื่อรองรับการเติบโตของระบบสารสนเทศที่ต้องการระบบที่มีความสามารถในการส่งข้อมูลได้มากขึ้นทั้งภาพ เสียง และข้อมูล โดยในบทนี้จะกล่าวถึงประวัติความเป็นมาของระบบการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์และรายละเอียดของข้อกำหนดต่างๆของระบบการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์

2.2 ประวัติของการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์

ในปี ค.ศ.1864 James Clerk Maxwell กล่าวว่า คลื่นวิทยุ คือ คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งมีความเร็วเท่ากับความเร็วของแสง ซึ่งต่อมาในปี ค.ศ.1886 Heinrich Rudolf Hertz ได้ทำการทดลองและพิสูจน์ให้เห็นว่าคลื่นวิทยุมีจริง หลังจากนั้น ได้มีการศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับคลื่นวิทยุและการกระจายคลื่นวิทยุให้ก้าวหน้าต่อไป

เทคโนโลยีการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์ ได้ถือกำเนิดตั้งแต่ปี ค.ศ.1901 โดยที่มาร์โกนี (Marconi) ได้ทดลองสาธิตเครื่องส่งสปาร์กแก๊ป (spark gap) ในการส่งสัญญาณวิทยุข้ามมหาสมุทรแอตแลนติก ต่อมาได้มีการพัฒนาการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์ ในปี ค.ศ.1962 โดยใช้หลักการส่งผ่านคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในโดเมนเวลา และได้ถูกนำไปใช้ในการส่งสัญญาณในเครือข่ายไมโครเวฟ ในปี ค.ศ.1963-1966 ซึ่งมีแนวทางในการพัฒนาว่าต้องมีรูปแบบที่ง่ายและไม่ซับซ้อน โดยใช้คุณลักษณะของการตอบสนองความถี่ เช่น ขนาดของสัญญาณและเฟส ซึ่งในการวิเคราะห์สัญญาณนั้น เราได้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้เครื่องออสซิลโลสโคปในการสุ่มค่าของสัญญาณ เพื่อมาทำการวิเคราะห์และพัฒนาเครือข่ายในระบบไมโครเวฟ และรูปแบบของสัญญาณที่ใช้ในการส่งผ่าน โดยเทคนิคในการวัดค่าสัญญาณนั้น เริ่มแรกได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้กับแถบความถี่กว้างในปี ค.ศ.1968 ซึ่งทำให้เกิดการพัฒนาสัญญาณที่มีขนาดแคบได้อย่างรวดเร็ว และได้ถูกนำไปใช้ในการส่งสัญญาณติดต่อดสื่อสารแบบเรดาร์ ในปี ค.ศ. 1972 และในปี ค.ศ.1973 เครื่องออสซิลโลสโคปที่สามารถวิเคราะห์ความถี่ที่สูงขึ้นก็ได้ถูกสร้างขึ้น จึงทำให้มีการกำหนดอัตราไวต์แบนด์ ต่อมาในปี ค.ศ.1980 นั้น ได้มีการกำหนดให้เทคโนโลยีอัตราไวต์แบนด์นี้ไม่จำเป็นต้องใช้คลื่นพาหะ โดยส่วนใหญ่แล้วจะนำไปประยุกต์ใช้งานระบบเรดาร์ อันเนื่องมาจากคุณสมบัติของสัญญาณที่มีช่วงความถี่ที่กว้างมากทำให้ได้รับข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับตำแหน่งที่มีความถูกต้องสูง และเป็นจุดที่แตกต่างจากการส่งคลื่นวิทยุแบบอื่นที่มีมาก่อนหน้านั้น แต่เทคโนโลยีการสื่อสารอัตราไวต์แบนด์ ได้ถูกนำมาใช้ในโครงการที่เป็นความลับของกองทัพสหรัฐอเมริกา ตั้งแต่ปี ค.ศ.1960-1990 ซึ่งพบว่าเทคโนโลยีอัตราไวต์แบนด์ เหมาะที่จะนำมาใช้กับการสื่อสารแบบเรดาร์และการติดต่อดสื่อสารที่ต้องการความปลอดภัยสูง [1]

เมื่อเดือนพฤษภาคม ปี ค.ศ.2000 ทางคณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (Federal Communications Commission : FCC) ได้ออกหนังสือ Notice of Proposed Rule Making ซึ่งเชิญชวนให้หน่วยงานต่างๆ นำเสนอข้อคิดเห็นที่จะนำมาพัฒนาและปรับปรุงแก้ไขกฎข้อบังคับของคณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกาเพื่อควบคุมและจำกัดกำลังส่งสัญญาณของระบบอัตราไวต์แบนด์ ซึ่งกฎข้อบังคับใหม่นี้ได้ถูกประกาศออกมาใช้งานเมื่อเดือนกุมภาพันธ์ ปี ค.ศ.2002 [2]

2.3 ระบบการสื่อสารอัตราไวต์แบนด์

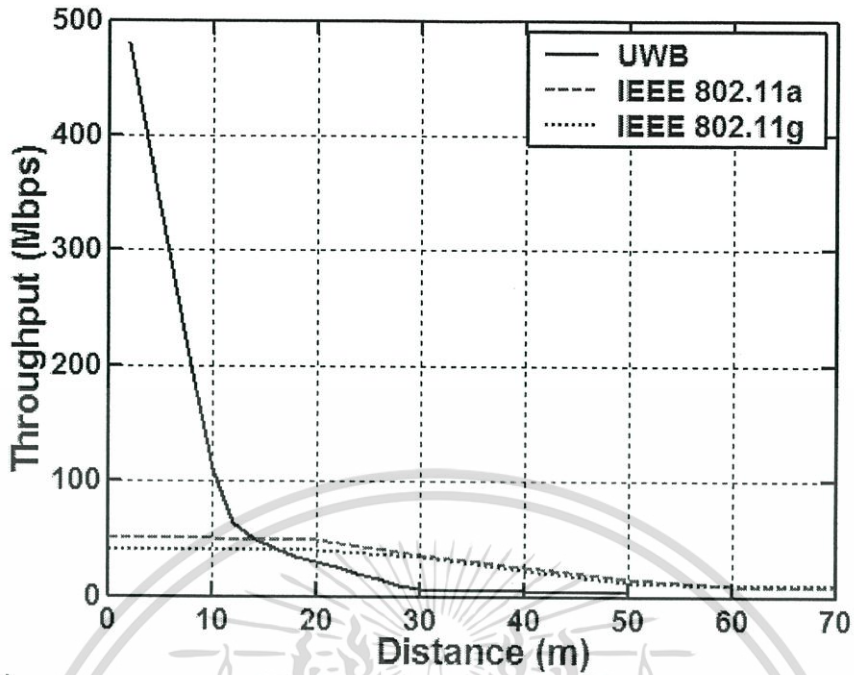
ปัจจุบันมีการพัฒนาระบบการสื่อสารอัตราไวต์แบนด์ มาโดยตลอด ทำให้ได้รับความสนใจสำหรับการไปประยุกต์ใช้ในระบบการสื่อสารประเภทต่างๆ มากขึ้น โดยการสื่อสารอัตราไวต์แบนด์ นั้นนับได้ว่าเป็นวิวัฒนาการของระบบการสื่อสารไร้สาย โดยมีการใช้แถบความถี่ในการส่งที่กว้างมากประกอบกับใช้กำลังส่งที่น้อย ซึ่งสัญญาณของการสื่อสารอัตราไวต์แบนด์นั้นมีความแตกต่างกับระบบการสื่อสารไร้สายที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน 2 ประการ คือ การส่งสัญญาณอัตราไวต์แบนด์ จะทำการส่งสัญญาณในลักษณะที่เป็นอิมพัลส์ โดยไม่มีการนำเอาสัญญาณข้อมูลไปทำการมอดูเลตกับสัญญาณพาหะ อีกประการหนึ่งสัญญาณอัตราไวต์แบนด์ จะมีสัดส่วนของแบนด์วิธในการส่งมากกว่าหรือเท่ากับ 20% ของแถบความถี่กลาง หรือมีการใช้แถบความถี่มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz ซึ่งจะพบว่ามีค่ามากกว่าแถบความถี่ของระบบการสื่อสารไร้สายที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันมาก ทางคณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกาได้กำหนดแถบความถี่ที่ใช้ในระบบการสื่อสารอัตราไวต์แบนด์ คือ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz ซึ่งมีแบนด์วิธเท่ากับ 7.5 GHz จากการศึกษาเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับผูกพันให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์ ใช้แถบความถี่ที่กว้างมากโดยที่แถบความถี่ที่ใช้นั้น ได้มีการทับซ้อนกับระบบการสื่อสารแบบแถบความถี่แคบที่มีอยู่ในปัจจุบัน จึงกำหนดระดับของความหนาแน่นของกำลังส่งต่อความถี่ ในการส่งสัญญาณของระบบอัลตราไวด์แบนด์ ไว้ไม่เกิน -41.3 dBm/MHz ซึ่งเป็นข้อกำหนดของกำลังงานที่ส่งออกมาจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ [1] การที่ระบบการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์ ได้รับผลกระทบของสัญญาณรบกวนมาก ดังนั้นจึงได้มีการนำเสนอผลการวิจัยต่างๆ เพื่อที่จะแสดงให้เห็นถึงผลดังกล่าวในการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์ เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบให้ดีขึ้น โดยที่บทนี้จะอธิบายถึงหลักการพื้นฐานและข้อกำหนดต่างๆ ของระบบการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์

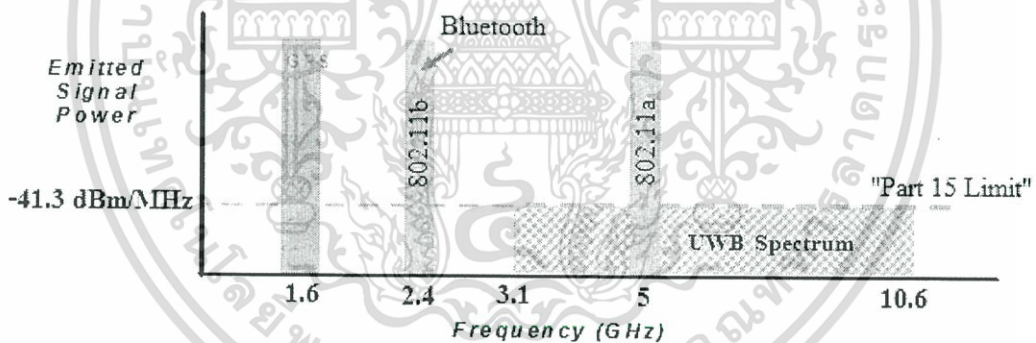
2.3.1 ลักษณะเฉพาะของการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์

ระบบการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์ เป็นเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายที่แตกต่างจากการสื่อสารทางคลื่นความถี่วิทยุแบบอื่นๆ โดยข้อได้เปรียบของระบบอัลตราไวด์แบนด์ คือ เป็นระบบสื่อสารที่ไม่ต้องใช้อุปกรณ์พาหะ (radio frequency : RF) เหมือนในระบบอื่นๆ สัญญาณของระบบอัลตราไวด์แบนด์ จะเป็นสัญญาณพัลส์ (pulse) โดยจะเป็นพัลส์แถบๆ ขนาด 0.2 นาโนวินาที [2] จึงทำให้มีความหนาแน่นแถบความถี่ (spectral density) ที่กว้างมาก ดังนั้นจึงแผ่กระจายครอบคลุมช่วงความถี่ได้กว้าง และเนื่องด้วยระบบนี้มีแบนด์วิดท์ที่กว้างมากจึงทำให้สามารถที่จะรองรับอัตราการส่งข้อมูลได้สูงถึง 110 Mb/s ในระยะทางประมาณ 10 เมตร ดังที่ได้กล่าวไปแล้วว่าสัญญาณพัลส์ที่ใช้มีขนาดที่แคบมาก จึงเป็นสาเหตุทำให้ระบบนี้มีการใช้กำลังงานในการส่งต่ำลงไปด้วย จึงนำเทคโนโลยีการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์ มาใช้กับระบบเครือข่ายไร้สายส่วนบุคคล

หากเปรียบเทียบระบบนี้กับเทคโนโลยีไร้สาย ตามมาตรฐาน IEEE802.11a แล้วจะพบว่าระบบอัลตราไวด์แบนด์ จะมีประสิทธิภาพเหนือกว่าเทคโนโลยีดังกล่าวทั้งด้านความเร็วในการรับส่งข้อมูลและการใช้พลังงานที่ต่ำกว่ามาก โดยระบบอัลตราไวด์แบนด์ จะมีความเร็วในการรับส่งข้อมูลสูงถึง 480 Mbps ที่ระยะทางประมาณ 2 เมตรและความเร็ว 110 Mbps ที่ระยะทางประมาณ 10 เมตรดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น ในขณะที่ Wi-Fi สามารถรับส่งข้อมูลสูงสุดที่ 54 Mbps และหากเปรียบเทียบกับเทคโนโลยีที่กำลังได้รับความนิยมสำหรับเครือข่ายไร้สายส่วนบุคคล ในปัจจุบันนี้คือ Bluetooth แล้วระบบอัลตราไวด์แบนด์ จะมีอัตราการรับส่งข้อมูลสูงกว่า Bluetooth ถึง 100 เท่า รูปที่ 2.1 แสดงการเปรียบเทียบเทคโนโลยีการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์ กับเทคโนโลยีไร้สายตามมาตรฐาน IEEE802.11a และ IEEE802.11g [3] แกน x คือระยะทาง แกน y คือ อัตราเร็วในการรับส่งข้อมูล รูปที่ 2.2 แสดงให้เห็นถึงระดับความหนาแน่นแถบกำลังงานในระบบอัลตราไวด์แบนด์ โดยเปรียบเทียบกับระบบอื่นๆ



รูปที่ 2.1 เปรียบเทียบเทคโนโลยีการสื่อสารแบบอัลตราไวด์แบนด์ กับเทคโนโลยีไร้สาย ตามมาตรฐาน IEEE 802.11a และ IEEE 802.11g [3]



รูปที่ 2.2 ระดับความหนาแน่นแถบกำลังงานในระบบอัลตราไวด์แบนด์ โดยเปรียบเทียบกับระบบอื่นๆ

2.3.2 ข้อได้เปรียบของเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์

ระบบอัลตราไวด์แบนด์ เป็นระบบที่มีข้อได้เปรียบที่น่าสนใจสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในระบบสื่อสาร อาทิเช่น

- มีระดับของสัญญาณใกล้เคียงกับสัญญาณรบกวน เนื่องจากความหนาแน่นของพลังงานในการส่งต่ำทำให้สัญญาณอัลตราไวด์แบนด์ นี้มีลักษณะคล้ายกับสัญญาณรบกวน ซึ่งทำให้การตรวจหาสัญญาณทำได้ยากและในเอกสารทางกรวิจัยกล่าวว่าการส่งสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์ นั้นไม่ก่อให้เกิดผลการแทรกสอดของสัญญาณที่มีต่อระบบคลื่นความถี่วิทยุอื่นๆ เนื่องจากสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของระบบอัลตราไวด์แบนด์ นั้นมีการแพร่กระจายกำลังงานในระดับต่ำประมาณระดับของสัญญาณรบกวน (noise floor) จึงทำให้ระบบอื่นมองว่าสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์ นี้คือ สัญญาณรบกวนจึงถูกกำจัดออกจากการพิจารณาของระบบ

- มีความต้านทานต่อคลื่นหลายวิถีในระบบการมอดูเลตทางเวลา (time modulation) แสดงให้เห็นว่ามีความเป็นไปได้ที่จะทำการส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูงในระดับหลักร้อยเมกะบิตต่อวินาที อีกทั้งยังได้ถูกประเมินในส่วนของจำนวนของผู้ใช้งานในระบบการสื่อสารแบบคลื่นวิทยุแบบอิมพัลส์ได้จำนวนที่มากกว่าระบบทั่วไป โดยการสื่อสารไร้สายหลีกเลี่ยงไม่ได้ที่จะเกิดคลื่นหลายวิถี ซึ่งเป็นผลมาจากการสะท้อนของสัญญาณหลายๆ ทิศทางที่วัสดุต่างๆ เช่น ผง หรือ อุปกรณ์สำนักงาน เทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ การส่งสัญญาณพัลส์ที่มีช่วงเวลาแคบมากๆ ทำให้เทคโนโลยีนี้ได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณหลายวิถีน้อยกว่า

- ระบบอัลตราไวด์แบนด์มีความซับซ้อนน้อยและมีต้นทุนต่ำ ความซับซ้อนน้อยและต้นทุนที่ต่ำของระบบอัลตราไวด์แบนด์ เกิดขึ้นจากปัจจัยทางลักษณะเบสแบนด์ (baseband) ของการส่งสัญญาณซึ่งไม่เหมือนกับระบบการส่งสัญญาณวิทยุแบบอื่นๆ โดยที่เครื่องส่งจะทำการสร้างสัญญาณพัลส์ที่มีความกว้างของสัญญาณน้อยมากๆ ในโดเมนเวลาซึ่งสามารถที่จะแพร่กระจายคลื่นออกไปโดยปราศจากการเพิ่มความถี่วิทยุหรือคลื่นพาห้รวมเข้าไป และในส่วนของมารวมสัญญาณวิทยุ นั้นจะเป็นการนำเอาสัญญาณเบสแบนด์รวมเข้าไปกับคลื่นพาห้เพื่อย้ายสัญญาณไปยังแถบความถี่ที่มีคุณลักษณะในการแพร่กระจายคลื่นตามต้องการ ซึ่งสัญญาณจะถูกแพร่กระจายได้ดีโดยปราศจากความต้องการในการเพิ่มการแปลงความถี่ให้สูงขึ้น (up-conversion) การเพิ่มกำลังให้สูงขึ้น (amplification) การแปลงความถี่สูง (down-conversion) และตัวผลิตความถี่ (local oscillator) จึงไม่จำเป็นในเครื่องรับอัลตราไวด์แบนด์ ด้วยเช่นกันทำให้ลดความซับซ้อนของระบบและต้นทุนในการผลิตลงไปมาก

- มีความละเอียดสูงในโดเมนเวลาสำหรับการระบุตำแหน่งและการประยุกต์ใช้ในระบบติดตาม (Tracking) ด้วยพัลส์ที่มีลักษณะทางโดเมนเวลาที่แคบมากๆ หรืออาจกล่าวได้อีกนัยหนึ่งว่าเป็นพัลส์ที่มีความกว้างของสัญญาณน้อยมาก ๆ นั้นหมายถึง ระบบคลื่นวิทยุแบบอัลตราไวด์แบนด์ มีความเป็นไปได้ที่จะสามารถควบคุมจังหวะและกำหนดเวลาได้อย่างถูกต้องแม่นยำมากกว่าระบบดาวเทียมบอกพิกัด (Global Positioning System : GPS) และระบบคลื่นวิทยุแบบอื่นๆ อีกทั้งด้วยคุณสมบัติในการแพร่กระจายผ่านวัสดุได้ดี จึงทำให้สัญญาณอัลตราไวด์แบนด์ ที่มีการมอดูเลตถูกนำมาใช้งานในระบบเรดาร์ระยะสั้น เช่น การช่วยเหลือชีวิตและปฏิบัติการป้องกันอาชญากรรม เป็นต้น

2.4 กฎข้อบังคับของระบบสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์

ข้อกำหนดที่สำคัญได้ถูกกำหนดขึ้นมาใช้ในการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์ คือ การจัดสรรความถี่ในการใช้งานเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันกับระบบเดิมที่มีอยู่ ซึ่งในแต่ละประเทศได้มีการกำหนดกฎข้อบังคับในการใช้งานของระบบอัลตราไวด์แบนด์ตามความเหมาะสมของกิจการโทรคมนาคมของประเทศนั้นๆ อาทิเช่น ประเทศญี่ปุ่น ประเทศสิงคโปร์ และอีกหลายๆ ประเทศที่กำลังพัฒนาระบบการสื่อสาร ซึ่งในสหรัฐอเมริกาที่เช่นกัน มีกลุ่มทำงานที่ใช้ชื่อว่า “Ultra-Wideband Working Group (UWBWG)” ได้พยายามทำการถอดถอนข้อกำหนดในการใช้งานช่วงความถี่ของเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ จากกฎข้อบังคับเดิมของคณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา เพื่อทำการเจรจาหาข้อตกลงร่วมกัน เช่นเดียวกับในยุโรปได้มีการหาข้อตกลงการจัดสรรคลื่นความถี่และการแทรกสอดของคลื่นวิทยุซึ่งในปัจจุบันยังไม่มีกำหนดแถบความถี่สำหรับการใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์ ในสถาบันกำหนดมาตรฐานทางโทรคมนาคมแห่งสหภาพยุโรป (European Telecommunications Standards Institute : ETSI) หรือสหพันธ์โทรคมนาคมระหว่างประเทศ (International Telecommunication Union : ITU)

2.4.1 กฎข้อบังคับของระบบอัลตราไวด์แบนด์ในสหรัฐอเมริกา

ในปี ค.ศ.1998 คณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา ได้ออกประกาศเกี่ยวกับการตรวจสอบหรือ Notice of Inquiry (NOI) โดยถึงแม้ว่าจะได้คาดการณ์ถึงระดับกำลังงานที่ใช้ในการส่งผ่านสัญญาณที่มีระดับต่ำมากๆ แล้วก็ตาม แต่ยังมีกลุ่มผู้ที่สนับสนุนในระบบเดิมที่มีใช้งานกันอยู่ได้ทำการต่อต้านการนำระบบอัลตราไวด์แบนด์ มาใช้งานสำหรับการสื่อสารของพลเรือน ซึ่งข้อเรียกร้องโดยมากจะเกี่ยวข้องกับคาดการณ์ถึงการเพิ่มขึ้นของระดับการแทรกสอดในแถบความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัด อาทิเช่น แถบความถี่ในการกระจายสัญญาณโทรทัศน์ แถบความถี่ที่สำรองไว้สำหรับคลื่นวิทยุทางดาราศาสตร์และระบบ GPS โดยที่องค์การบริหารการบินแห่งสหรัฐอเมริกา หรือ FAA (Federal Aviation Administration) ได้แสดงความเป็นห่วงต่อการแทรกสอดของสัญญาณที่มีต่อระบบความปลอดภัยในกิจการการบิน และทิศทางในการค้นคว้าเกี่ยวกับเครื่องส่งในระบบอัลตราไวด์แบนด์ ด้วยเช่นกัน

เมื่อเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ได้ถูกเสนอสำหรับการนำมาใช้ในกิจการการสื่อสารของพลเรือน ซึ่งยังไม่ได้มีการกำหนดใด ๆ สำหรับลักษณะสัญญาณที่จะมาใช้ จึงได้มีหน่วยงานหนึ่งที่ตั้งชื่อว่า DARPA (Defense Advanced Research Project Agency) ได้ทำการออกข้อกำหนดฉบับที่หนึ่งสำหรับสัญญาณแบบอัลตราไวด์แบนด์ ซึ่งบนพื้นฐานอัตราส่วนแบนด์วิดท์ B_f ของสัญญาณ โดยต้องมีค่ามากกว่า 0.25 โดยสามารถกำหนดได้ตามสมการที่ 2.1 [4]

$$B_f = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \quad (2.1)$$

โดยที่ f_L คือ ความถี่ต่ำสุดของแถบความถี่ที่ใช้งานในระบบ
 f_H คือ ความถี่สูงสุดของแถบความถี่ที่ใช้งานในระบบ

ในวันที่ 14 กุมภาพันธ์ ค.ศ.2002 คณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา ได้ออกกฎสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์ ซึ่งเป็นการกำหนดขอบเขตของการแพร่กระจายกำลังงานฉบับที่ 1 สำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์ และยังอนุญาตให้เป็นเทคโนโลยีที่ใช้ในลักษณะทางการค้าอีกด้วย โดยรายงานล่าสุดของคำประกาศ และระเบียบการฉบับที่ 1 ได้เผยแพร่ต่อสาธารณชนในวันที่ 22 เมษายน ค.ศ.2002 ซึ่งในเอกสารได้กล่าวถึงการอนุญาตใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์ทั้ง 4 ประเภทและการกำหนดขอบเขตการแพร่กระจายพลังงานสำหรับการใช้ในประเภทต่างๆ โดยจากนิยามข้างต้นได้ทำการลดค่าการจำกัด B_f ไม่ให้ต่ำกว่า 0.25 ตามสมการที่ 2.1 หรือต้องมีการใช้แถบความถี่มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz อีกทั้งยังกำหนดความถี่กลางของระบบอัลตราไวด์แบนด์ ดังสมการที่ 2.2 [1]

$$f_c = \frac{(f_H + f_L)}{2} \quad (2.2)$$

โดยที่ f_c คือ ความถี่กลางของแถบความถี่ที่ใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์
 f_L คือ ความถี่ต่ำสุดของแถบความถี่ที่ใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์
 f_H คือ ความถี่สูงสุดของแถบความถี่ที่ใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์

ข้อจำกัดการแพร่กระจายกำลังงานโดยคณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกาได้แสดงให้เห็นในตารางที่ 2.1 สำหรับใช้ในการสื่อสารข้อมูลทั้งภายในและภายนอกอาคาร

ตารางที่ 2.1 ข้อกำหนดในการแพร่กระจายกำลังงานโดยคณะกรรมการกิจการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา สำหรับการใช้งานในการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร [1]

ความถี่ [MHz]	ภายในอาคาร	ภายนอกอาคาร
	EIRP in dBm	EIRP in dBm
960-1,610	-75.3	-75.3
1,610-1,990	-53.3	-63.3
1,990-3,100	-51.3	-61.3
3,100-10,600	-41.3	-41.3
สูงกว่า 10,600	-51.3	-61.3

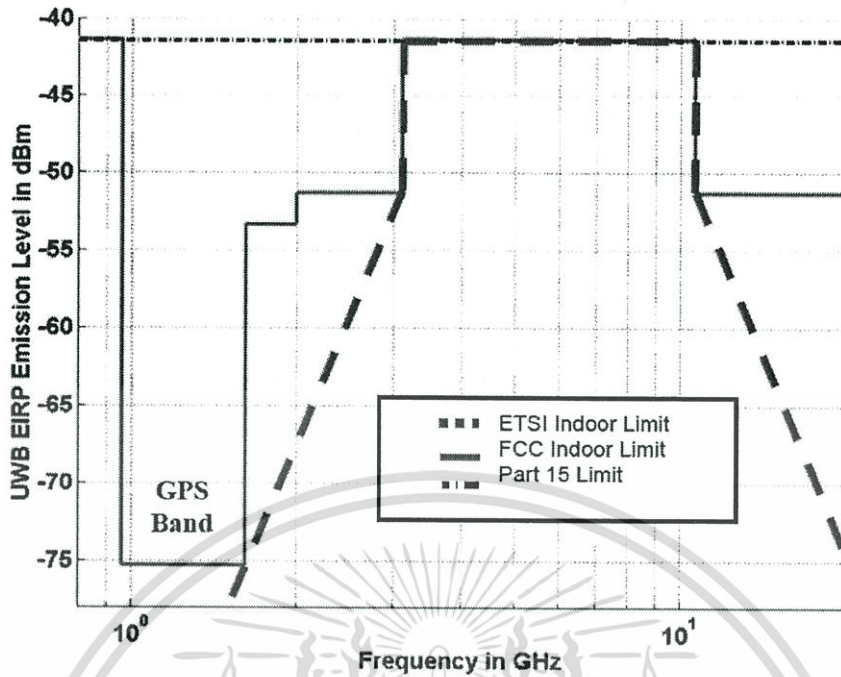
2.4.2 กฎข้อบังคับของระบบอัลตราไวด์แบนด์ในยุโรป

ปัจจุบัน โครงร่างของข้อกำหนดระบบอัลตราไวด์แบนด์ ในทวีปยุโรปอยู่ในช่วงรอข้อมูลทางเทคนิคที่เกี่ยวกับผลกระทบของระบบอัลตราไวด์แบนด์ บนระบบเดิมที่มีใช้กันอยู่ โดยทางยุโรปนั้นบางส่วนของข้อกำหนดจะรัดกุมกว่าของทางสหรัฐอเมริกา เพราะทางด้านยุโรปนั้นในส่วนของเทคโนโลยีใหม่ต้องแสดงให้เห็นว่าส่งผลกระทบน้อยหรือไม่ส่งผลเสียหายต่อระบบเดิมที่มีอยู่โดยข้อกำหนดการแพร่กระจายกำลังงานสำหรับการใช้งานทั้งภายในและภายนอกอาคารที่กำหนดโดย ITU หรือ ETSI แสดงให้เห็นในตารางที่ 2.2

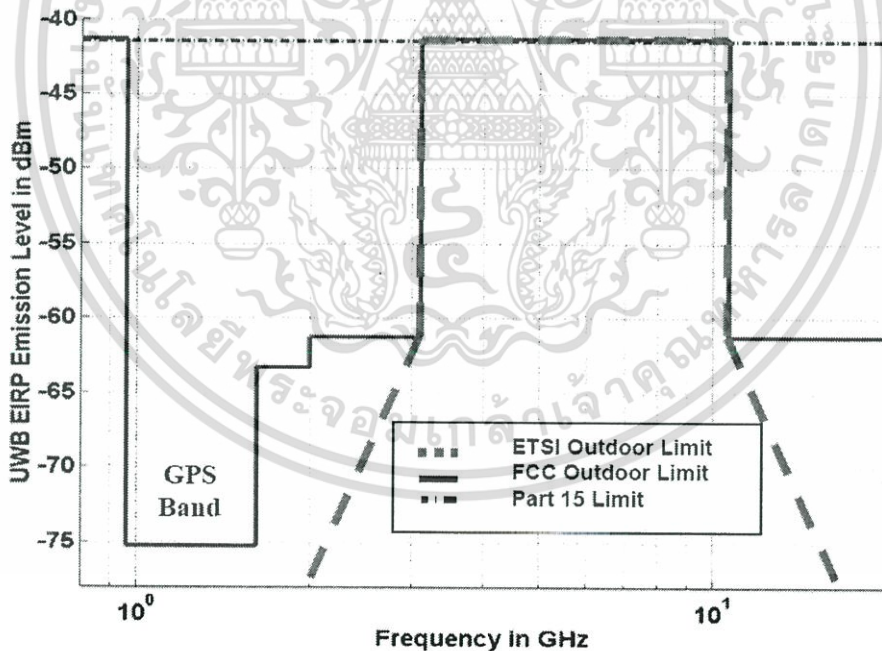
ตารางที่ 2.2 ข้อกำหนดในการแพร่กระจายกำลังงานโดย ETSI สำหรับการใช้งานในการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร [1]

	ช่วงความถี่ [GHz]		
	$f < 3.1$	$3.1 < f < 10.6$	$f < 10.6$
ภายในอาคาร	$-51.3 + 87 \log\left(\frac{f}{3.1}\right)$	-41.3	$-51.3 + 87 \log\left(\frac{10.6}{f}\right)$
ภายนอกอาคาร	$-61.3 + 87 \log\left(\frac{f}{3.1}\right)$	-41.3	$-61.3 + 87 \log\left(\frac{10.6}{f}\right)$

โดยในรูปที่ 2.3 และรูปที่ 2.4 แสดงให้เห็นถึงการเปรียบเทียบข้อกำหนดการจำกัดสเปกตรัมความถี่ของระบบอัลตราไวด์แบนด์ ระหว่างคณะกรรมการกิจการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกาและ ETSI ภายในและภายนอกอาคารตามลำดับ



รูปที่ 2.3 ข้อกำหนดการจำกัดสเปกตรัมความถี่โดยคณะกรรมการกิจการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา และ ETSI ของระบบอัลตราไวด์แบนด์ ภายในอาคาร [1]



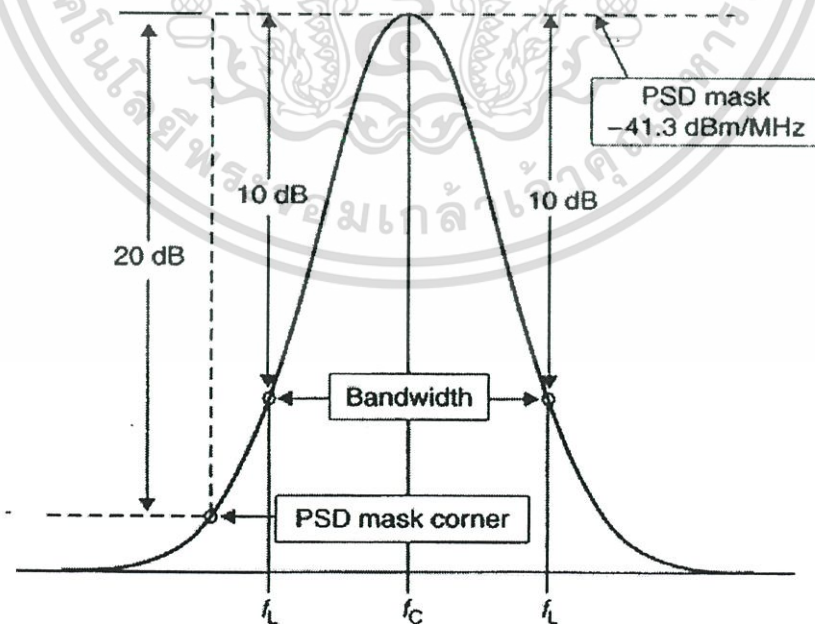
รูปที่ 2.4 ข้อกำหนดการจำกัดสเปกตรัมความถี่โดยคณะกรรมการกิจการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา และ ETSI ของระบบอัลตราไวด์แบนด์ ภายนอกอาคาร [1]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 การกำหนดสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์

2.5.1 คำจำกัดความของสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์

คุณลักษณะโดยทั่วไปของสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์ และระบบของสัญญาณประกอบด้วย การสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์ และระบบการทดสอบ เช่น การสื่อสารความเร็วสูงภายในบ้านหรือแม้กระทั่งอุปกรณ์เครือข่ายทางธุรกิจ โดยแต่ละอุปกรณ์นั้นต้องสามารถทำงานอยู่ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz ซึ่งอุปกรณ์นั้นจะถูกออกแบบเพื่อให้แน่ใจว่าสามารถที่จะทำงานได้ภายในอาคารหรือต้องเข้ากันได้กับอุปกรณ์อื่นๆ ซึ่งอาจจะถูกนำมาใช้ในลักษณะการสื่อสารแบบจุดต่อจุด โดยตัวแพร่กระจายคลื่นอัลตราไวด์แบนด์ นั้นต้องทำการออกแบบและตรวจสอบเพื่อรับรองว่าการแพร่กระจายคลื่นในช่วงแบนด์วิดท์ตั้งแต่ 20 dB ลงมาจากระดับสูงสุดของสเปกตรัมที่กำหนดไว้ต้องอยู่ภายในแถบความถี่ของระบบอัลตราไวด์แบนด์ อีกทั้งช่วงแบนด์วิดท์ที่น้อยที่สุดทดสอบ ณ ตำแหน่งที่ต่ำกว่าระดับสูงสุดของการแพร่กระจายลงมา 10 dB มีค่าเท่ากับ 500 MHz โดยระดับที่ยินยอมให้แพร่กระจายกำลังงานสำหรับสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์นั้นถูกกำหนดไว้ที่ -41.3 dBm/MHz เพราะฉะนั้นในการออกแบบสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์นั้นจะต้องพิจารณาร่วมกับระดับของแบนด์วิดท์ที่ 10 dB จากระดับความหนาแน่นแถบกำลังงานสูงสุด (PSD mask) ซึ่งเป็นช่วงที่มีแบนด์วิดท์น้อยที่สุด และระดับแบนด์วิดท์ที่ 20 dB ซึ่งเป็นตำแหน่งจุดหักมุมในบริเวณช่วงความหนาแน่นแถบกำลังงานที่ใช้ในการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์ โดยรูปที่ 2.5 จะแสดงให้เห็นถึงข้อจำกัดดังกล่าว [1]

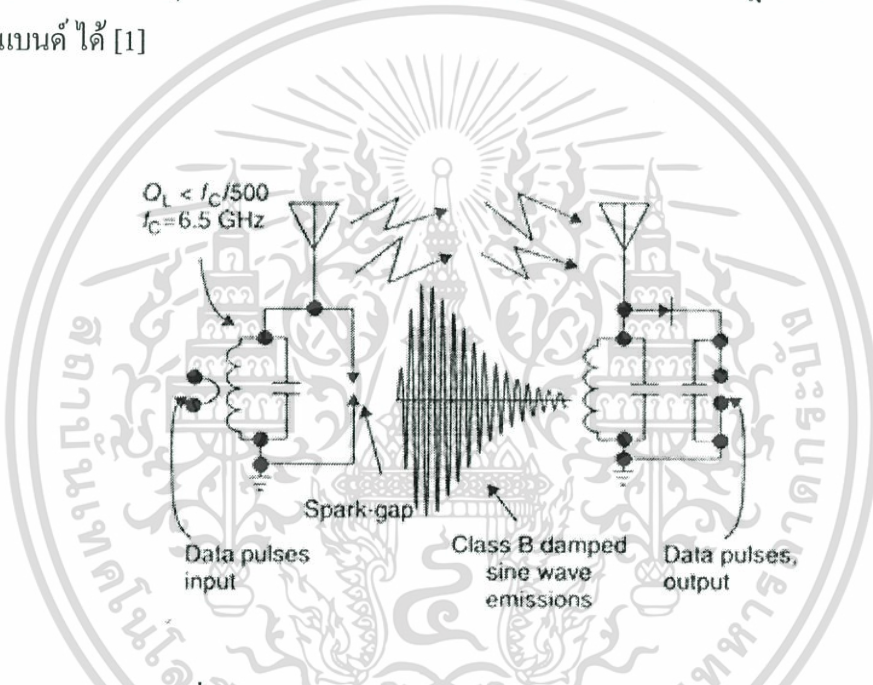


รูปที่ 2.5 จุดพิจารณาในการออกแบบสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2 วิธีสร้างสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์

การสร้างสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์ นั้นสามารถสร้างขึ้นโดยใช้วิธีการต่างๆ กันเช่น เลือกใช้แหล่งจ่ายสัญญาณอิมพัลส์ที่มีความแคบมากๆ ส่งผ่านตัวกรองความถี่แบบช่วงที่กำหนดผ่าน (band-pass filter) หรือสร้างจากการกำหนดรูปร่างของสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์ และกำหนดจุดต่างๆ ของสัญญาณให้เป็นไปตามข้อกำหนดของสเปกตรัม ซึ่งทางเลือกต่อมาก็คือ การใช้วิธีการมอดูเลตแบบทั่วไปของระบบคลื่นวิทยุ อาทิเช่น ระบบการแผ่สเปกตรัมลำดับเส้นตรง (direct sequence spread spectrum : DSSS) หรือระบบมัลติเพล็กซ์แบบตั้งฉากในโดเมนความถี่ (OFDM) โดยรูปที่ 2.6 แสดงให้เห็นถึงแนวคิดของระบบที่เรียกว่า “retro-UWB” ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของตัวกรองความถี่แบบกระตุ้นด้วยอิมพัลส์ซึ่งสามารถกำหนดให้เป็นไปตามกฎข้อบังคับของระบบอัลตราไวด์แบนด์ ได้ [1]

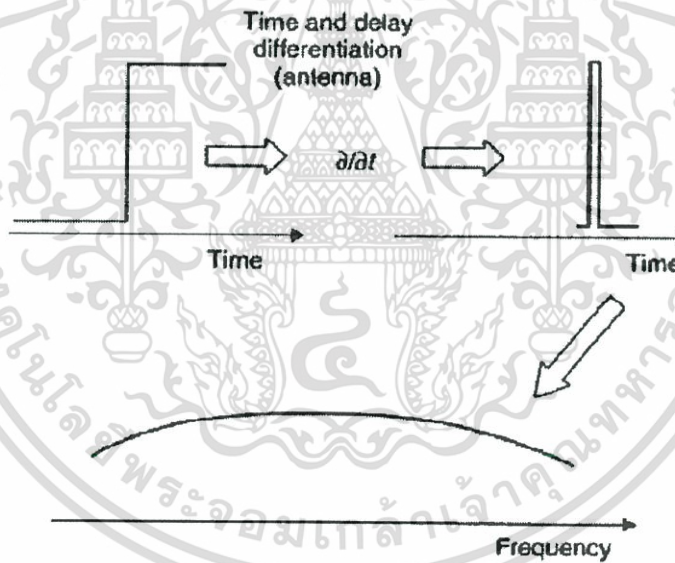


รูปที่ 2.6 แนวคิดในการสร้างระบบอัลตราไวด์แบนด์[2]

แบบจำลองนี้มีลักษณะเฉพาะของระบบกระตุ้นแบบไร้สาย (wireless spark system) นั้น ในส่วนของเครื่องส่งจะเป็นแหล่งจ่ายข้อมูลแบบดิจิทัล ซึ่งแหล่งจ่ายพลังงานอิมพัลส์ที่ตำแหน่งอินพุตจะถูกส่งไปยังหม้อแปลงและอุปกรณ์ที่เรียกว่า “spark gap” โดยที่ค่า Q หรือ “sharpness” ของวงจรรีโซแนนซ์จะถูกกำหนดให้เป็นไปตามผลของค่าแบนด์วิดท์นั้นก็คือเท่ากับ 500 MHz ซึ่งวงจรนี้แสดงให้เห็นถึงหลักการอย่างง่ายของระบบการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์ ภายใต้ข้อกำหนดของคณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา

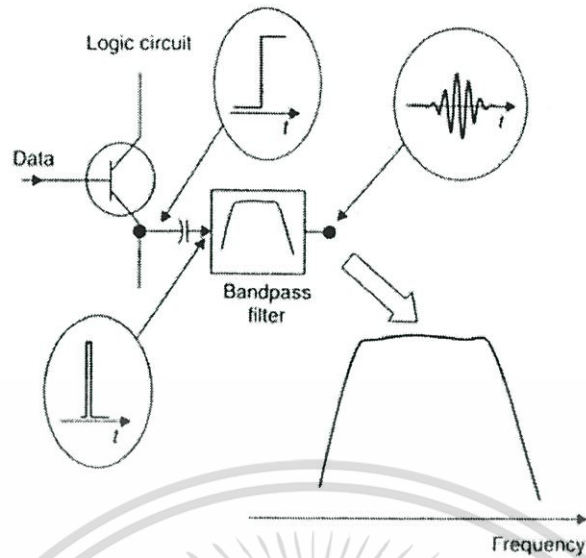
2.5.3 การออกแบบสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์

การออกแบบสำหรับสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์ นั้นจะขึ้นอยู่กับกฎและข้อบังคับ โดยระดับการแพร่กระจายกำลังงานที่ได้รับอนุญาต (ตามข้อกำหนดของคณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา) สำหรับสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์ ถูกกำหนดไว้ที่ -41.3 dbm/MHz ดังนั้นกำลังงานที่แพร่กระจายรวมทั้งหมดจะขึ้นกับจำนวนของการใช้งานสเปกตรัมนั้นก็หมายความว่าเราต้องการใช้แบนด์วิธที่มากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ เพื่อจะทำให้เกิดการแพร่กระจายของกำลังงานมากที่สุด และในการออกแบบโดยอาศัยรูปร่างของสัญญาณนั้นจะเป็นฟังก์ชันของเวลา ซึ่งความสัมพันธ์นี้จะอยู่ในลักษณะทางคณิตศาสตร์แสดงโดยการแปลงฟูริเยร์ อีกวิธีการหนึ่งของการสร้างสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์ ก็คือ ใช้สัญญาณที่มีรูปร่างของขอบมุมที่ชัดเจน เมื่อพิจารณาในโดเมนเวลาเหมือนกับฟังก์ชันขั้นบันได (step function) หรือ พัลส์สี่เหลี่ยมที่มีความแคบมากๆ ซึ่งลักษณะดังกล่าวจะเป็นไปตามตัวกรองความถี่ที่เรียกว่า (band-shaping filter) โดยรูปที่ 2.7 จะแสดงให้เห็นถึงลักษณะของความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณในโดเมนเวลาของโดเมนความถี่ [1]



รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความชันขอบของสัญญาณกับการสร้างสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์

แหล่งจ่ายสัญญาณอิมพัลส์ที่เป็นอินพุตป้อนให้กับตัวกรองความถี่แบบอัลตราไวด์แบนด์ ผ่านนั้นเป็นวิธีที่ง่ายและได้ผลในการสร้างสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์ ดังแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.8 [1]



รูปที่ 2.8 เอาท์พุทจากวงจรลอจิกที่ใช้สร้างสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์ [1]

ในวิธีการอีกแบบหนึ่งนั้นยังสามารถสังเคราะห์สัญญาณอัลตราไวด์แบนด์ที่มีความถูกต้องทั้งในรูปร่างสัญญาณและตำแหน่งของสัญญาณในสเปกตรัมความถี่ด้วยการเลือกรูปร่างของสัญญาณอีกทั้งการกำหนดแบนด์วิดท์ที่เหมาะสม เพื่อให้เห็นได้ชัดเจนยิ่งขึ้นจะทำการพิจารณาตัวอย่างของสัญญาณพัลส์มูลฐาน (base band pulse) ที่เรียกว่าสัญญาณที่มีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยม (rectangular shaped signal) แทนด้วยฟังก์ชัน $r(t)$ โดยมีจุดศูนย์กลางที่ $t = 0$ และมีความกว้างเท่ากับ T พิโกวินาที (picoseconds) โดยมีนิยามเป็นไปตามสมการที่ 2.3 [1]

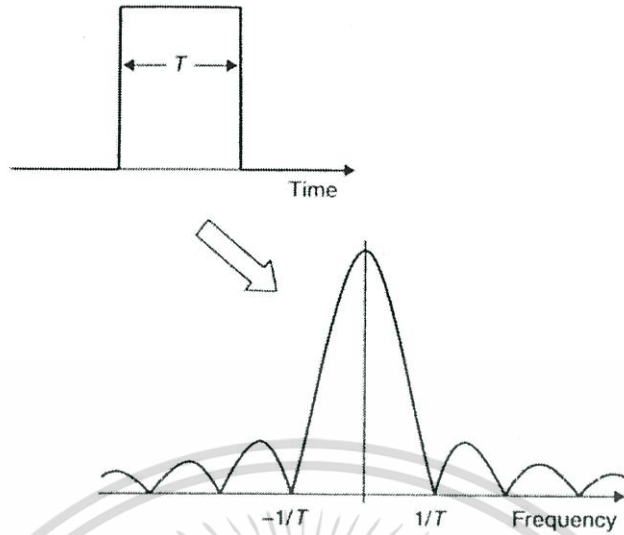
$$r(t) = 1, \left\{ -\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} \right\}; \quad 0 \text{ elsewhere} \quad (2.3)$$

โดยการแปลงฟูริเยร์ของ $r(t)$ นั้นจะได้สัญญาณที่อยู่ในโดเมนความถี่ $R(f)$ ซึ่งมีนิยามเป็นไปตามสมการที่ 2.4

$$R(f) = \frac{T \sin(\pi Ff)}{\pi Ff} \quad (2.4)$$

ในรูปที่ 2.9 แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ $r(t)$ และ $R(f)$ โดยการแปลงฟูริเยร์ ซึ่งจะเห็นว่ายิ่งทำให้สัญญาณมีความแคบมากเท่าไรก็จะทำให้สเปกตรัมความถี่กว้างมากเท่านั้น นั่นก็หมายความว่า การกำหนดความกว้างของสเปกตรัมความถี่นั้นสามารถทำให้เทอมของความกว้างของพัลส์ในโดเมนเวลาได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณในโดเมนเวลาและโดเมนความถี่ของพัลส์ โดยการแปลงฟูรีเยร์[2]

2.6 รูปแบบของสัญญาณในระบบการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์

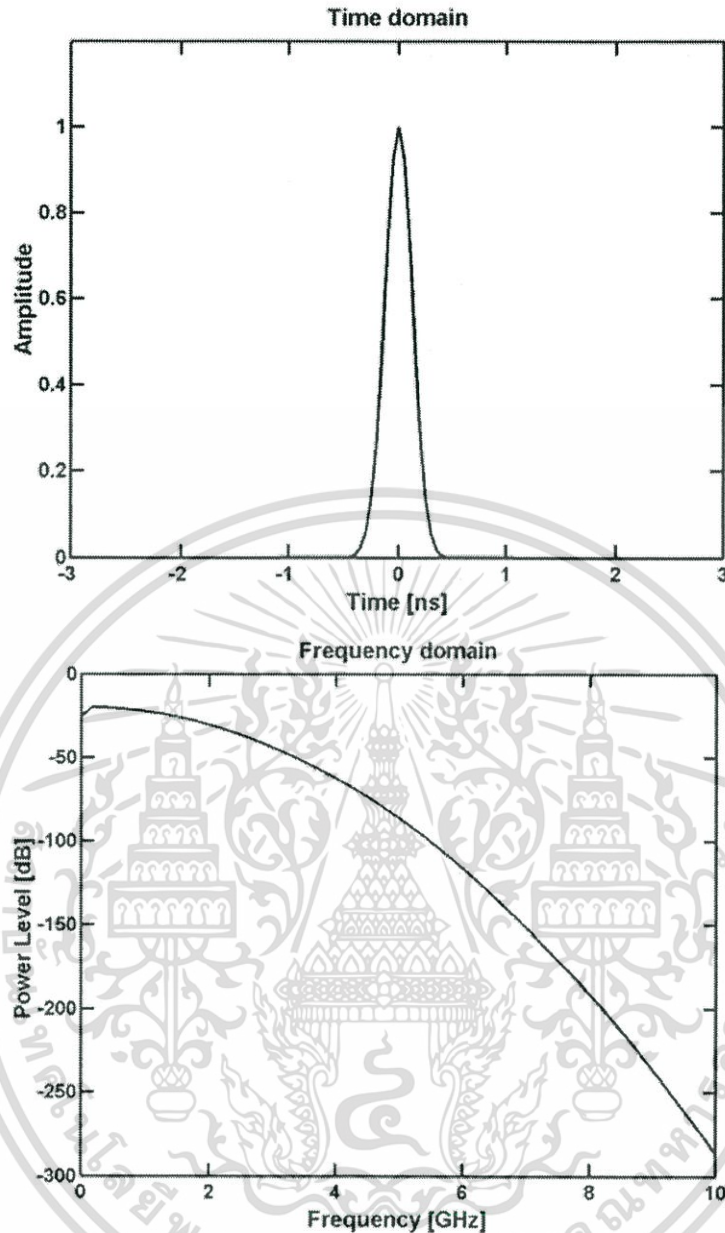
ในปัจจุบันนี้ยังไม่มีมาตรฐานในการกำหนดรูปแบบการใช้ของสัญญาณในระบบอัลตราไวด์แบนด์ แต่โดยทั่วไปมักจะนิยมใช้สัญญาณพัลส์แบบเกาส์เพื่อใช้ในการวิเคราะห์ ซึ่งพัลส์ที่นำมาวิเคราะห์ต้องอยู่ภายในแถบความถี่ของระบบอัลตราไวด์แบนด์ และแบนด์วิดท์ที่น้อยที่สุดวัด ณ ตำแหน่งที่ต่ำกว่าระดับสูงสุดของการแพร่กระจายลงมา 10dB หรือเท่ากับ 500 MHz โดยที่ระดับที่ยินยอมให้แพร่กระจายกำลังงานสำหรับสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์ นั้นถูกกำหนดไว้ที่ -41.3 dBm/MHz สามารถที่จะแยกเป็นประเภทต่างๆ ของสัญญาณ ได้ดังนี้

2.6.1 สัญญาณพัลส์แบบเกาส์

ประเภทของรูปคลื่นที่เรียกว่า รูปคลื่นแบบเกาส์ (Gaussian waveform) นั้นได้มาจากการที่มีนิยามทางคณิตศาสตร์เหมือนกับฟังก์ชันเกาส์ ซึ่งมีลักษณะเป็นทรงระฆังคว่ำ โดยส่วนสำคัญของรูปคลื่นแบบเกาส์นั้นคือ พัลส์แบบเกาส์ซึ่งมีนิยามเป็นไปตามสมการ 2.5 [4] และสามารถแสดงรูปคลื่นของสัญญาณดังรูปที่ 2.10

$$y_{g_1}(t) = K_1 e^{-(t/\tau)^2} \quad (2.5)$$

โดยที่ $-\infty < t < \infty, t$ คือ สเกลทางเวลา (time-scaling) และ K_1 เป็นค่าคงที่



รูปที่ 2.10 รูปสัญญาณพัลส์แบบเกาส์ทั้งในโดเมนเวลาและโดเมนความถี่ [4]

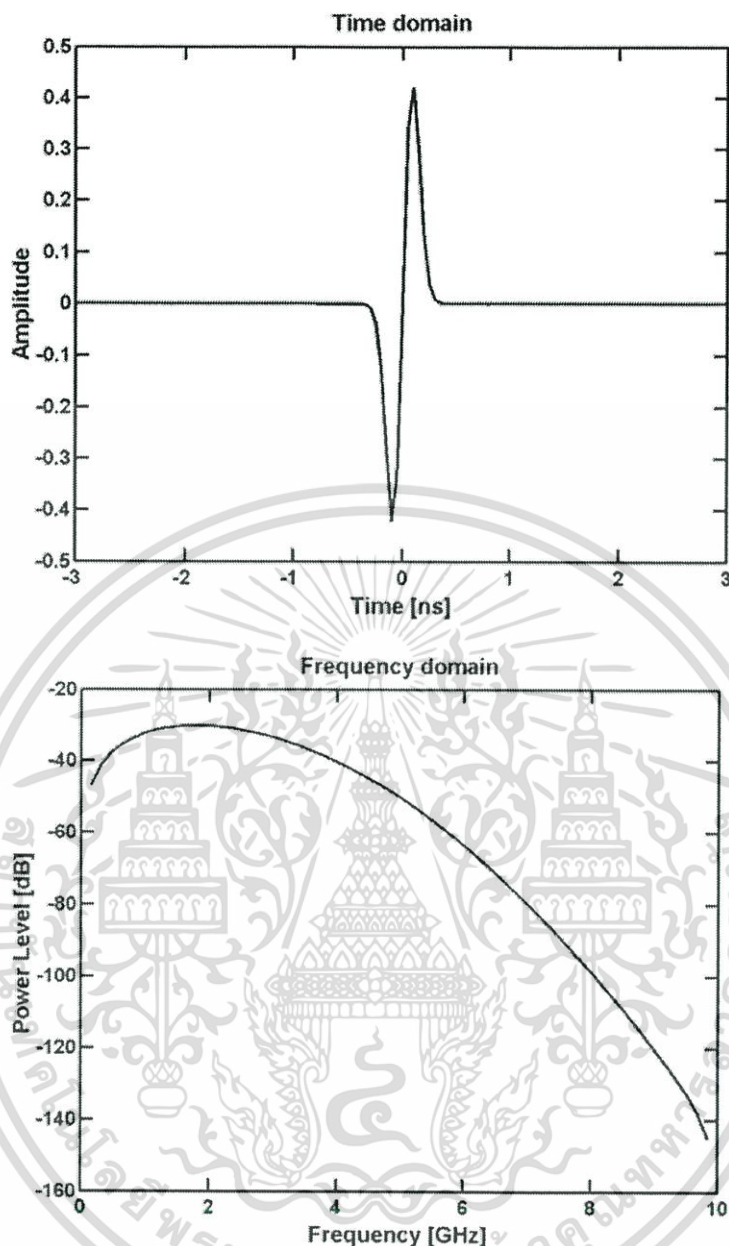
2.6.2 สัญญาณพัลส์แบบเกาส์โมโนไซเคิล

สัญญาณพัลส์แบบเกาส์โมโนไซเคิล (Gaussian monocycle) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าอนุพันธ์อันดับหนึ่งของพัลส์แบบเกาส์ โดยมีรูปแบบตามสมการที่ 2.6 [4] และแสดงรูปสัญญาณดังรูปที่ 2.11

$$y_{g_2}(t) = K_2 \frac{-2t}{\tau^2} e^{-(t/\tau)^2} \quad (2.6)$$

โดยที่ $-\infty < t < \infty$, t คือ สเกลทางเวลา และ K_2 เป็นค่าคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 รูปสัญญาณพัลส์แบบเกาส์โมโนไซเคิลทั้งในโดเมนเวลาและโดเมนความถี่

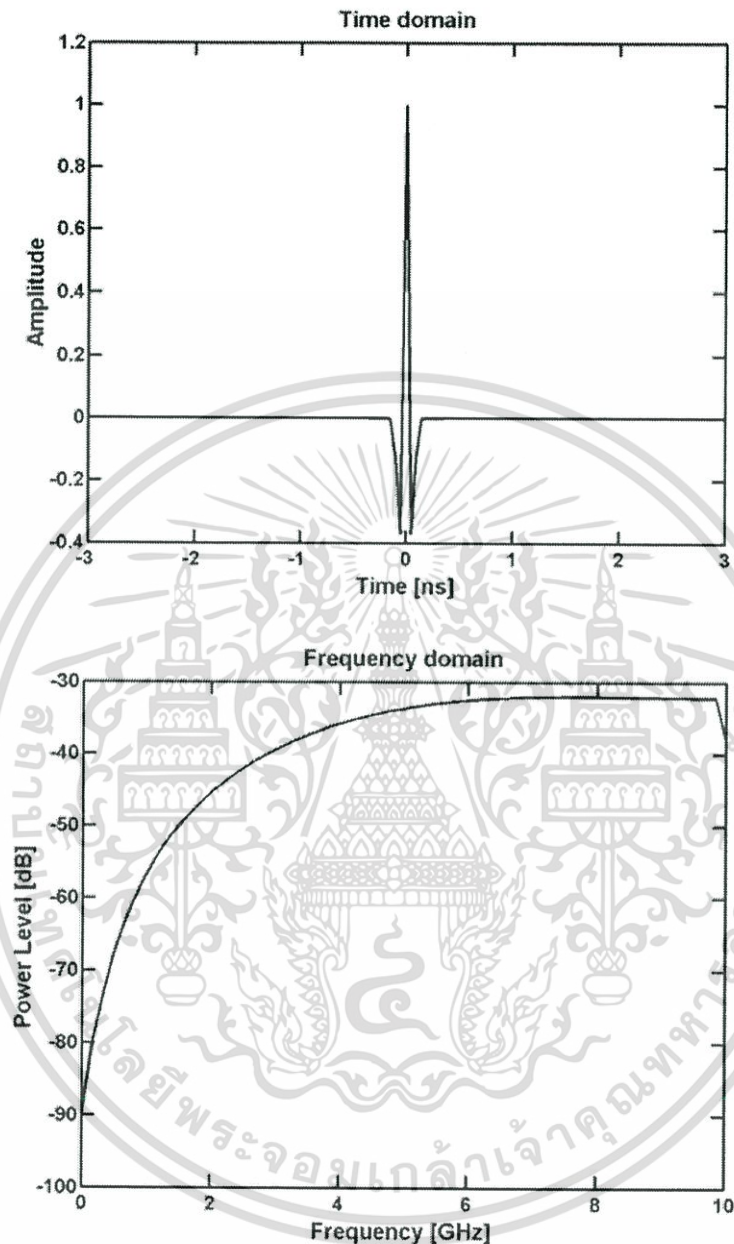
2.6.3 สัญญาณแบบเกาส์ดับเลต

สัญญาณพัลส์แบบเกาส์ดับเลต (Gaussian doublet) หรือ เรียกอีกอย่างหนึ่งว่าอนุพันธ์อันดับสองของพัลส์แบบเกาส์โดยมีรูปแบบตามสมการที่ 2.7 [4] และแสดงรูปสัญญาณดังรูปที่ 2.12

$$y_{g_3}(t) = K_3 \frac{-2t}{\tau^2} \left(1 - \frac{2t^2}{\tau^2} \right) e^{-(t/\tau)^2} \quad (2.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $-\infty < t < \infty, t$ คือ ตัวสเกลทางเวลา และ K_3 เป็นค่าคงที่



รูปที่ 2.12 รูปสัญญาณพัลส์แบบเกาส์แคบเลตทั้งในโดเมนเวลาและโดเมนความถี่ [5]

2.7 วิธีการมอดูเลตสัญญาณที่ใช้ในระบบการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์

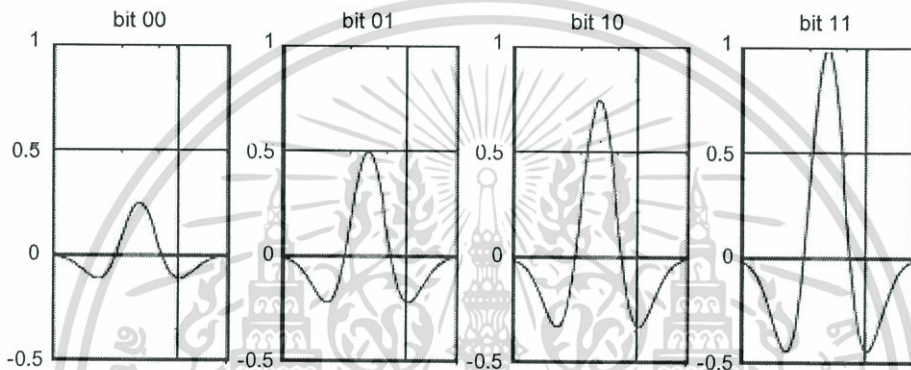
ในการส่งสัญญาณแบบอัลตราไวด์แบนด์ นั้นสามารถทำการมอดูเลตได้หลายวิธีแต่ที่นิยมนำมาใช้มีอยู่ด้วยกัน 4 วิธี คือ การมอดูเลตสัญญาณพัลส์ตามแอมพลิจูดของสัญญาณ (Pulse

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Amplitude Modulation) การมอดูเลตพัลส์แบบตำแหน่ง (Pulse Position Modulation) การมอดูเลตแบบบีเฟสเอ็ม (Bi-Phase Modulation)[1],[3] การมอดูเลตแบบพีเอสเอ็ม (Pulse Shape Modulation)

2.7.1 การมอดูเลตแอมพลิจูด

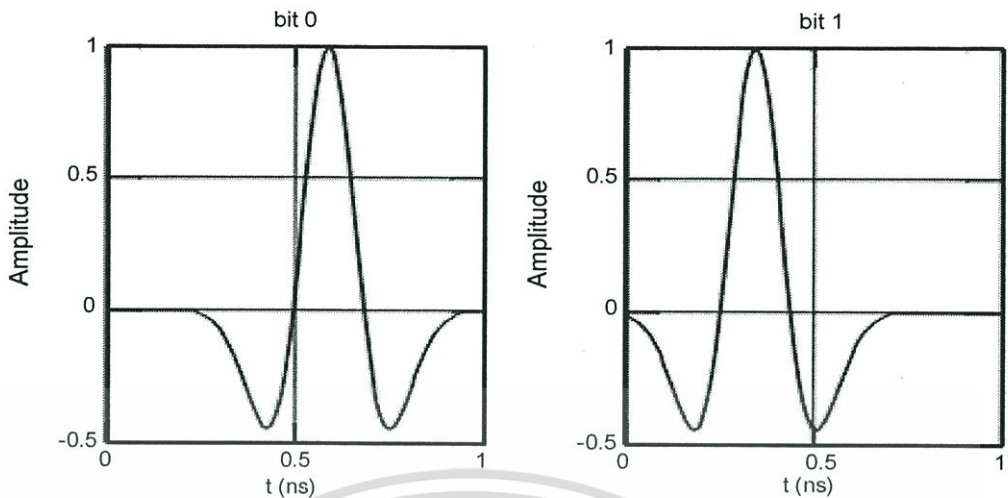
การมอดูเลตสัญญาณพัลส์แอมพลิจูด (PAM) นั้นจะอยู่บนพื้นฐานการเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลกับขนาดของสัญญาณพัลส์ โดยที่ในรูปที่ 2.13 แสดงสัญญาณแบบแถบกว้างยั้งที่ทำการมอดูเลตแอมพลิจูดของพัลส์โดยมีทั้งหมด 4 ระดับ



รูปที่ 2.13 สัญญาณที่ทำการมอดูเลตแบบพัลส์ตามขนาด 4 ระดับ

2.7.2 การมอดูเลตตามตำแหน่งพัลส์

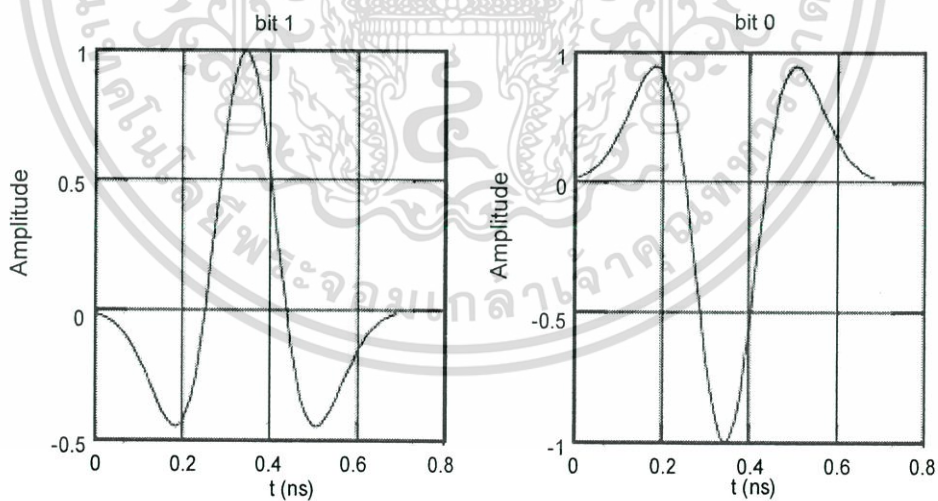
การมอดูเลตสัญญาณพัลส์ตามตำแหน่ง (PPM) นั้นจะทำการเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลตามตำแหน่งของสัญญาณพัลส์โดยที่ตำแหน่งของสัญญาณพัลส์ที่ใช้แทนสัญญาณข้อมูลสามารถมีได้สองตำแหน่งหรือมากกว่านั้น โดยที่ในรูปที่ 2.14 แสดงการมอดูเลตสัญญาณพัลส์ตามตำแหน่งแบบ 2 ตำแหน่ง บิต “0” นั้นจะแทนตำแหน่งของสัญญาณพัลส์ที่อยู่หลังตำแหน่งปกติ (Nominal-Position) และ บิต “1” จะแทนตำแหน่งพัลส์ที่อยู่ก่อนตำแหน่งปกติ โดยช่วงเวลาประวิงเวลา ระหว่างตำแหน่งของสัญญาณทั้งสองต้องมีค่าที่มากพอที่จะไม่ทำให้เกิดการแทรกสอดกันระหว่างสัญญาณอิมพัลส์



รูปที่ 2.14 สัญญาณที่ทำการมอดูเลตแบบพัลส์ตามตำแหน่ง (PPM)

2.7.3 การมอดูเลตแบบบีพีเอ็ม

การมอดูเลตสัญญาณแบบบีพีเอ็ม (BPM) [13] นั้นจะอยู่บนพื้นฐานของการเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลตามเฟสของสัญญาณพัลส์ โดยที่ในกรณีนี้จะแทนสัญญาณข้อมูลหนึ่งบิตด้วยสัญญาณพัลส์หนึ่งลูกคลื่น ซึ่งการมอดูเลตสัญญาณพัลส์แบบบีพีเอ็มแสดงได้ดังรูปที่ 2.15

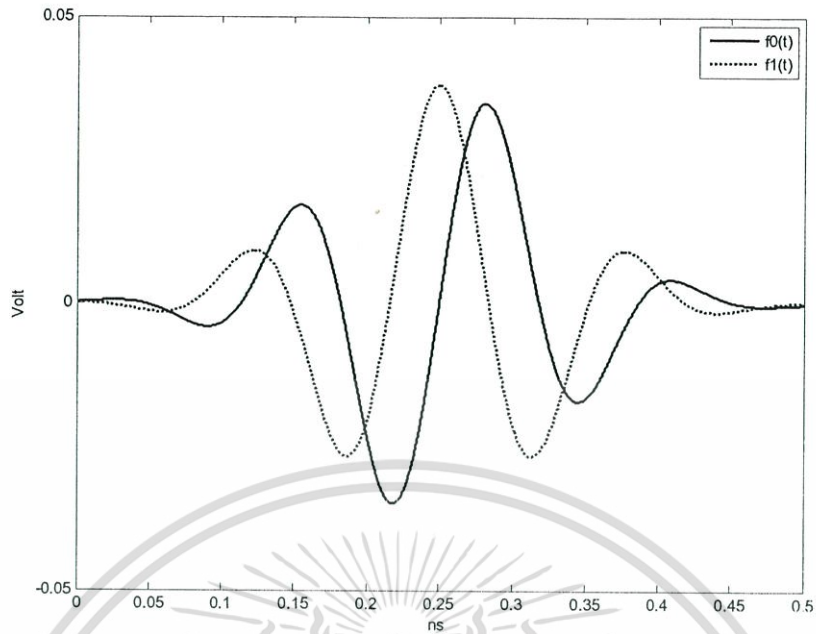


รูปที่ 2.15 สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแบบบีพีเอ็ม (BPM)

2.7.4 การมอดูเลตแบบพีเอสเอ็ม

การมอดูเลตสัญญาณแบบพีเอสเอ็ม (PSM) [6,10-12] นั้น จะอยู่บนพื้นฐานของการเข้ารหัสโดยใช้คู่สัญญาณตั้งฉาก โดยที่ในกรณีนี้จะแทนสัญญาณข้อมูลหนึ่งบิตด้วยสัญญาณพัลส์หนึ่งลูกคลื่น ซึ่งการมอดูเลตสัญญาณพัลส์แบบสองเฟสแสดงได้ดังรูปที่ 2.16

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของงานวิจัยนี้เพื่อเผยแพร่ความรู้สู่สาธารณชนโดยไม่หวังผลตอบแทนใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 รูปสัญญาณคู่ต้งฉากสำหรับอัลตราไวด์แบนด์

2.8 ช่องสัญญาณมัลติพาท

มีสาเหตุมาจากหลายช่องทางการสะท้อนของคลื่นสัญญาณอัลตราไวด์แบนด์จากหลายพื้นผิวเช่น อาคาร กระจก ต้นไม้หรือบุคคล เส้นทางตรงระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับเรียกว่า LOS (Line of sight) และเส้นทางที่สะท้อนจากพื้นผิวเรียกว่า NLOS (Non-line of sight) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.17

ผลกระทบจากมัลติพาทมีผลกระทบมากสำหรับการสื่อสารแบนด์แคบสามารถทำให้ขนาดของสัญญาณลดลงได้ถึง -40dB เป็นผลมาจากการต่างเฟสเนื่องจากช่องสัญญาณ แต่สำหรับอัลตราไวด์แบนด์พัลส์จะไม่มีผลกระทบจากช่องสัญญาณมัลติพาทเนื่องจากการส่งพัลส์ของอัลตราไวด์แบนด์ใช้พัลส์ที่แคบมากๆ รวมทั้งสามารถตรวจจับเฉพาะพลังงานได้โดยไม่สนใจรูปแบบของพัลส์ที่เปลี่ยนแปลง

2.8.1 โมเดลช่องสัญญาณ

สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้ผลการวัดผลตอบสนองอิมพัลส์สำหรับการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์ภายในอาคารโดยใช้ Saleh-Valenuela (S-V) โมเดล [8, 20-30] ในการจำลองช่องสัญญาณและใช้ผลการวัดช่องสัญญาณของอินเทล เราแนะนำให้ใช้การกระจายแบบ

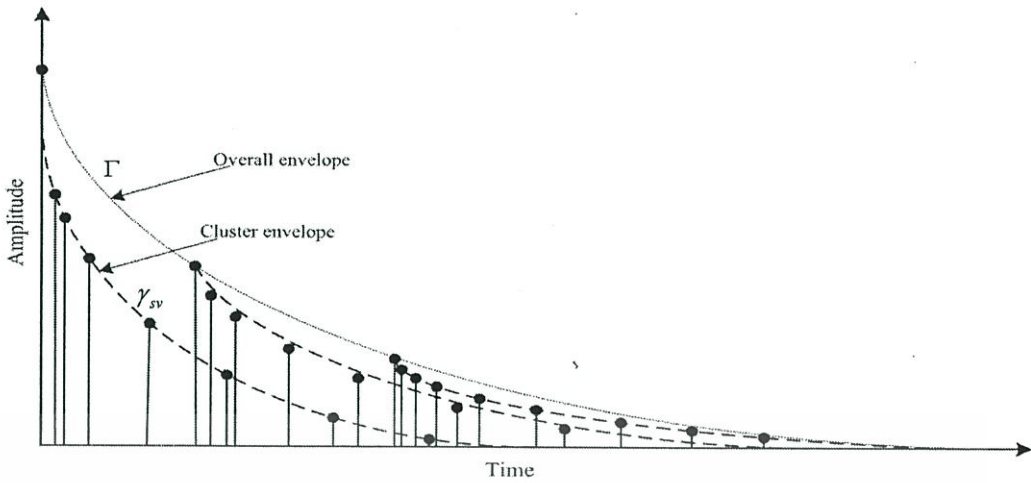
Lognormal มากกว่าการกระจายแบบ Rayleigh สำหรับขนาดของสัญญาณดังนั้นจึงสามารถเขียนเป็นโมเดลได้ดัง (2.16)

$$h(t) = \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (2.8)$$

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) กับรูปแบบพัลส์ของอัลตราไวด์แบนด์
2. ถ้าเป็นค่าจำนวนเชิงซ้อนดังนั้นค่าจำนวนเชิงซ้อนจะต้องถูกคูณไขว้กับรูปแบบพัลส์ของอัลตราไวด์แบนด์ที่มีลักษณะการสื่อสารแบบเบสแบนด์ 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. กล่าวถึงสัมประสิทธิ์แบบจำนวนจริงเพื่อหลีกเลี่ยงความยุ่งยากของเฟสสำหรับรูปแบบของอัลตราไวด์แบนด์ เราแนะนำให้ใช้ $\alpha_{k,l} = p_{k,l} \beta_{k,l}$ เมื่อ $p_{k,l}$ มีค่าเป็น $+/-1$ และ $\beta_{k,l}$ คือเทอมการจางหายแบบ Lognormal



รูปที่ 2.17 รูปการเสื่อมกำลังงานเฉลี่ยแบบ Exponential ของคลัสเตอร์และรังสีในคลัสเตอร์

เมื่อ Λ คืออัตราการมาถึงของคลัสเตอร์
 λ คืออัตราการมาถึงของรังสี (Ray) เช่นอัตราการมาถึงของเส้นทางในแต่ละคลัสเตอร์

โดยนิยามให้ $\tau_{01} = T_1$ และการกระจายของอัตราการมาถึงของคลัสเตอร์และอัตราการมาถึงของรังสีคือ

$$p(T_l | T_{l-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})], \quad l > 0 \tag{2.9}$$

$$p(\tau_{k,l} | \tau_{(k-1),l}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{(k-1),l})], \quad k > 0 \tag{2.10}$$

สัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ

$$\alpha_{k,l} = p_{k,l} \beta_{k,l} \tag{2.11}$$

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

$$\mu_l = \frac{10 \ln(\Omega_0) - 10T_l/\Gamma - 10\tau_{k,l}/\gamma_{sv} - \sigma^2 \ln(10)}{\ln(10)} \tag{2.12}$$

$$E[\beta_{k,l}^2] = \Omega_0 e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma_{sv}} \tag{2.13}$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Γ คือแฟกเตอร์การเสื่อม (Decay) ของคลัสเตอร์

γ_{sv} คือแฟกเตอร์การเสื่อมของรังสี

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

2.8.2 พารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ

มี 5 พารามิเตอร์ที่ใช้ในแบบจำลองนี้

Λ = อัตราการมาถึงของคลัสเตอร์

λ = อัตราการมาถึงของรังสี (Ray) เช่นอัตราการมาถึงของเส้นทางในแต่ละคลัสเตอร์

Γ = แฟกเตอร์การเสื่อม (Decay) ของคลัสเตอร์

γ = แฟกเตอร์การเสื่อมของรังสี

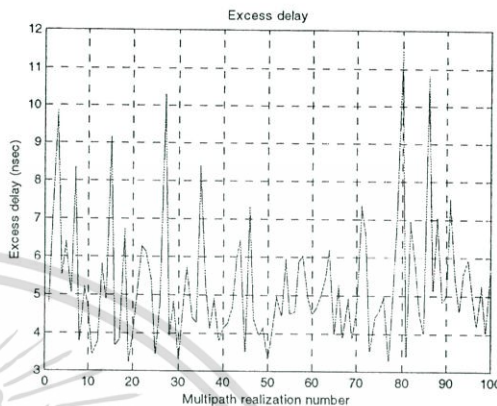
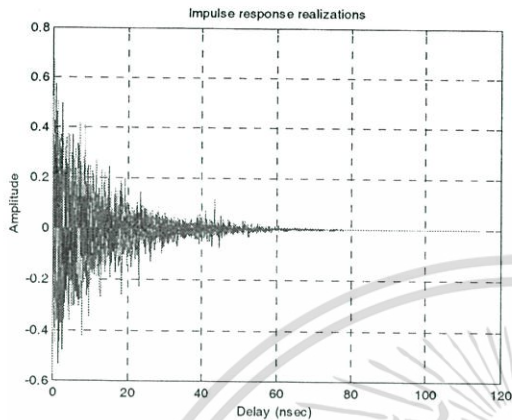
σ = ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของเทอมการจางหายแบบ Lognormal

ตารางที่ 2.3 คุณลักษณะของช่องสัญญาณมัลติพาทและค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลอง

Target Channel Characteristics	CM 1	CM 2	CM 3	CM 4
Mean excess delay (nsec) (τ_m)	5.05	10.38	14.18	
RMS delay (nsec) (τ_{rms})	5.28	8.03	14.28	20
NP_{10dB}			35	
NP (85%)	24	36.1	61.54	
Model Parameters				
Λ (1/nsec)	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
λ (1/nsec)	3.75	1	3	3
Γ	7.1	5.2	14.93	17
γ	4.37	6.5067	7.03	12
σ (dB)	4.8*	4.8*	4.8*	4.8*
Model Characteristics				
Mean excess delay (nsec) (τ_m)	5.2737	9.8188	15.705	22.198
RMS delay (nsec) (τ_{rms})	5.5691	8.2946	14.792	19.835
NP_{10dB}	19.3000	20.6500	33.690	50.840
NP (85%)	24.7100	34.9800	62.460	99.86

2.8.3 ช่องสัญญาณทั้ง 4 แบบ

2.8.3.1 CM1

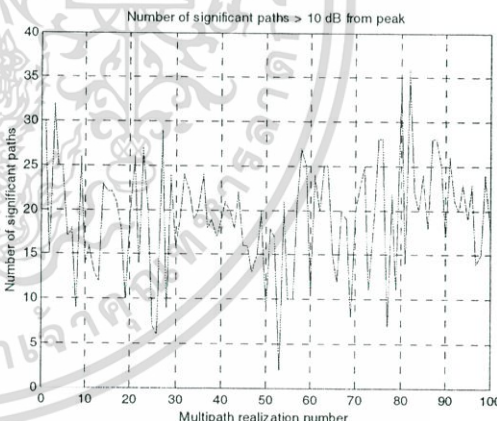
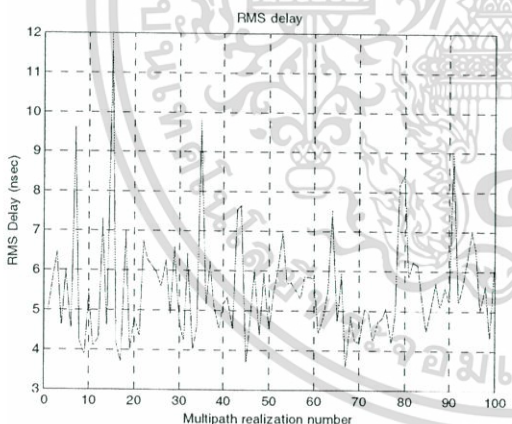


รูปที่ 2.18 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ

รูปที่ 2.19 ค่าการหน่วงการมาถึงของรังสีสำหรับ

CM1

CM1

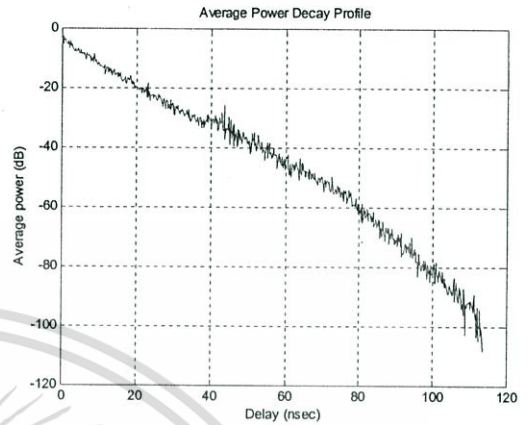
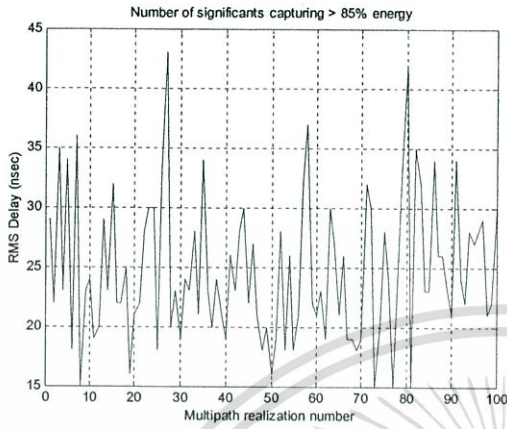


รูปที่ 2.20 ค่า RMS การเลื่อมของรังสีสำหรับ CM1

รูปที่ 2.21 จำนวนเส้นทางมีขนาดมากกว่า 10dB

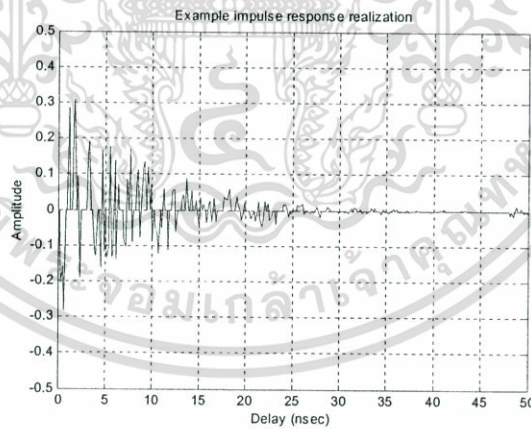
สำหรับ CM1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.22 จำนวนของสัญญาณที่มีพลังงานมากกว่า 85% สำหรับ CM1

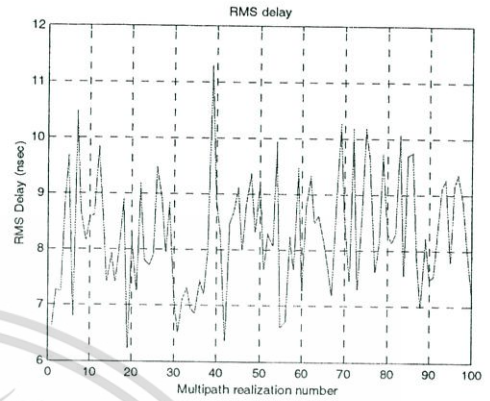
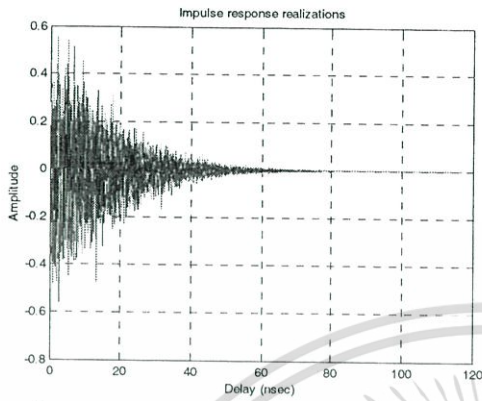
รูปที่ 2.23 โพรไฟล์การเสื่อมลงพลังงานเฉลี่ย สำหรับ CM1



รูปที่ 2.24 ตัวอย่างผลตอบสนองอิมพัลส์ของ ช่องสัญญาณ CM1

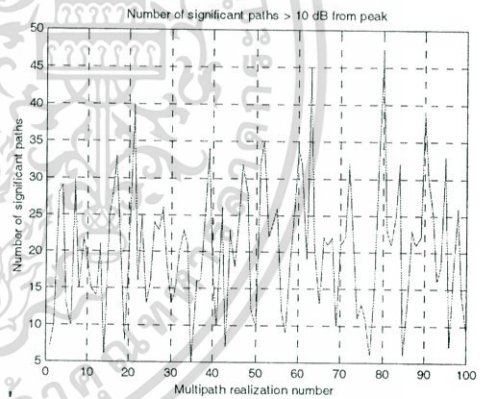
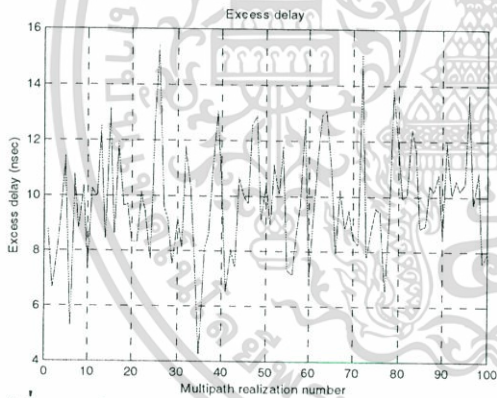
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8.3.2 CM2



รูปที่ 2.25 ผลตอบสนองของอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ CM2 รูปที่ 2.26 ค่า RMS การเสื่อมของรังสีสำหรับ CM2

CM2



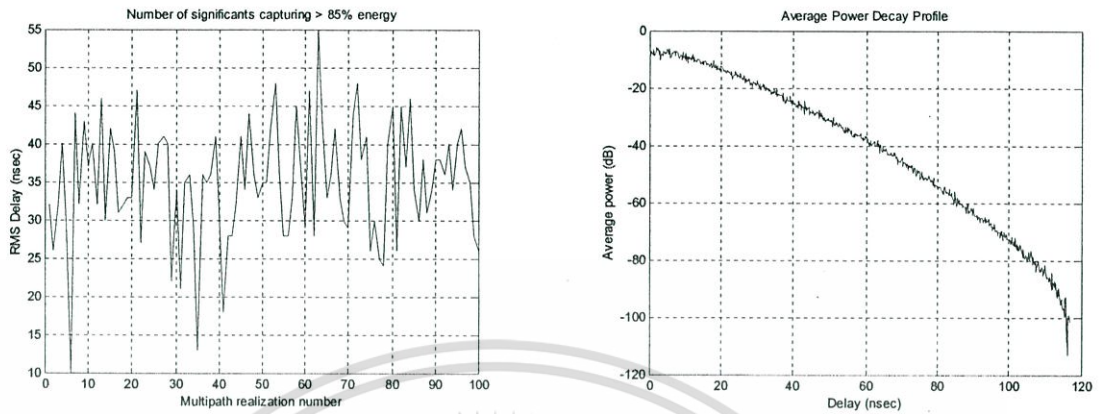
รูปที่ 2.27 ค่าการหน่วงการมาถึงของรังสีสำหรับ CM2

รูปที่ 2.28 จำนวนเส้นทางมีขนาดมากกว่า 10dB สำหรับ CM2

CM2

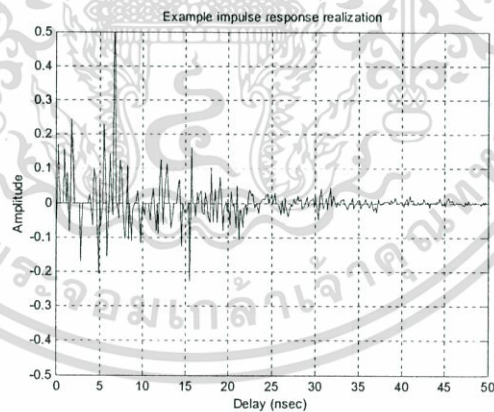
สำหรับ CM2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.29 จำนวนของสัญญาณที่มีพลังงานมากกว่า 85% สำหรับ CM2

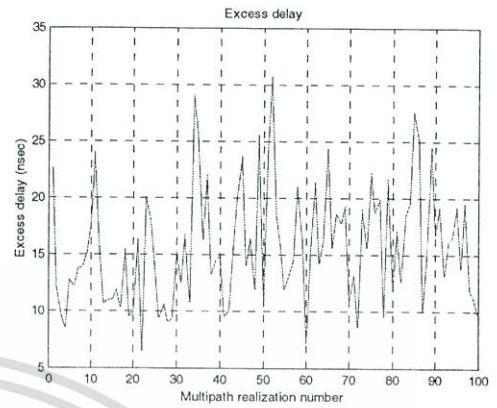
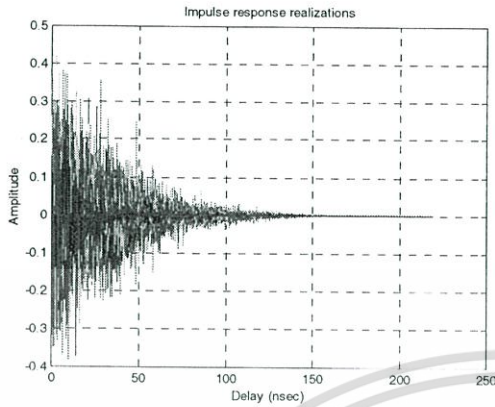
รูปที่ 2.30 โปรไฟล์การเสื่อมลงพลังงานเฉลี่ย สำหรับ CM2



รูปที่ 2.31 ตัวอย่างผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ CM2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8.3.3 CM3

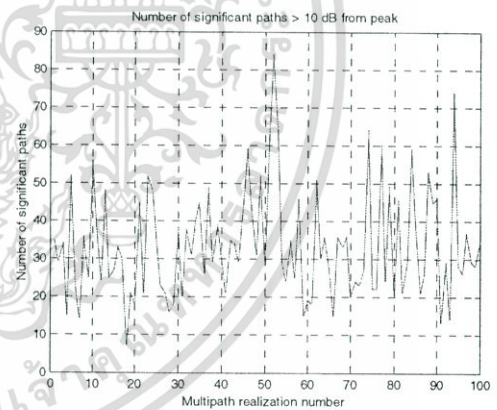
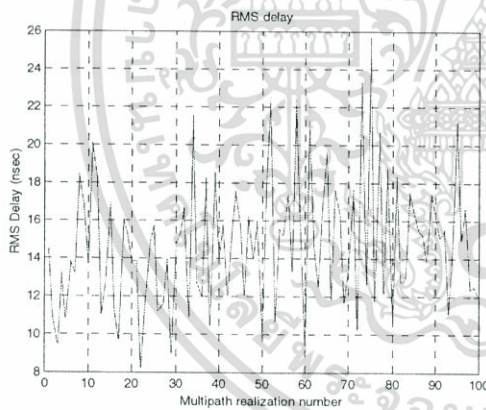


รูปที่ 2.32 ผลตอบสนองอิมพัลซ์ของช่องสัญญาณ

รูปที่ 2.33 ค่าการหน่วงการมาถึงของรังสีสำหรับ

CM3

CM3

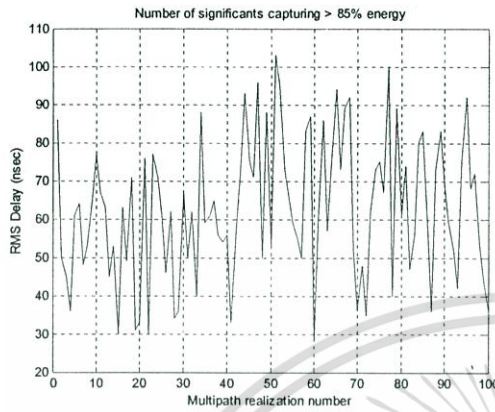


รูปที่ 2.34 ค่า RMS การเสื่อมของรังสีสำหรับ CM3

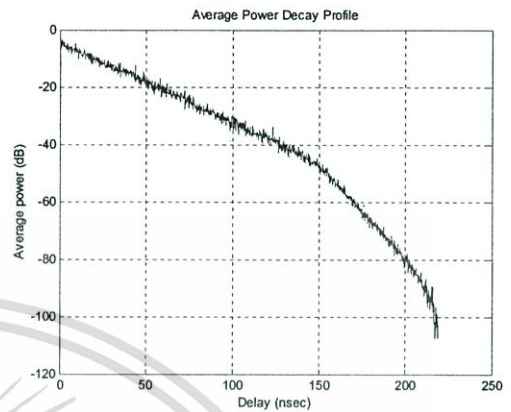
รูปที่ 2.35 จำนวนเส้นทางมีขนาดมากกว่า 10dB

สำหรับ CM3

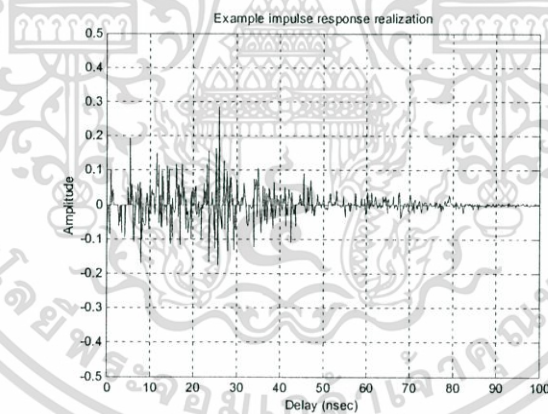
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.36 จำนวนของสัญญาณที่มีพลังงานมากกว่า 85% สำหรับ CM3



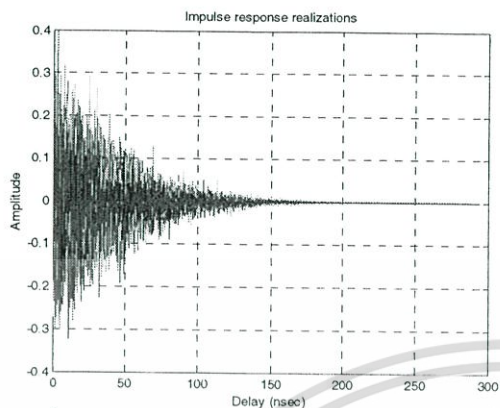
รูปที่ 2.37 โพรไฟล์การเสื่อมลงพลังงานเฉลี่ย สำหรับ CM3



รูปที่ 2.38 ตัวอย่างผลตอบสนองอิมพัลส์ของ ช่องสัญญาณ CM3

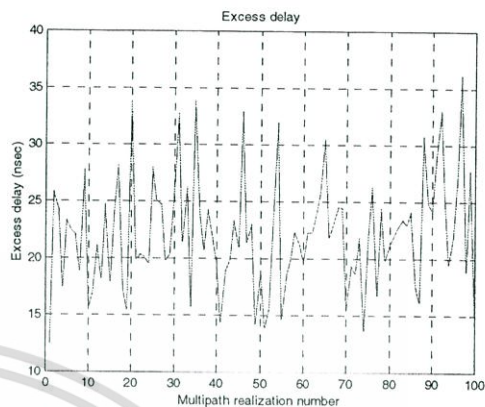
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8.3.4 CM4



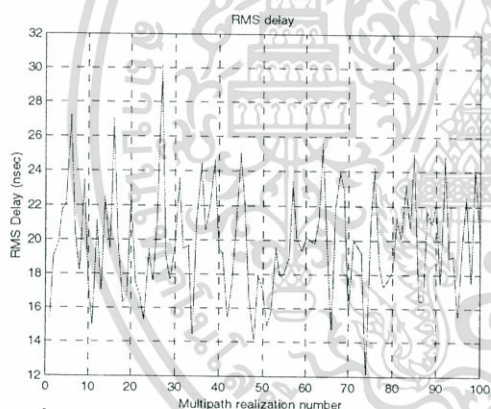
รูปที่ 2.39 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ

CM4

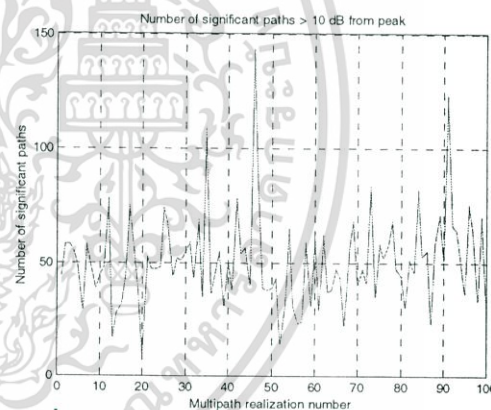


รูปที่ 2.40 ค่าการหน่วงการมาถึงของรังสีสำหรับ

CM4



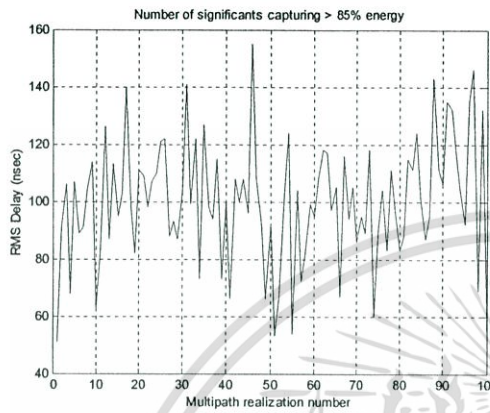
รูปที่ 2.41 ค่า RMS การเลื่อนของรังสีสำหรับ CM4



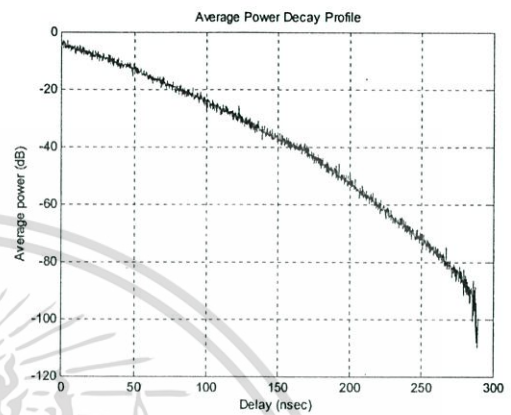
รูปที่ 2.42 จำนวนเส้นทางมีขนาดมากกว่า 10dB

สำหรับ CM4

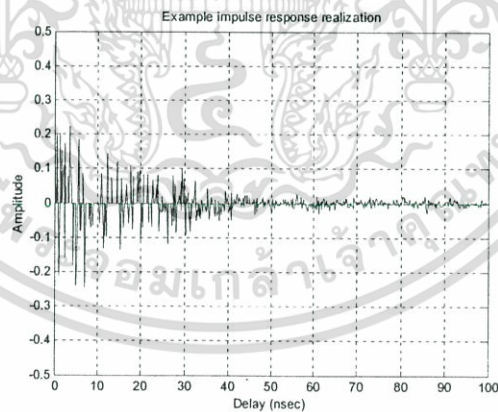
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.43 จำนวนของสัญญาณที่มีพลังงานมากกว่า 85% สำหรับ CM4



รูปที่ 2.44 โปรไฟล์การเสื่อมลงพลังงานเฉลี่ย สำหรับ CM4



รูปที่ 2.45 ตัวอย่างผลตอบสนองอิมพัลส์ของ ช่องสัญญาณ CM4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การจำลองแบบ

สำหรับในบทนี้เป็นการจำลองแบบทั้งหมดของวิทยานิพนธ์เล่มนี้ การจำลองแบบจะประกอบไปด้วยหลายส่วนด้วยกันโดยทุกส่วนจะใช้ MATLAB ในการจำลองแบบ ใช้หลักการเชิงตัวเลข (numerical) ในการออกแบบทุกขั้นตอน จะเรียงลำดับการจำลองแบบ โดยมีลำดับดังนี้

- การออกแบบเครื่องส่ง
- ช่องสัญญาณสำหรับอัลตราไวด์แบนด์
- การออกแบบเครื่องรับ
- ลำดับสัญญาณภาครับ

การออกแบบเครื่องส่งจะประกอบไปด้วยการสร้างข้อมูลดิจิทัลแบบสุ่มขึ้นมาก่อน จากนั้นข้อมูลดิจิทัลจะถูกส่งในรูปของสัญญาณมอดูเลตแล้วแบ่งออกเป็นสองชนิดคือการมอดูเลตแบบพีเอสเอ็มและบีพีเอ็ม การจำลองแบบช่องสัญญาณสื่อสารไร้สายอัลตราไวด์แบนด์ จะใช้โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองแบบช่องสัญญาณของ Intel ซึ่งเป็นโมเดลของ S-V ดังตัวอย่างในภาคผนวก ก. สำหรับการออกแบบเครื่องรับจะจำลองเครื่องรับแบบดิฟเฟอเรนเชียลเทคนิคชั้น ส่วนลำดับสัญญาณทางภาครับจะแสดงกราฟในแต่ละจุดสัญญาณเพื่อความเข้าใจการทำงานของระบบทั้งหมดก่อนจะศึกษาผลการจำลองแบบในบทที่ 4 ส่วนลำดับขั้นตอนทั้งหมดมีดังต่อไปนี้

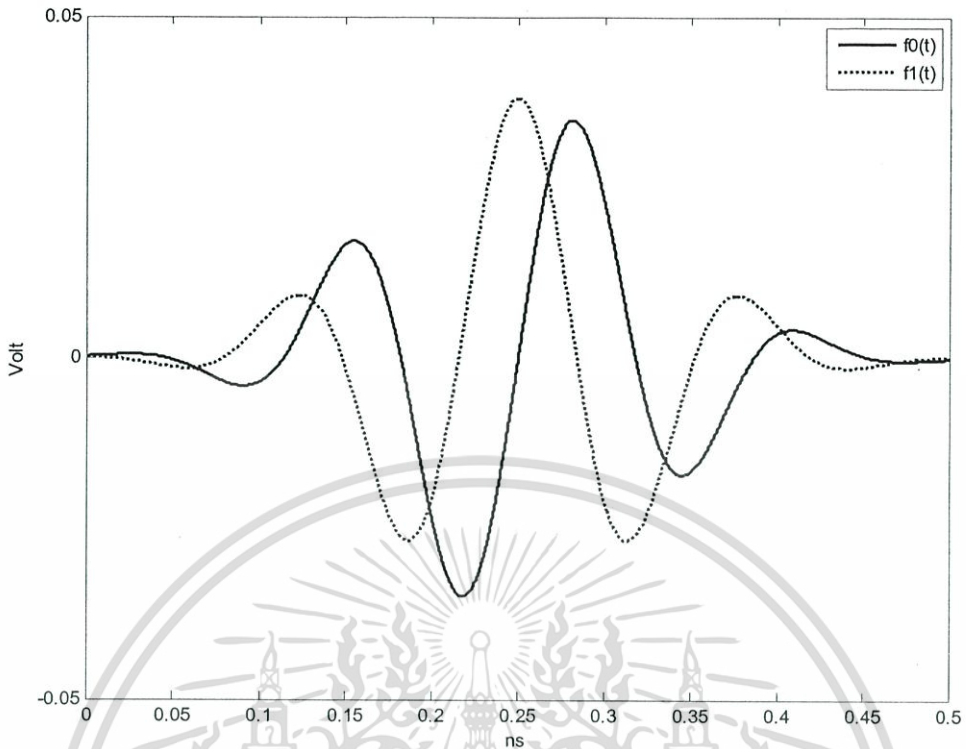
3.1 การออกแบบเครื่องส่ง

สำหรับการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์ภายในอาคาร FCC ได้กำหนดแถบความถี่และขนาดซึ่งสามารถกำหนดพารามิเตอร์ในสมการที่ 3.1 และ 3.2 [6,10] ดังนี้

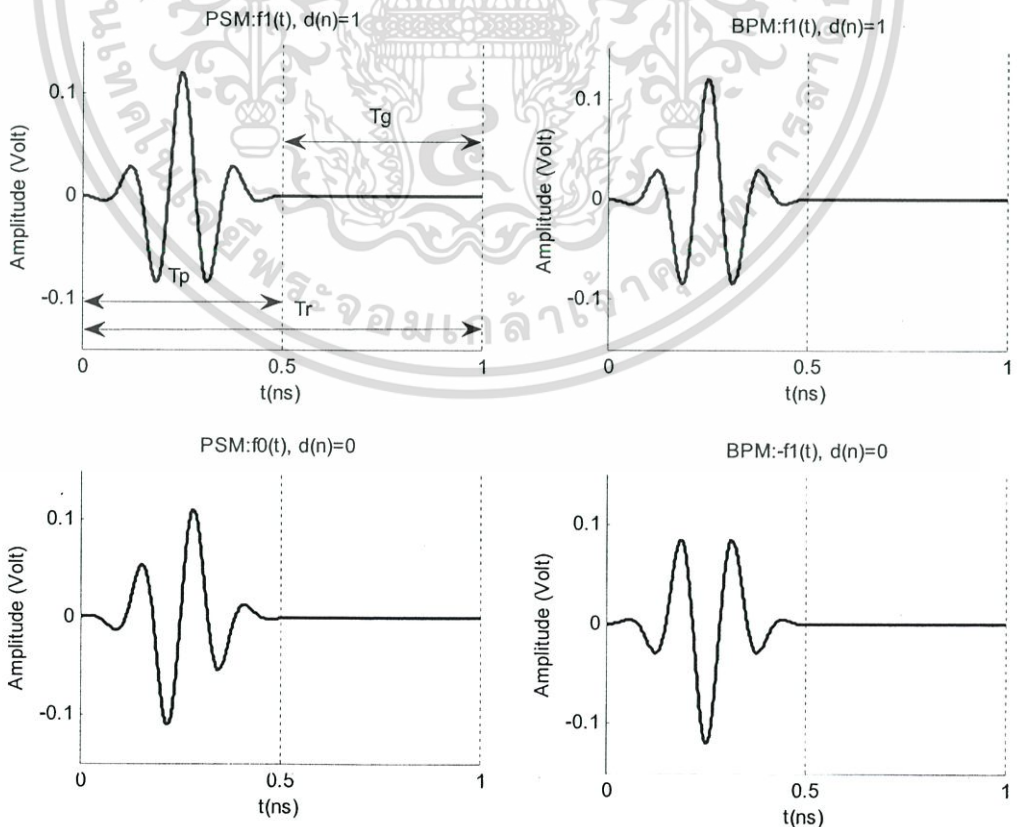
$$f_0(t) = A_0 e^{-(t/d)^2} \sin(2\pi f_c t) \quad (3.1)$$

$$f_1(t) = A_1 e^{-(t/d)^2} \cos(2\pi f_c t) \quad (3.2)$$

โดยกำหนดพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้ $A_0 = A_1 = 3.76V$, $d = 0.11ns$ และ $f_c = 7.34 GHz$. ซึ่งจะมีค่า Fractional bandwidth, แบนด์วิดท์และค่ากำลังงานเฉลี่ยของรูปคลื่นคือ 0.84, 6.20 GHz และ -62.75dBm ตามลำดับ สำหรับการทดลองนี้จะกำหนดค่าความถี่การสุ่มตัวอย่างเท่ากับ 20GHz ($T_s = 0.05ns$) ช่วงเวลาพัลส์ $T_p = 0.5ns$ และ T_g ขึ้นอยู่กับอัตราเร็วข้อมูลโดย $1/(T_p + T_g)$ bps



รูปที่ 3.1 รูปสัญญาณคู่ต้งฉากสำหรับอัตราไวด์แบนด์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.2 สัญญาณสำหรับพีเอตเอ็มและบีพีเอ็มด้วย $T = 0.5\text{ns}$
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 3.1 แสดงสัญญาณคู่ต้งฉากที่ได้จากสมการที่ 3.1 และ 3.2 ส่วนรูปที่ 3.2 จะแสดงสัญญาณที่ต้องการจะใช้ส่งหลังจากมอดูเลตแล้วของพีเอสเอ็มและบีพีเอ็ม ดังสมการที่ 3.4 และ 3.5 ตามลำดับ ส่วนลำดับสัญญาณสำหรับภาคส่งจะแทนด้วย $s_{PSM}(t)$ สำหรับสัญญาณพีเอสเอ็ม และ $s_{BPM}(t)$ สำหรับสัญญาณบีพีเอ็ม โดย $b(n)$ คือสัญญาณอินพุตไบนารีและ $d(n)$ ผลเอาท์พุทของการแปลงเกรโกด์เป็นไบนารีโกด์

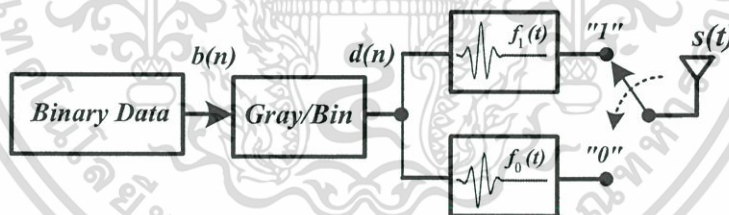
$$d(n) = d(n-1) \oplus b(n) \quad (3.3)$$

เมื่อ $b(n) \in \{0,1\}$, $d(0) = b(0)$, $n = 0,1,2,\dots$

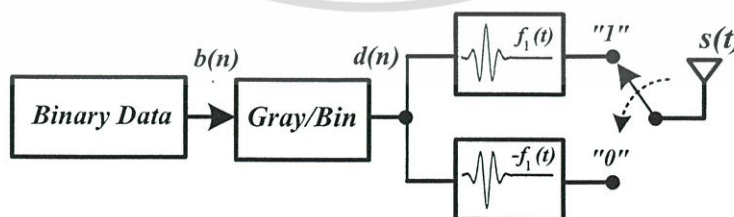
$$s_{PSM}(t) = \begin{cases} f_0(t) & \text{for } d(n)=0 \\ f_1(t) & \text{for } d(n)=1 \end{cases} \quad (3.4)$$

$$s_{BPM}(t) = \begin{cases} -f_1(t) & \text{for } d(n)=0 \\ f_1(t) & \text{for } d(n)=1 \end{cases} \quad (3.5)$$

ให้สัญญาณที่ส่ง $s(t) = s_{PSM}(t)$ เมื่อต้องการส่งเป็นสัญญาณมอดูเลตพีเอสเอ็มและสัญญาณที่ส่ง $s(t) = s_{BPM}(t)$ เมื่อต้องการส่งสัญญาณมอดูเลตบีพีเอ็ม



รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งสำหรับพีเอสเอ็ม

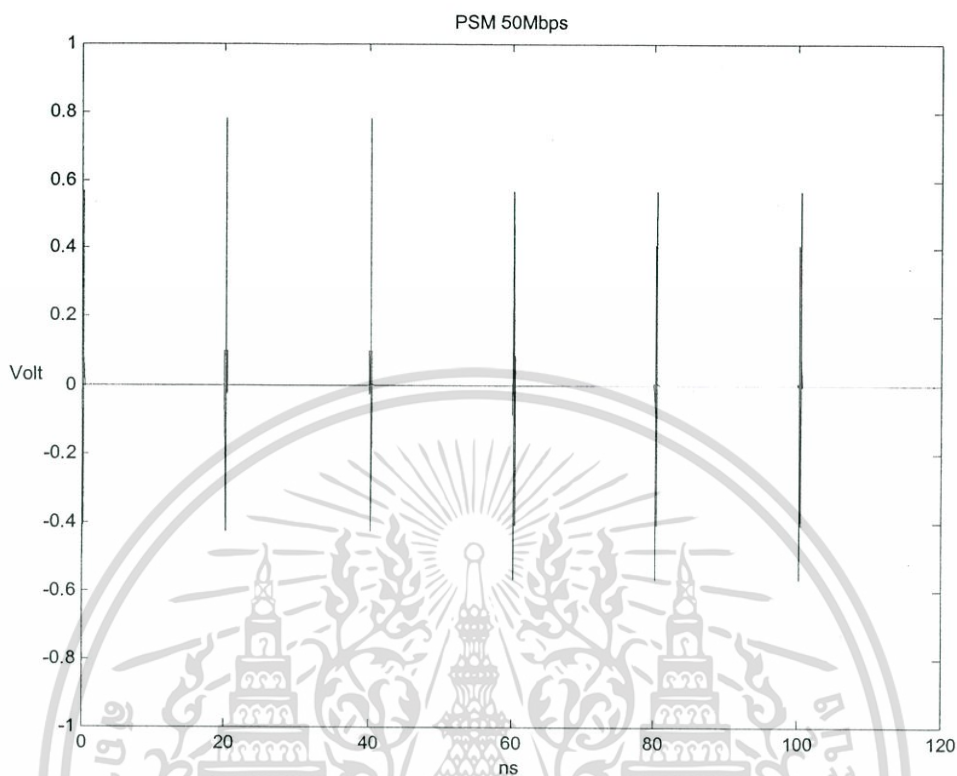


รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งสำหรับบีพีเอ็ม

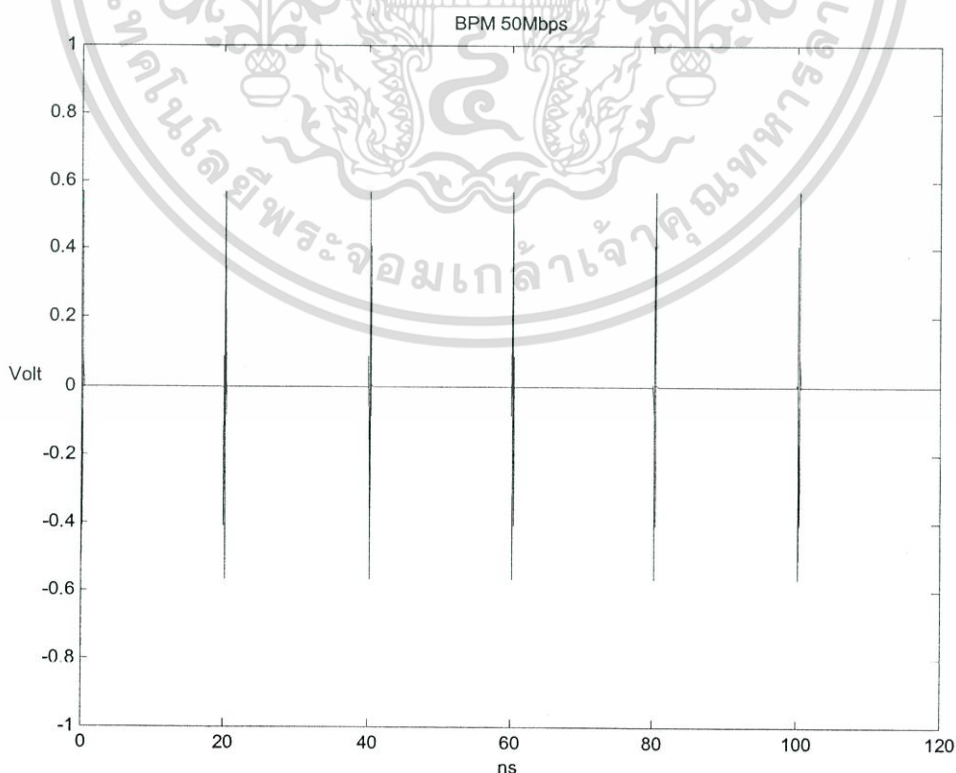
ในรูปที่ 3.5 จะแสดงตัวอย่างสัญญาณพีเอสเอ็มทางด้านภาคส่งที่อัตราเร็ว 50Mbps ที่ใช้ส่งจากเครื่องส่งเนื่องจากมีช่องว่างระหว่างพัลส์ที่กว้างกว่าพัลส์มากจึงไม่สามารถมองเห็นรูปร่างของพัลส์ได้ และในรูปที่ 3.6 จะแสดงตัวอย่างสัญญาณบีพีเอ็มทางด้านภาคส่งที่อัตราเร็ว 50Mbps

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

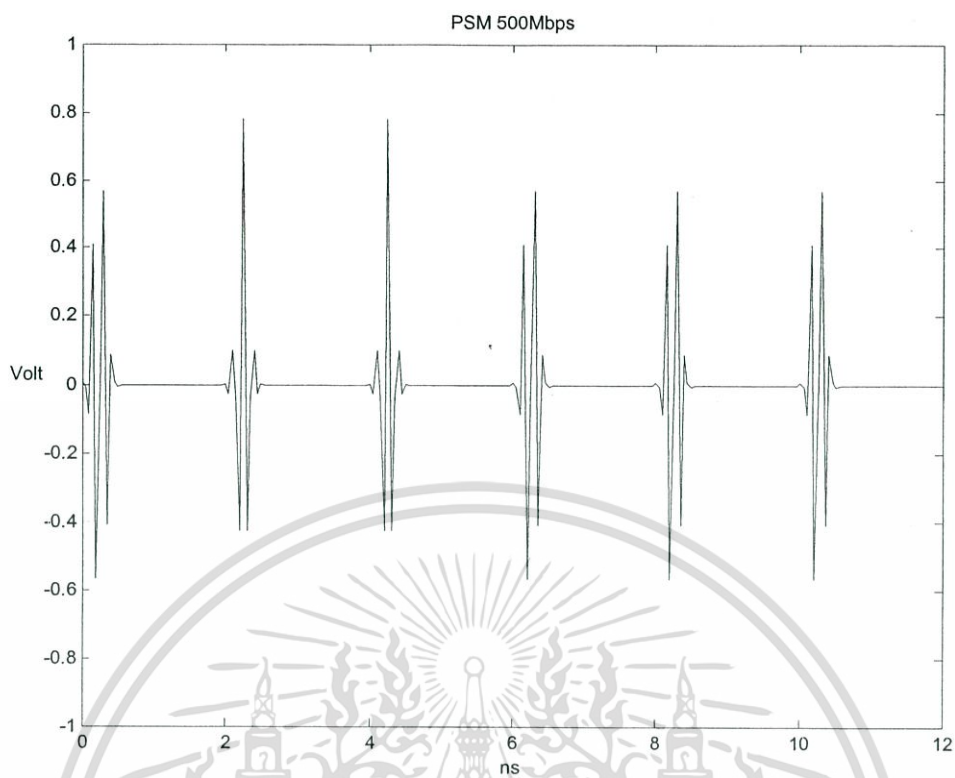
แต่สำหรับในรูปที่ 3.7 และ 3.8 ต้องการแสดงให้เห็นรายละเอียดทั้งหมดจึงแสดงตัวอย่างอัตราเร็วที่ 500Mbps ของการมอดูเลตทั้งสองแบบ



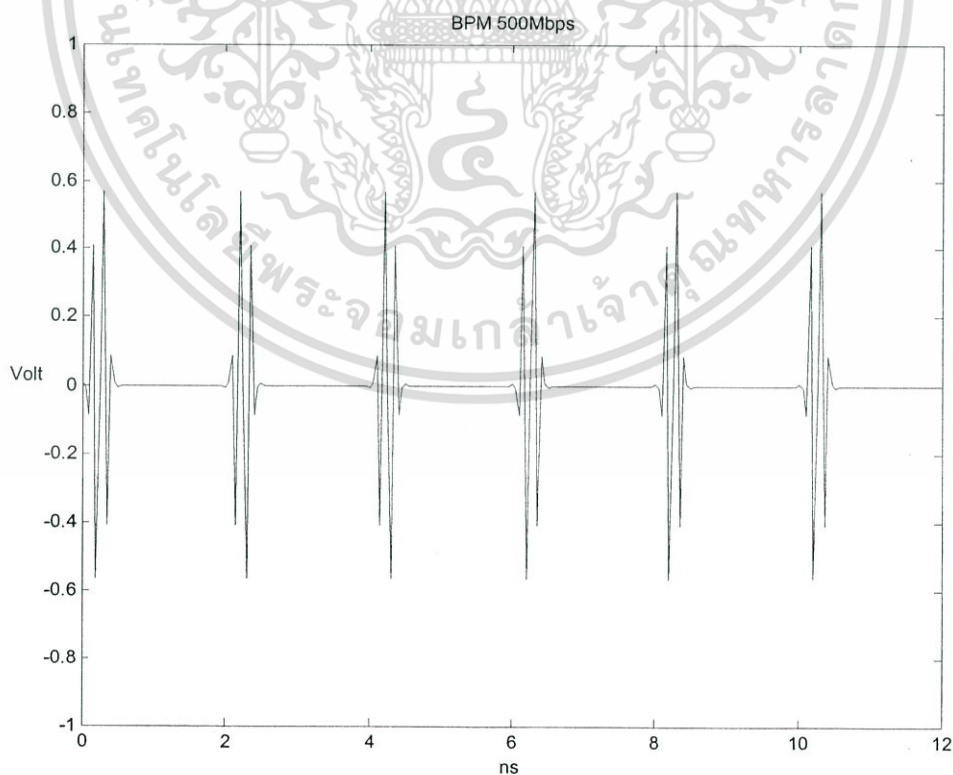
รูปที่ 3.5 ตัวอย่างสัญญาณมอดูเลตพีเอสเอ็มทางด้านภาคส่งที่อัตราเร็ว 50Mbps



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.6 ตัวอย่างสัญญาณมอดูเลตบีพีเอ็มทางด้านภาคส่งที่อัตราเร็ว 50Mbps
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 ตัวอย่างสัญญาณมอดูเลตพีเอสเอ็มทางด้านภาคส่งที่อัตราเร็ว 500Mbps



รูปที่ 3.8 ตัวอย่างสัญญาณมอดูเลตบีพีเอ็มทางด้านภาคส่งที่อัตราเร็ว 500Mbps

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 ช่องสัญญาณสำหรับอัลตราไวด์แบนด์

สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้ผลการวัดผลตอบสนองอิมพัลส์สำหรับการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์ภายในอาคารโดยใช้แบบจำลอง S-V (Saleh-Valenuela) [8, 20-30] เป็นแบบจำลองช่องสัญญาณและใช้ผลการวัดช่องสัญญาณของอินเทลโดยใช้การกระจายแบบลอกลอนมอด (Lognormal) มีผลการตอบสนองอิมพัลส์ดังในสมการ 3.6

$$h(t) = \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (3.6)$$

เมื่อ $\alpha_{k,l}$ คือสัมประสิทธิ์ของขนาด

T_l คือค่าเวลาการหน่วงของคลัสเตอร์ (Cluster) ที่ l

$\tau_{k,l}$ คือค่าเวลาการหน่วงของส่วนประกอบมัลติพาทที่ k ซึ่งสัมพันธ์กับคลัสเตอร์ที่ l

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

1. ถ้าเป็นค่าจำนวนจริง สัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณควรจะเป็น $\alpha_{k,l} = p_{k,l} \beta_{k,l}$ เมื่อ $p_{k,l}$ จะเป็นค่า ± 1 และ $\beta_{k,l}$ คือเทอมการจางหายแบบลอกลอนมอด เทอม $p_{k,l}$ ใช้สำหรับการสุ่มเฟสที่เกิดจากการสะท้อน ดังนั้นผลตอบสนองอิมพัลส์ที่เป็นจำนวนจริงควรจะถูกคอนโวลูชัน (Convolution) กับรูปแบบพัลส์ของอัลตราไวด์แบนด์
2. ถ้าเป็นค่าจำนวนเชิงซ้อน ดังนั้นค่าจำนวนเชิงซ้อนจะต้องคอนโวลูชันกับรูปแบบพัลส์ของอัลตราไวด์แบนด์ที่มีลักษณะการสื่อสารแบบเบสแบนด์ สามารถพิจารณาให้การกระจายแบบปกติของเฟสในช่วง $[0, 2\pi]$ บนแบบจำลองของช่องสัญญาณการสื่อสารภายในอาคาร 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. กล่าวถึงสัมประสิทธิ์แบบจำนวนจริงเพื่อหลีกเลี่ยงความยุ่งยากของเฟสสำหรับรูปแบบของอัลตราไวด์แบนด์ เราแนะนำให้ใช้ $\alpha_{k,l} = p_{k,l} \beta_{k,l}$ เมื่อ $p_{k,l}$ มีค่าเป็น $+/-1$ และ $\beta_{k,l}$ คือเทอมการจางหายแบบ Lognormal

เมื่อ Λ คืออัตราการมาถึงของคลัสเตอร์ λ คืออัตราการมาถึงของรังสี (Ray) เช่นอัตราการมาถึงของเส้นทางในแต่ละคลัสเตอร์โดยนิยามให้ $\tau_{0l} = T_l$ และการกระจายของอัตราการมาถึงของคลัสเตอร์และอัตราการมาถึงของรังสีคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการพิจารณาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้วยการค้า

$$p(T_l | T_{l-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})], \quad l > 0 \quad (3.7)$$
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$p(\tau_{k,l} | \tau_{(k-1),l}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{(k-1),l})], \quad k > 0 \quad (3.8)$$

สัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ

$$\alpha_{k,l} = p_{k,l} \beta_{k,l} \quad (3.9)$$

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

$$\mu_l = \frac{10 \ln(\Omega_0) - 10T_l / \Gamma - 10\tau_{k,l} / \gamma - \sigma^2 \ln(10)}{\ln(10)} \quad (3.10)$$

$$E[\beta_{k,l}^2] = \Omega_0 e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma} \quad (3.11)$$

เมื่อ Ω_0 คือค่ากำลังงานเฉลี่ยของเส้นทางแรกของคลัสเตอร์แรก

σ คือค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของเทอมการจางหายแบบลอกนอโมด

$p_{k,l}$ คือค่าของ -1 หรือ 1

Γ คือแฟคเตอร์การเสื่อม (Decay) ของคลัสเตอร์

γ คือแฟคเตอร์การเสื่อมของรังสี

ผลการวัดช่องสัญญาณรวมทั้งแบบ LOS และ NLOS ระหว่างสายอากาศรับและส่ง ในช่วง 1-20 เมตร ตามตารางที่ 3.1 และ 3.2 เมื่อ τ_m คือค่าเฉลี่ยการหน่วง τ_{rms} คือค่า RMS การหน่วงและ NP_{10dB} คือจำนวนของเส้นทางที่มีขนาดเกิน 10 dB

ตารางที่ 3.1 พารามิเตอร์ของแบบจำลอง S-V

พารามิเตอร์ของแบบจำลอง	CM 1	CM 2	CM 3	CM 4
A (1/nsec)	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
λ (1/nsec)	3.75	1	3	3
Γ	7.1	5.2	14.93	17
γ	4.37	6.5067	7.03	12
σ (dB)	4.8	4.8	4.8	4.8

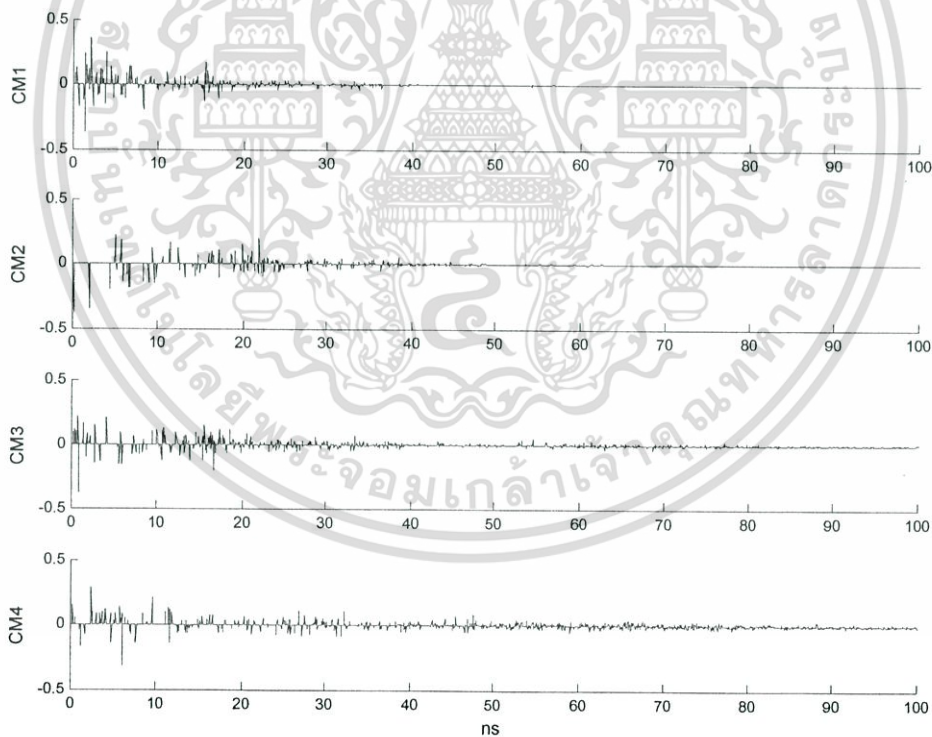
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.2 คุณสมบัติของแบบจำลอง S-V

คุณสมบัติแบบจำลอง	CM 1	CM 2	CM 3	CM 4
Mean excess delay (ns)	5.2737	9.8188	15.705	22.198
RMS delay (ns)	5.5691	8.2946	14.792	19.835
NP10dB	19.3	20.65	33.69	50.84
NP (85%)	24.71	34.98	62.46	99.86

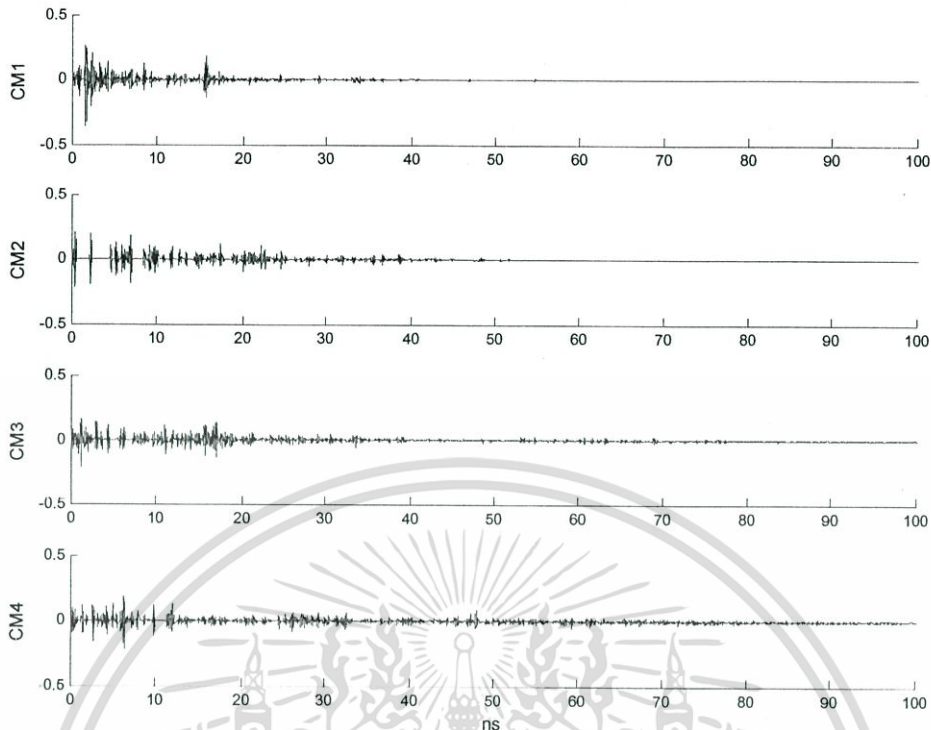
คุณสมบัติของ CM1 เป็นแบบ LOS ในช่วง 0-4 เมตร CM2 เป็นแบบ NLOS ในช่วง 0-4 เมตร CM3 เป็นแบบ NLOS ในช่วง 4-10 เมตร และ CM4 ถูกสร้างขึ้นมาเพื่อให้ได้ค่า RMS delay spread แสดงถึงช่องสัญญาณมัลติพาที่รุนแรง

ตัวอย่างผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแต่ละแบบจะแสดงได้ดังรูปที่ 3.9 ซึ่งจะเห็นว่าที่ CM 1 จะเป็นช่องสัญญาณที่ดีที่สุดเนื่องจากการเกิดมัลติพาที่น้อยที่สุดและมีค่าการหน่วงการมาถึงของรังสีเฉลี่ย (Mean excess delay) น้อยที่สุด



รูปที่ 3.9 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ CM1 – CM4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

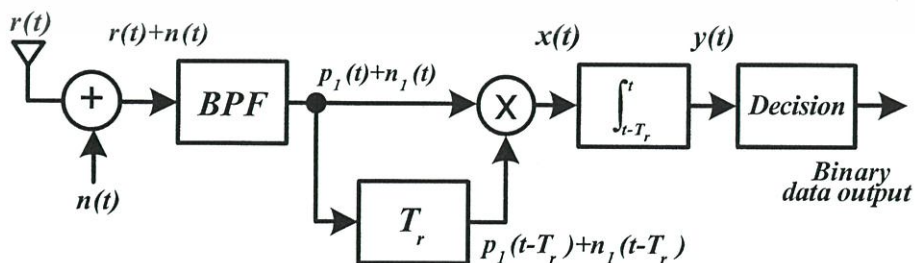


รูปที่ 3.10 ผลการคอนโวลูชันระหว่างสัญญาณอัตราไวด์แบนด์กับช่องสัญญาณ CM1 – CM4

3.3 การออกแบบเครื่องรับ

เครื่องรับแบบดิฟเฟอเรนเชียลสี่เทคชัน [7, 14-19] เป็นเครื่องรับที่ง่ายและทางภาครับไม่จำเป็นต้องทราบถึงช่องสัญญาณว่าเป็นแบบไหนเพียงแค่ว่าใช้บิตปัจจุบันเทียบกับบิตถัดไปก็สามารถทราบถึงผลต่างบิตนั้นได้ซึ่งจะเอาไปพิจารณาบิตต่อไป

สำหรับภาครับของพีเอสเอ็มการพิจารณาบิตข้อมูลโดยกำหนดค่าเทรชโฮลด์(Threshold) เท่ากับ 0.5 และบิตพีเอ็ม การพิจารณาบิตข้อมูลโดยกำหนดค่าเทรชโฮลด์เท่ากับ 0 และกำหนดวงจรกรองแถบความถี่กลาง (BPF) เป็นอุดมคติโดยให้ $h_B(t)=1$



รูปที่ 3.11 เครื่องรับแบบดิฟเฟอเรนเชียลสี่เทคชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมรรถนะของเครื่องรับแบบคิฟเฟอเรนเชียลโคเดชันในรูปที่ 3.11 ได้แสดงการวิเคราะห์ในส่วนนี้ สัญญาณอินพุตทางด้านภากรับเขียนได้โดย $r(t) = s(t) * h(t) + n(t)$ เมื่อ $s(t) * h(t)$ สัญญาณที่รับได้ทางภากรับ และ $n(t)$ คือสัญญาณรบกวนขาวแบบบวก สัญญาณทางภากรับจะผ่านวงจรกรองแถบความถี่แสดงโดย $h_B(t)$ ดังนั้น

$$p_I(t) = [s(t) * h(t)] * h_B(t) \quad (3.12)$$

$$n_I(t) = n(t) * h_B(t) = \int n(\tau) h_B(t - \tau) d\tau \quad (3.13)$$

สัญญาณรบกวนทางภากรับจะสามารถเขียนแยกได้โดย

$$x(t) = x_p(t) + x_n(t) \quad (3.14)$$

$$x_p(t) = p_I(t) p_I(t - T_r) \quad (3.15)$$

$$x_n(t) = p_I(t - T_r) n_I(t) + p_I(t) n_I(t - T_r) + n_I(t) n_I(t - T_r) \quad (3.16)$$

เอาที่พหุของตัวคูณจะถูกรวมในช่วง T_L , $0 < T_L \leq T_r$ และตัดสินใจสัญลักษณ์ทุก T_r วินาทีดังนั้นผลเอาที่พหุของวงจรรวมถูกล้อมด้วยในคาบ T_r ซึ่งสามารถเขียนได้ดังนี้

$$y(t) = y_p(t) + y_n(t) \quad (3.17)$$

$$y_p(T_L) = \int_0^{T_L} x_p(t) dt \quad (3.18)$$

$$y_n(T_L) = \int_0^{T_L} x_n(t) dt = N_1 + N_2 \quad (3.19)$$

เมื่อ $N_1 = \int_0^{T_L} p_I(t) [n_I(t) + n_I(t - T_r)] dt$ และ $N_2 = \int_0^{T_L} n_I(t) n_I(t - T_r) dt$ ดังนั้น SNR_{out} สามารถเขียนได้ดังนี้

$$SNR_{out} = \frac{E[y_p^2(T_L)]}{E\{N_1^2\} + E\{N_2^2\}} \quad (3.20)$$

สำหรับบทนี้จะแสดงการจำลองแบบเครื่องรับที่มีการชิงโครไนซ์แบบสมบูรณและแบบไม่สมบูรณจะสามารถเขียนลำดับสัญญาณด้านภากรับใหม่ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$y_i = \int_{T_r}^{T_r + T} [x_p(t) + x_n(t)] dt \quad (3.21)$$
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

y_i คือผลเอาที่พู่ทของวงจรถ่ายอินทิเกรเตอร์

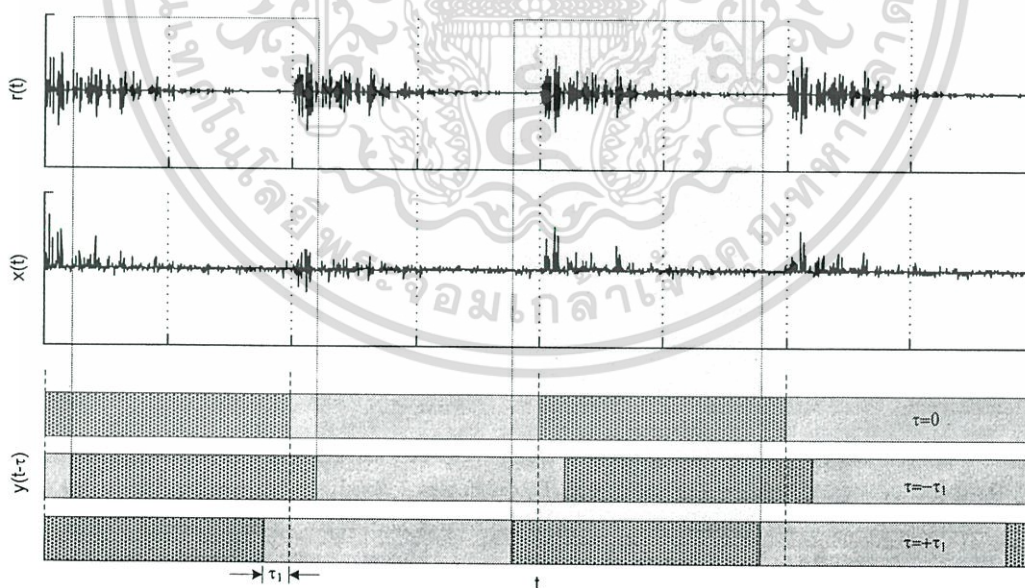
τ คือค่าการซิงโครไนซ์ $-T_s < \tau < T_s$

ในความเป็นจริงทางภาครับการอินทิกรัลสัญญาณจำเป็นต้องซิงโครไนซ์กับสัญลักษณ์ ดังนั้นจึงได้ศึกษาเกี่ยวกับผลกระทบจากการซิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์ [31-33] ด้วย ผลกระทบนั้นจะแสดงในรูปของอัตราบิดเบือนผิดพลาดของข้อมูลในบทที่ 4 สำหรับรูปที่ 3.12 แสดงการซิงโครไนซ์ทั้งแบบสมบูรณ์และไม่สมบูรณ์จะใช้ τ ในการบอกถึงการซิงโครไนซ์ในกรณี $\tau = 0$ ns จะเป็นการซิงโครไนซ์ที่สมบูรณ์แบบที่สุดส่วนกรณีที่ $\tau \neq 0$ ns คือการซิงโครไนซ์ที่ไม่สมบูรณ์

การพิจารณาบิตข้อมูลเอาที่พู่ทสามารถพิจารณาได้ดัง (3.22) สำหรับพีเอสเอ็มและ (3.23) สำหรับบีพีเอ็ม

$$\text{Binary data output}_{PSM} = \begin{cases} 1 & \text{for } y_i < 0.5 \\ 0 & \text{for } y_i \geq 0.5 \end{cases} \quad (3.22)$$

$$\text{Binary data output}_{BPM} = \begin{cases} 1 & \text{for } y_i < 0 \\ 0 & \text{for } y_i \geq 0 \end{cases} \quad (3.23)$$



รูปที่ 3.12 การซิงโครไนซ์ที่สมบูรณ์และไม่สมบูรณ์ทางภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 ลำดับสัญญาณภาครับ

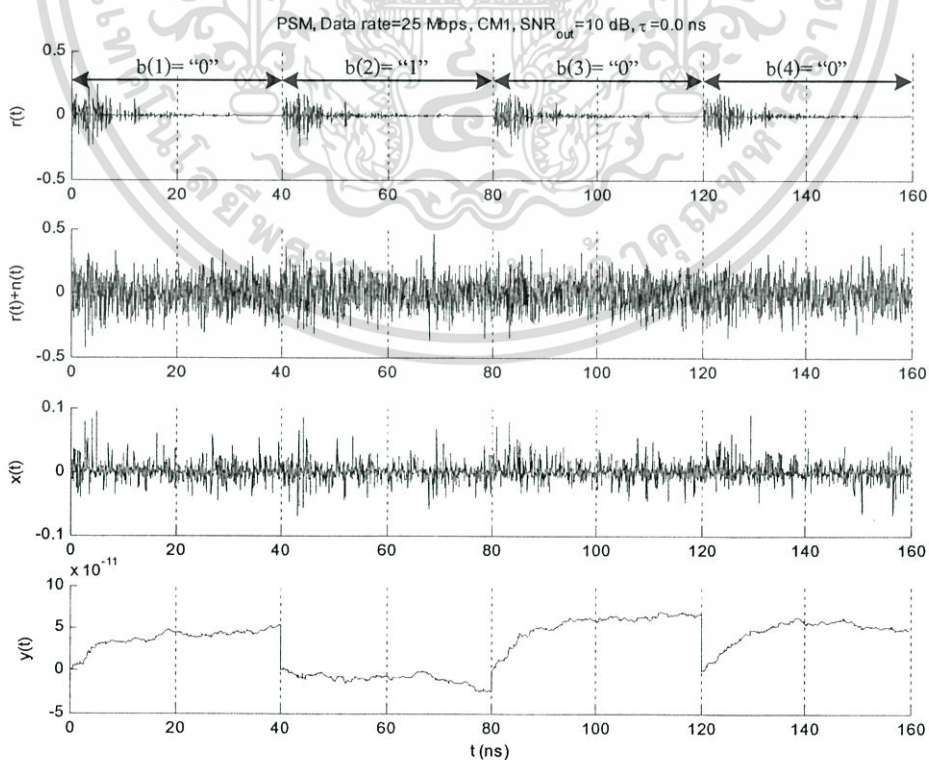
ลำดับสัญญาณทางภาครับของดิฟเฟอเรนเชียลเทคชันจะแสดงได้ดังรูปที่ 3.13-3.42 จะแสดงบางตัวอย่างเพื่อเปรียบเทียบผลความต่างของสัญญาณ สำหรับตัวอย่างที่ไม่ได้กล่าวถึงสามารถเทียบเคียงจากตัวอย่างที่แสดงไปทั้งหมดจะมีลักษณะที่เป็นไปในแนวทางเดียวกัน

ในรูปที่ 3.13 และ 3.14 แสดงสัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1 และ $\tau = 0.0\text{ns}$ โดยต้องการเปรียบเทียบสัญญาณเมื่อ $\text{SNR}_{\text{out}} = 10\text{dB}$ และ $\text{SNR}_{\text{out}} = 25\text{dB}$ ตามลำดับ เช่นเดียวกันกับรูปที่ 3.15 และ 3.16 ที่เป็นสัญญาณบีพีเอ็ม

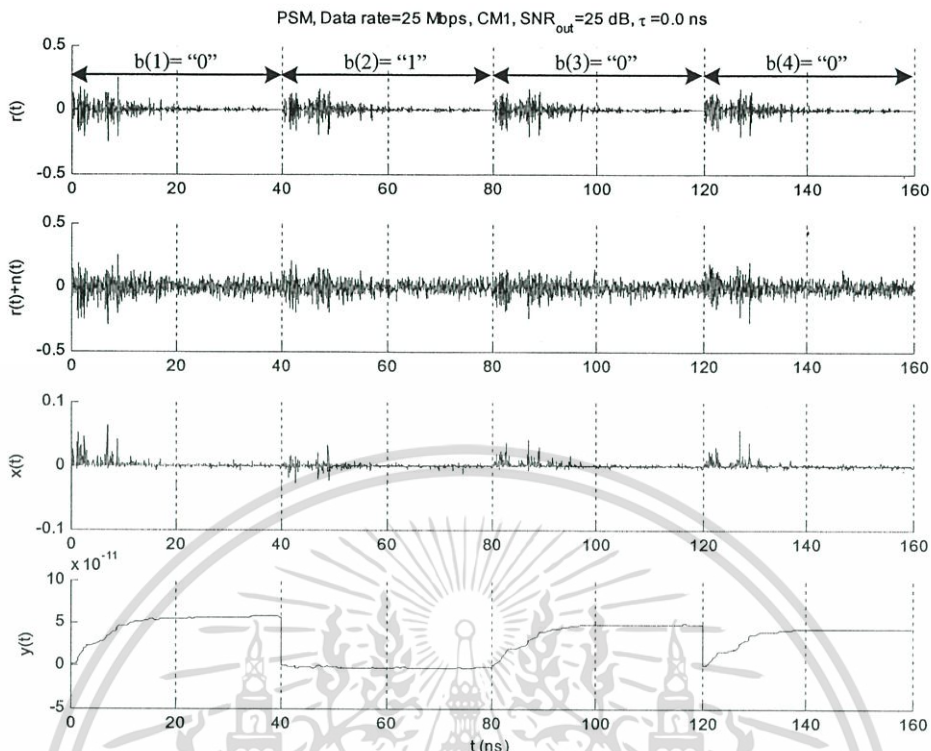
ในรูปที่ 3.17 และ 3.18 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1 และ $\tau = 0.0\text{ns}$ โดยต้องการเปรียบเทียบสัญญาณเมื่อ $\text{SNR}_{\text{out}} = 10\text{dB}$ และ $\text{SNR}_{\text{out}} = 25\text{dB}$ ตามลำดับ เช่นเดียวกันกับรูปที่ 3.19 และ 3.20 ที่เป็นสัญญาณบีพีเอ็ม

ในรูปที่ 3.21-3.23 แสดงสัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, $\text{SNR}_{\text{out}} = 25\text{dB}$ และ $\tau = 0.0\text{ns}$ โดยต้องการเปรียบเทียบสัญญาณเมื่อเปลี่ยนช่องสัญญาณจาก CM1 เป็น CM2, CM3 และ CM4 ตามลำดับ

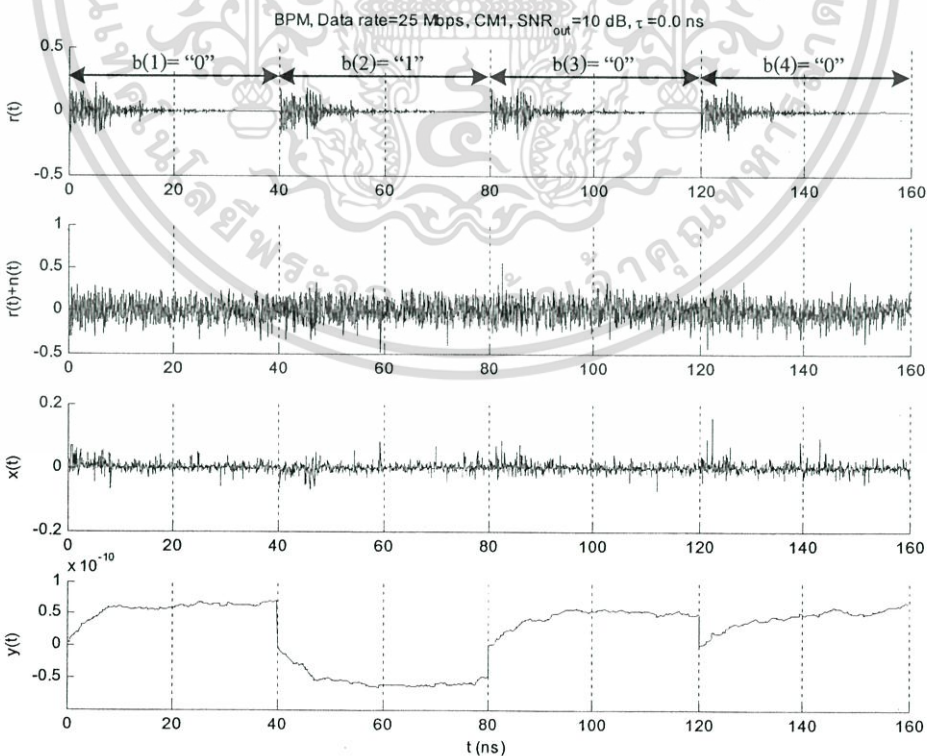
ในรูปที่ 3.24-3.26 แสดงสัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, $\text{SNR}_{\text{out}} = 25\text{dB}$ และ $\tau = 0.0\text{ns}$ โดยต้องการเปรียบเทียบสัญญาณเมื่อเปลี่ยนช่องสัญญาณจาก CM1 เป็น CM2, CM3 และ CM4 ตามลำดับ



เอกสารรูปที่ 3.13 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1, $\text{SNR}_{\text{out}} = 10\text{dB}$ และ $\tau = 0.0\text{ns}$ ไม่ว่าการณ์ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



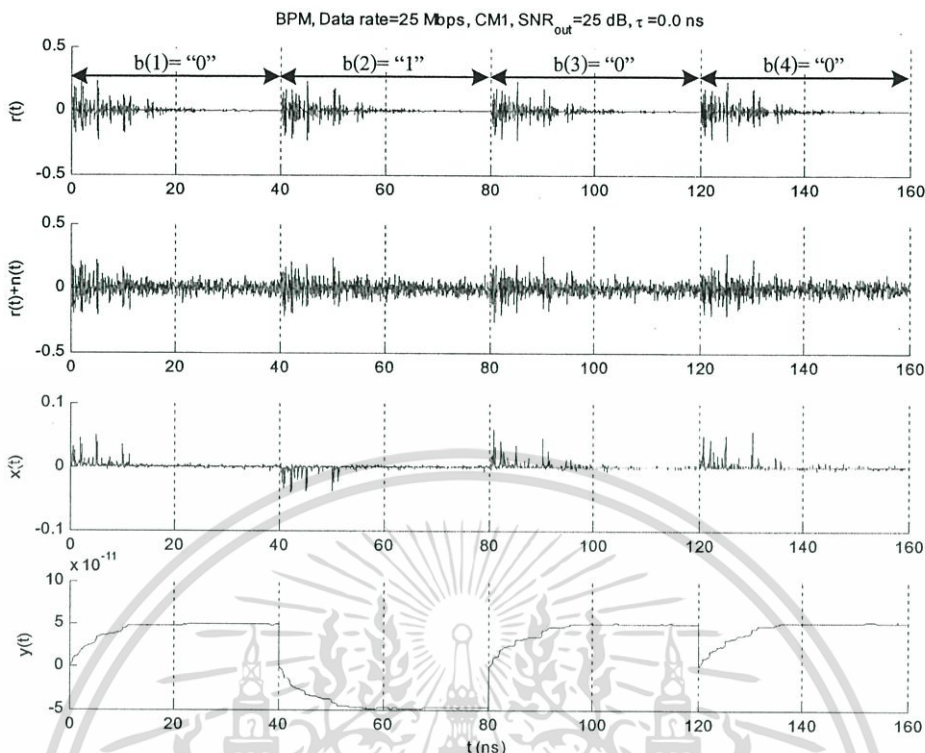
รูปที่ 3.14 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1, $SNR_{out} = 25dB$ และ $\tau = 0.0ns$



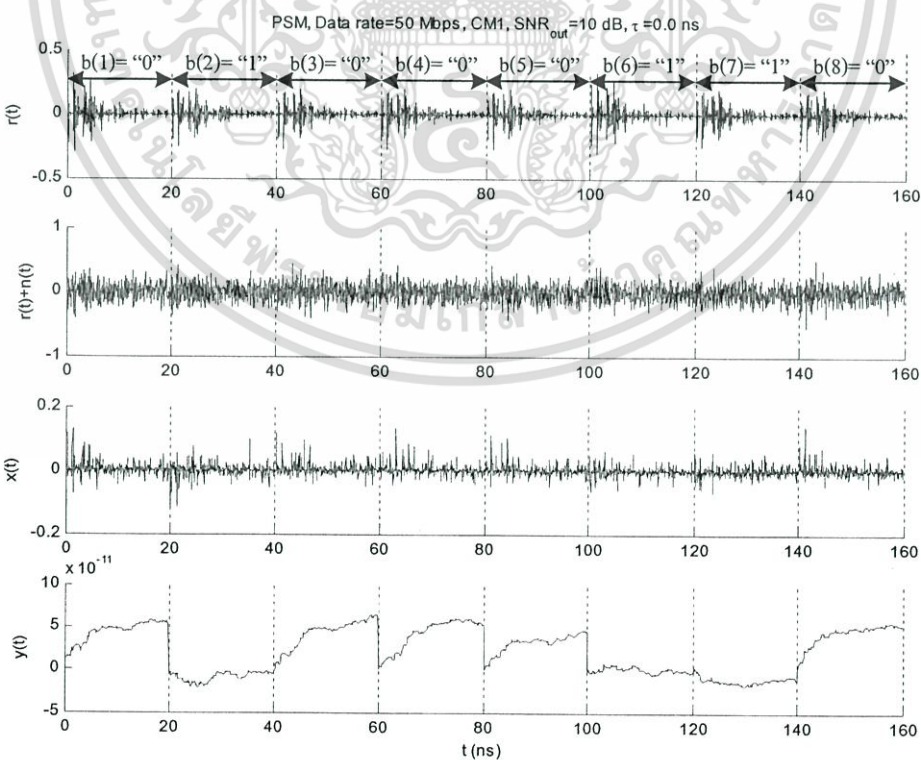
รูปที่ 3.15 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1, $SNR_{out} = 10dB$ และ $\tau = 0.0ns$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์หรือผู้จัดทำเอกสารฉบับนี้

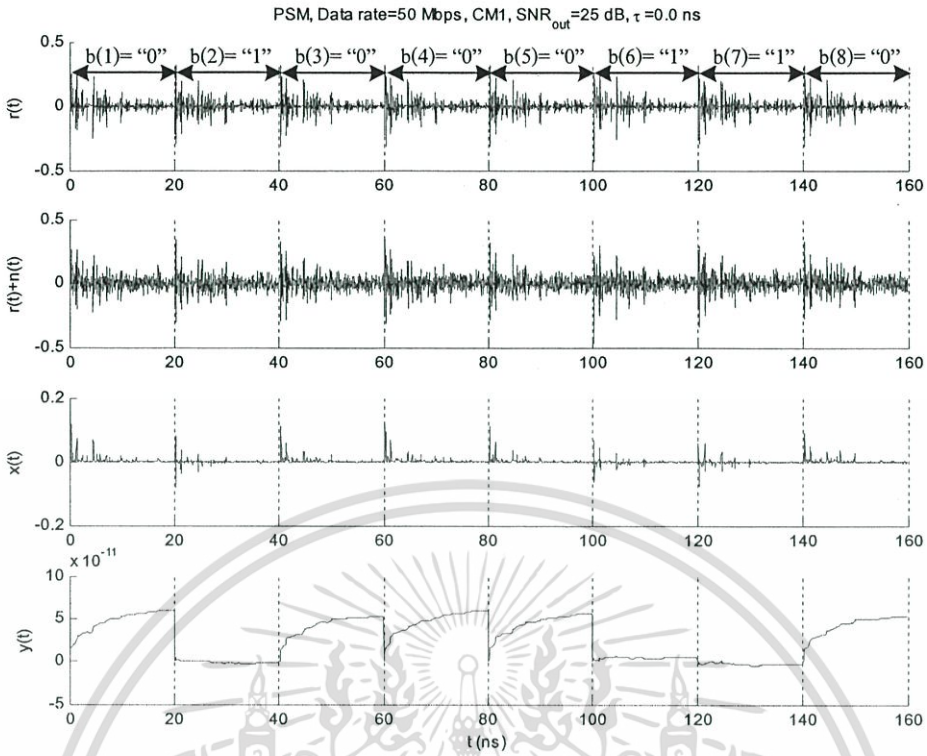


รูปที่ 3.16 สัญญาณบีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1, SNR_{out} =25dB และ τ =0.0ns

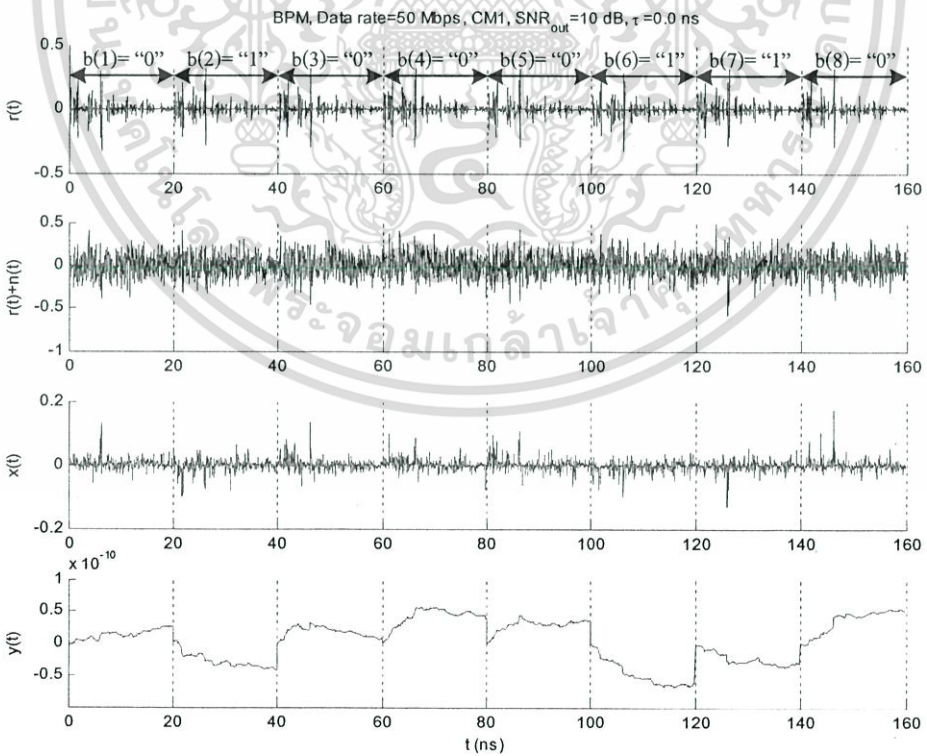


รูปที่ 3.17 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1, SNR_{out} =10dB และ τ =0.0ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้กับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

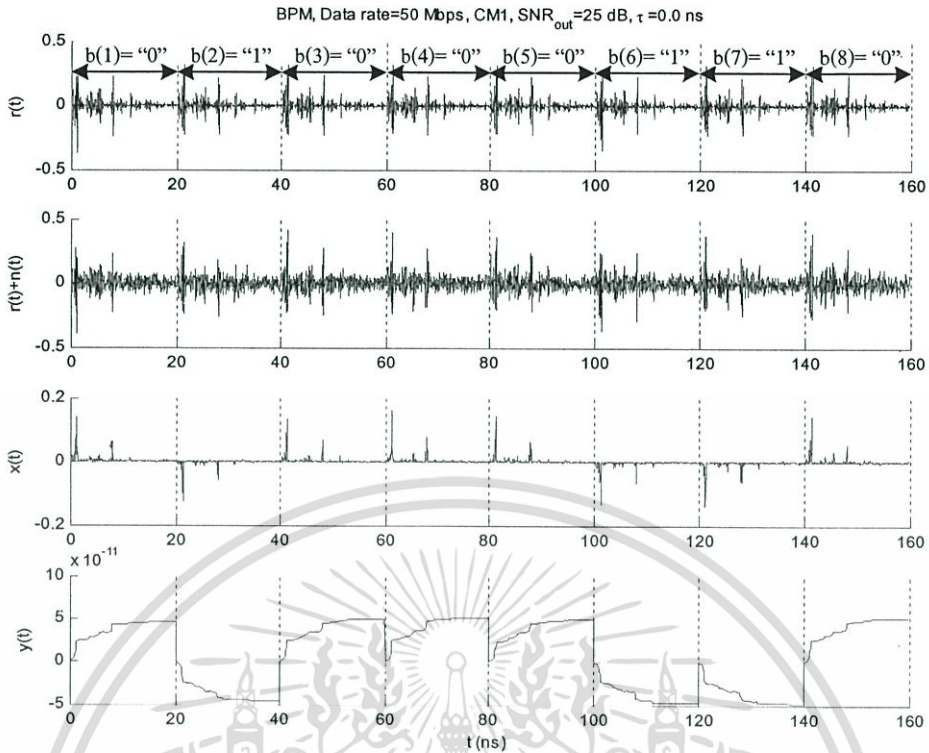


รูปที่ 3.18 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1, $SNR_{out}=25dB$ และ $\tau=0.0ns$

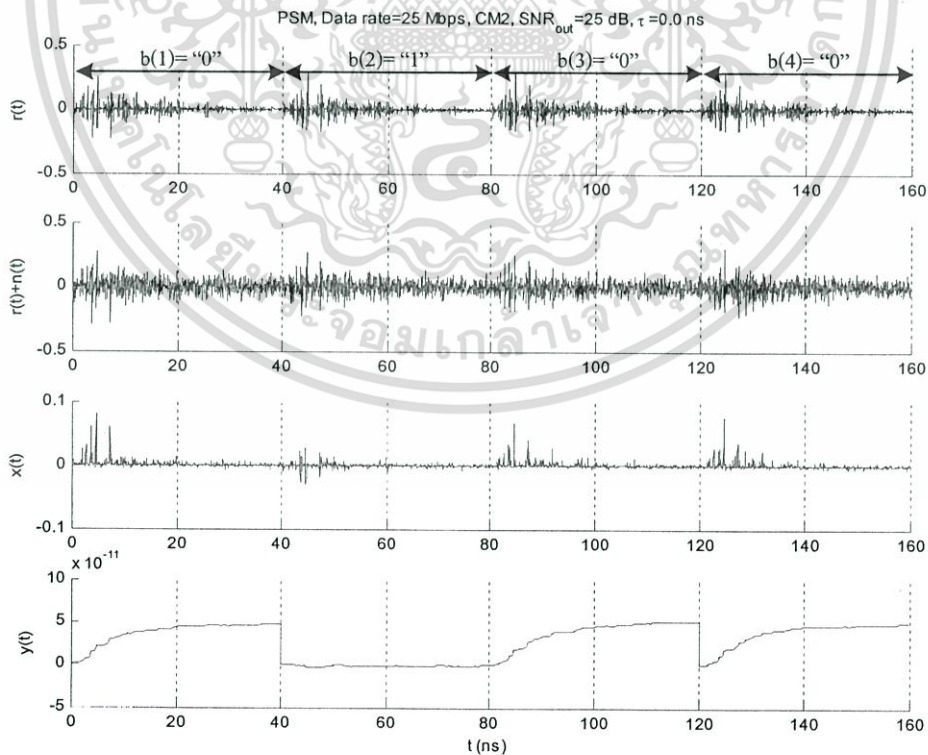


รูปที่ 3.19 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1, $SNR_{out}=10dB$ และ $\tau=0.0ns$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

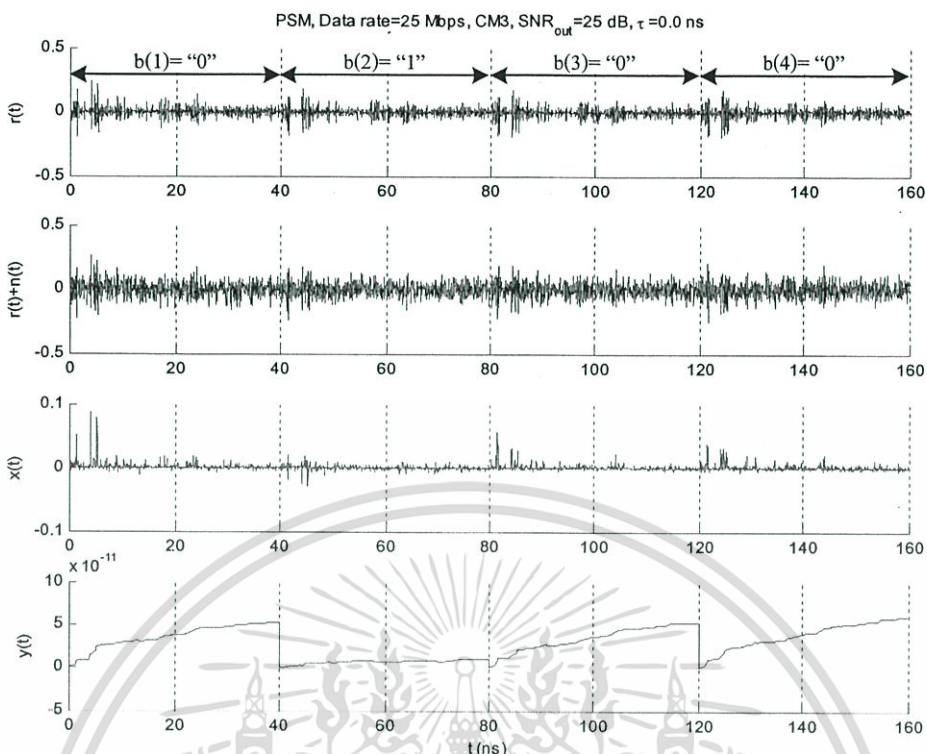


รูปที่ 3.20 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1, $SNR_{out}=25dB$ และ $\tau=0.0ns$

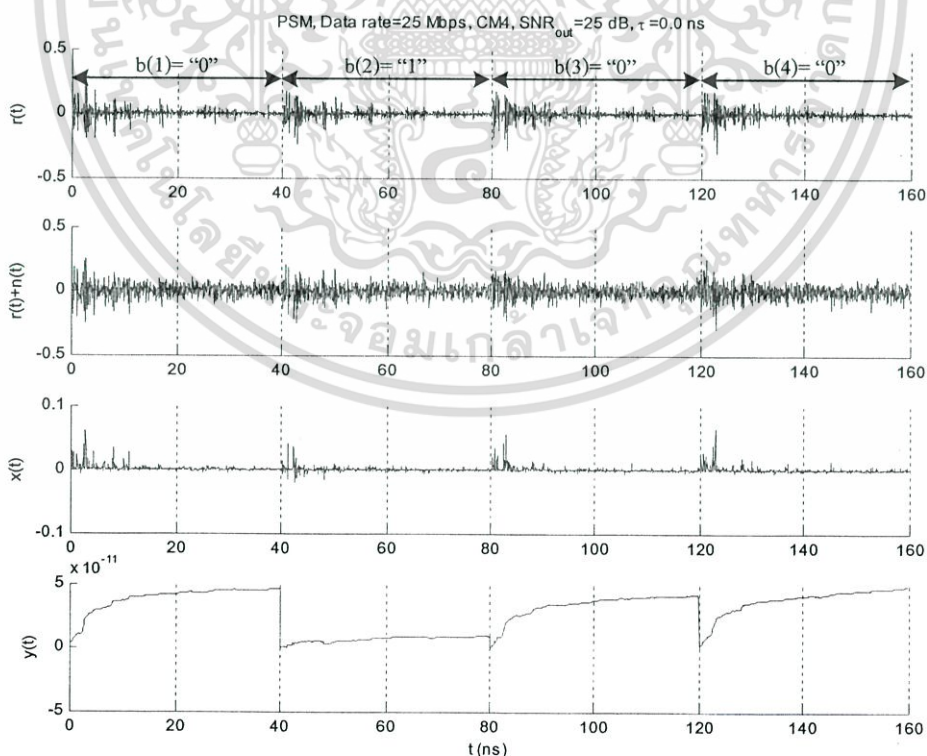


รูปที่ 3.21 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM2, $SNR_{out}=25dB$ และ $\tau=0.0ns$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

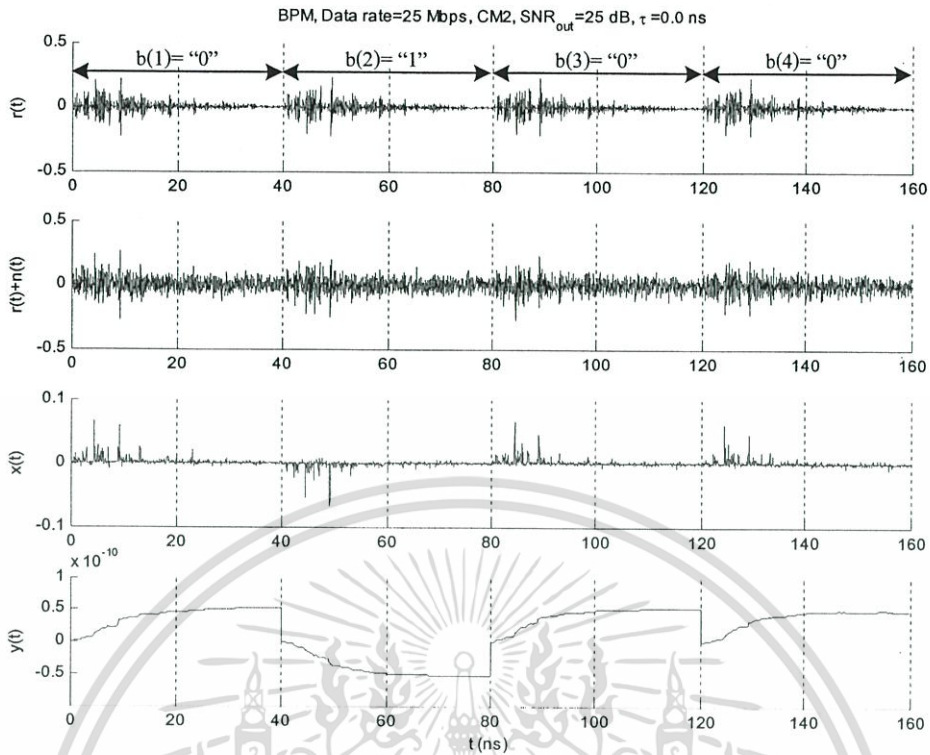


รูปที่ 3.22 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM3, SNR_{out}=25dB และ τ=0.0ns

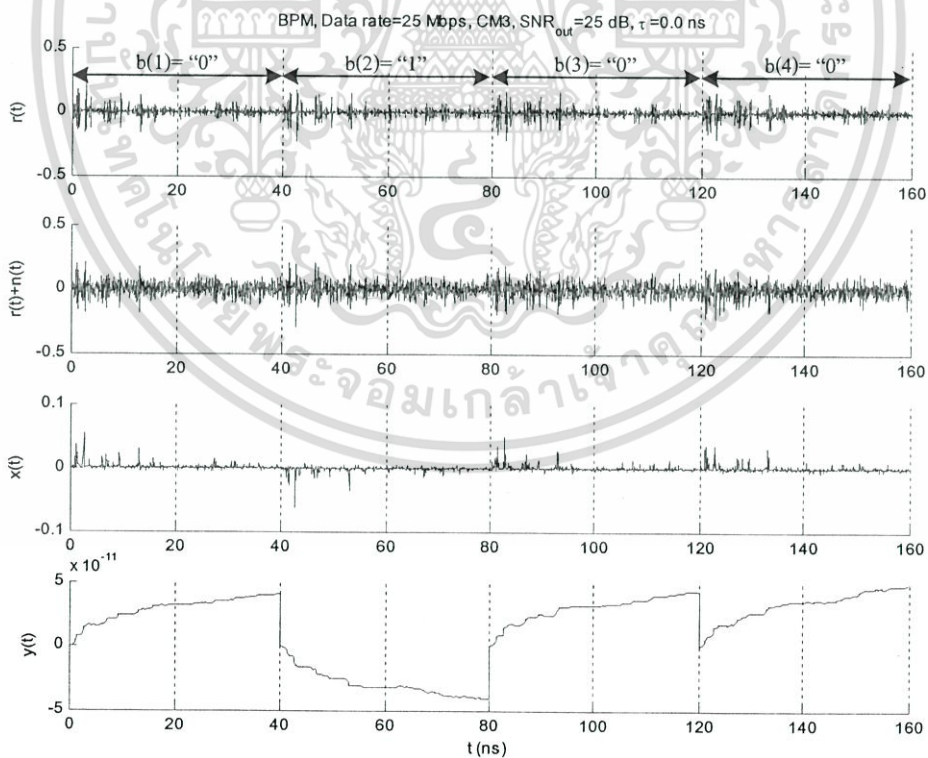


รูปที่ 3.23 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM4, SNR_{out}=25dB และ τ=0.0ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

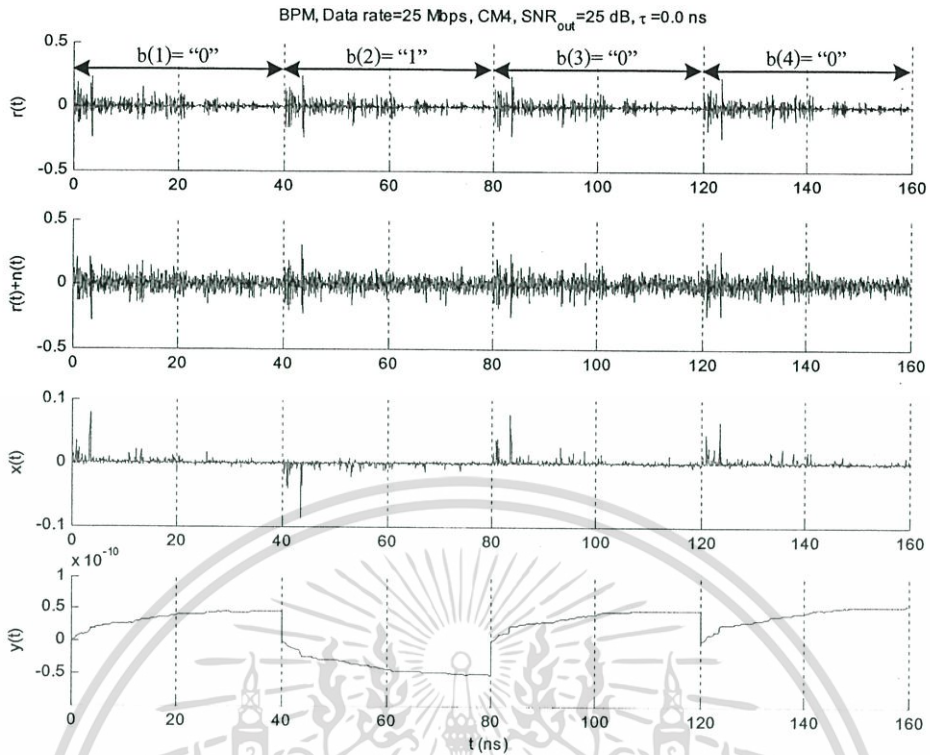


รูปที่ 3.24 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM2, $SNR_{out}=25$ dB และ $\tau=0.0$ ns



รูปที่ 3.25 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM3, $SNR_{out}=25$ dB และ $\tau=0.0$ ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.26 สัญญาณบีทเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM4, SNR_{out}=25dB และ $\tau=0.0\text{ns}$

ตารางที่ 3.3 การชิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์ของแต่ละอัตราเร็วเทียบเคียงโดย %error

Data rate	τ	%error
25Mbps	$\pm 2.00\text{ns}$	5%
	$\pm 4.00\text{ns}$	10%
	$\pm 6.00\text{ns}$	15%
50Mbps	$\pm 1.00\text{ns}$	5%
	$\pm 2.00\text{ns}$	10%
	$\pm 3.00\text{ns}$	15%
100Mbps	$\pm 0.50\text{ns}$	5%
	$\pm 1.00\text{ns}$	10%
	$\pm 1.50\text{ns}$	15%

การคำนวณค่า τ เพื่อหาการชิงโครไนซ์ที่ไม่สมบูรณ์โดยสามารถคำนวณได้จากสมการที่

3.24 โดย $T_s=0.05\text{ ns}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$n = \frac{1}{\text{data rate} \times T_s} \quad (3.24)$$

$$\tau = \frac{\%error \times n \times T_s}{100} \quad (3.25)$$

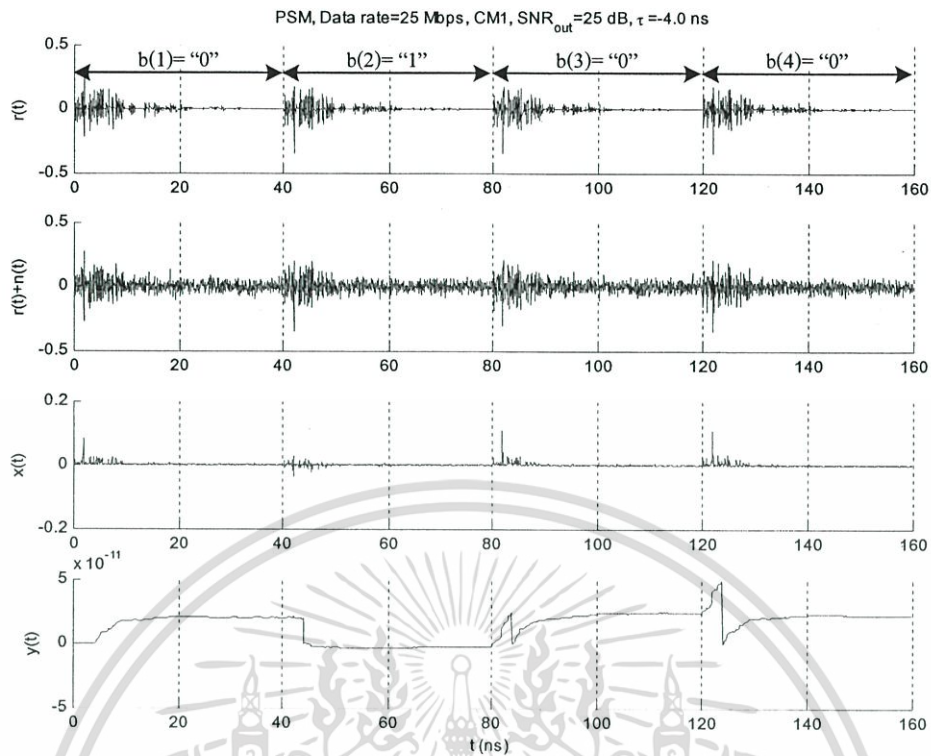
ในตารางที่ 3.3 ใช้เทียบเคียงการชิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์ของแต่ละอัตราเร็วเทียบเคียงโดย %error และจะคำนวณค่าออกมาเป็นเวลาที่ผิดพลาดและจะใช้ τ ในการแสดงค่าการชิงโครไนซ์ที่ไม่สมบูรณ์

ในรูปที่ 3.27-3.30 แสดงสัญญาณพีเอชเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1 และ $\text{SNR}_{\text{out}} = 25\text{dB}$ โดยต้องการเปรียบเทียบสัญญาณเมื่อ $\tau = -4.0\text{ns}$, $\tau = -2.0\text{ns}$, $\tau = 2.0\text{ns}$, และ $\tau = 4.0\text{ns}$ ตามลำดับ

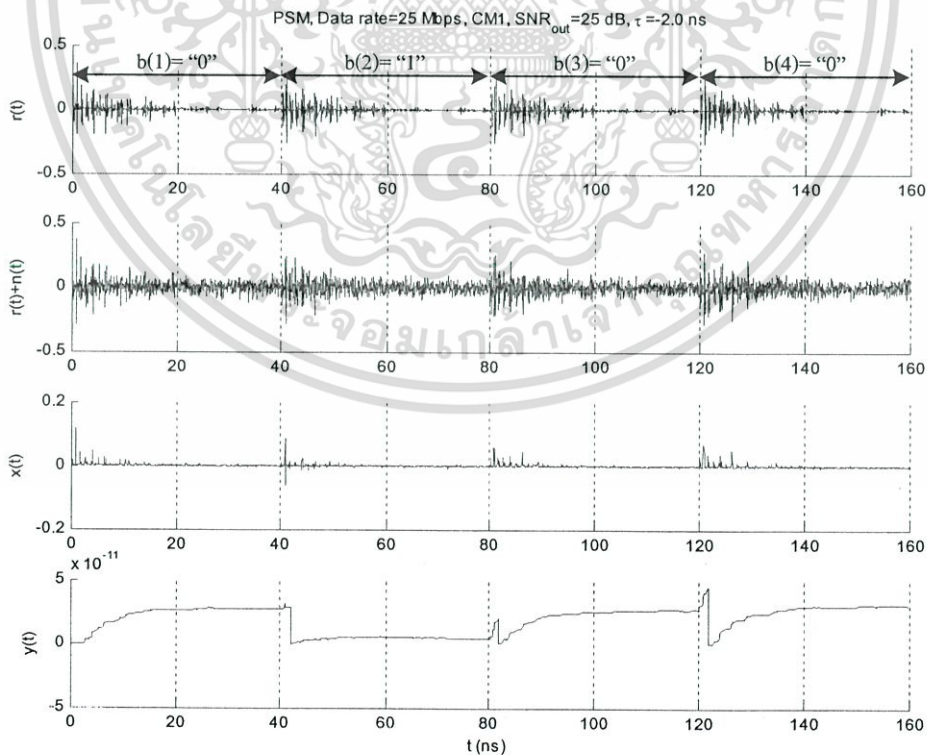
ในรูปที่ 3.31-3.34 แสดงสัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1 และ $\text{SNR}_{\text{out}} = 25\text{dB}$ โดยต้องการเปรียบเทียบสัญญาณเมื่อ $\tau = -4.0\text{ns}$, $\tau = -2.0\text{ns}$, $\tau = 2.0\text{ns}$, และ $\tau = 4.0\text{ns}$ ตามลำดับ

ในรูปที่ 3.35-3.38 แสดงสัญญาณพีเอชเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1 และ $\text{SNR}_{\text{out}} = 25\text{dB}$ โดยต้องการเปรียบเทียบสัญญาณเมื่อ $\tau = -2.0\text{ns}$, $\tau = -1.0\text{ns}$, $\tau = 1.0\text{ns}$, และ $\tau = 2.0\text{ns}$ ตามลำดับ

ในรูปที่ 3.39-3.42 แสดงสัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1 และ $\text{SNR}_{\text{out}} = 25\text{dB}$ โดยต้องการเปรียบเทียบสัญญาณเมื่อ $\tau = -2.0\text{ns}$, $\tau = -1.0\text{ns}$, $\tau = 1.0\text{ns}$, และ $\tau = 2.0\text{ns}$ ตามลำดับ

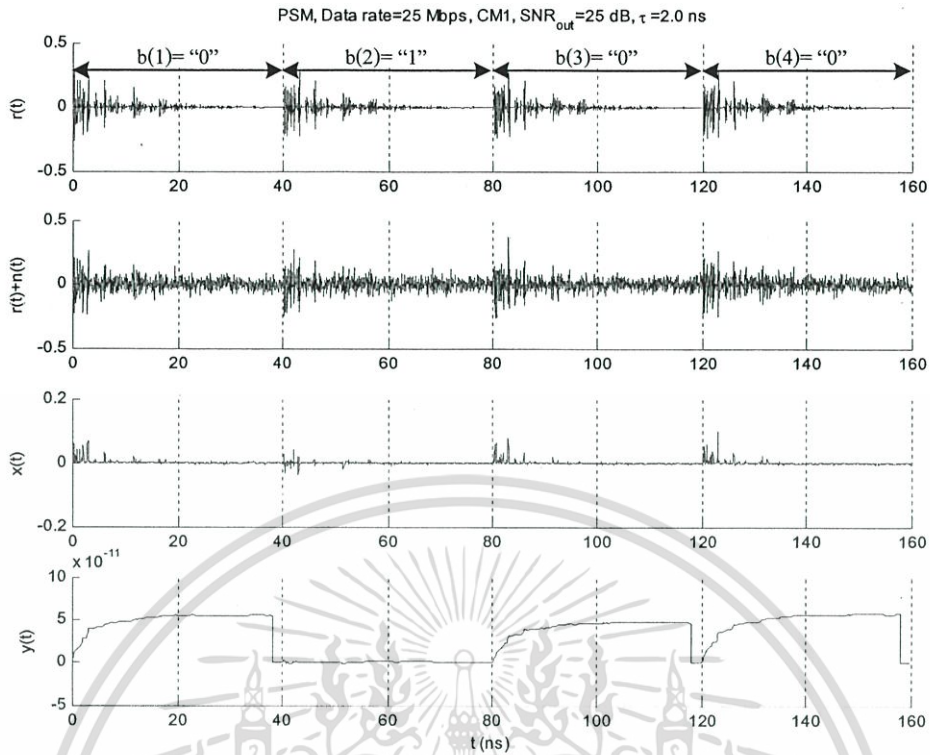


รูปที่ 3.27 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1, SNR_{out}=25dB และ $\tau=-4.0$ ns

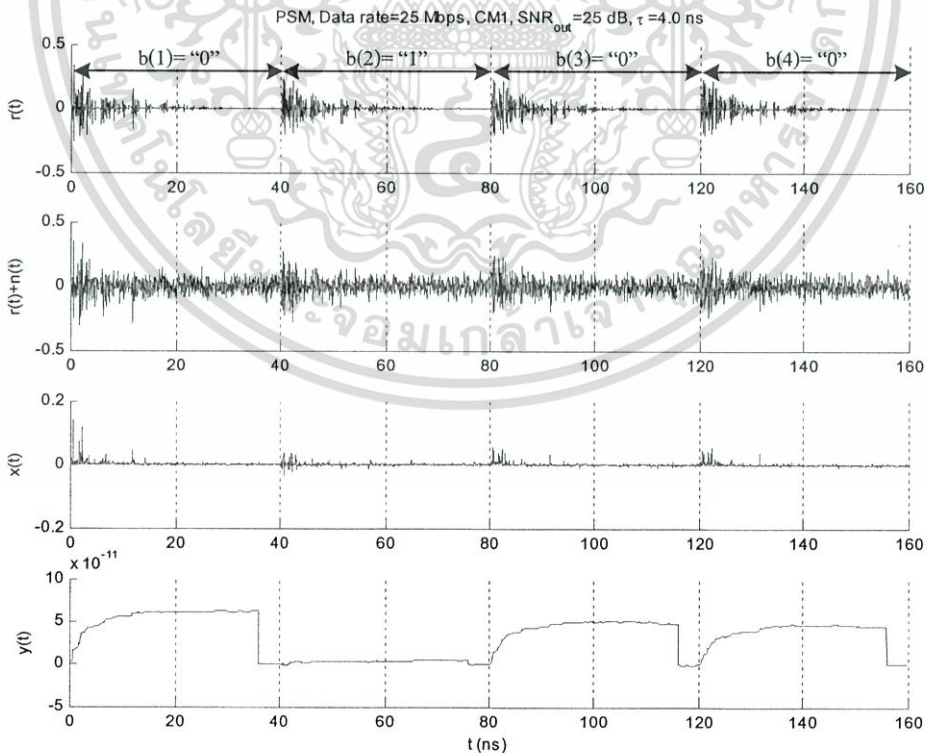


รูปที่ 3.28 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1, SNR_{out}=25dB และ $\tau=-2.0$ ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

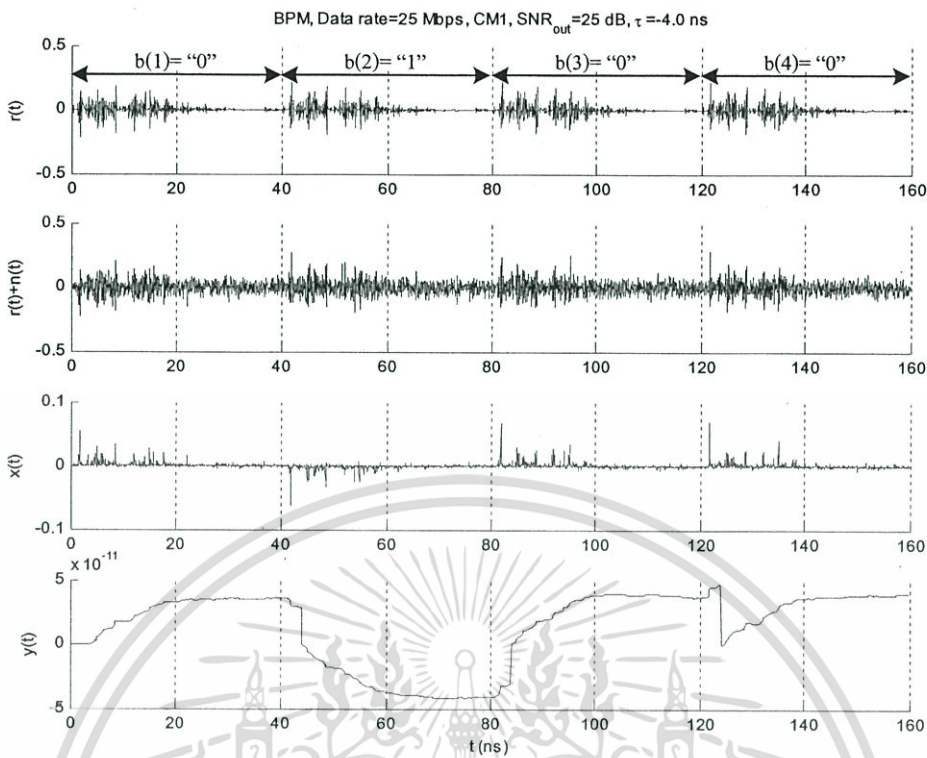


รูปที่ 3.29 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1, $SNR_{out}=25$ dB และ $\tau=2.0$ ns

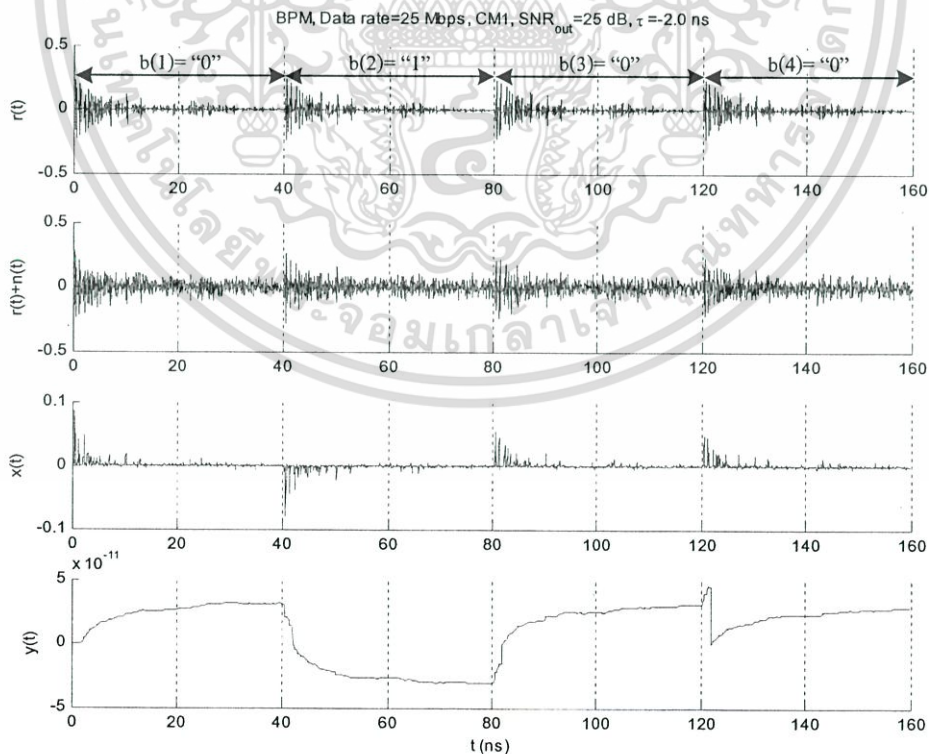


รูปที่ 3.30 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1, $SNR_{out}=25$ dB และ $\tau=4.0$ ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

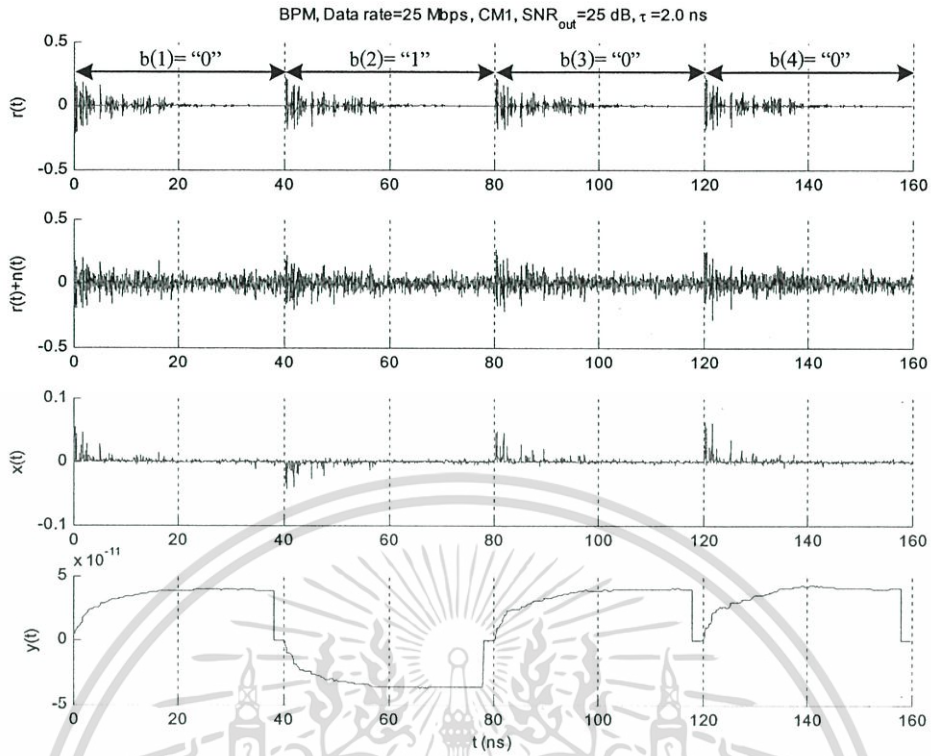


รูปที่ 3.31 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1, $SNR_{out} = 25dB$ และ $\tau = -4.0ns$

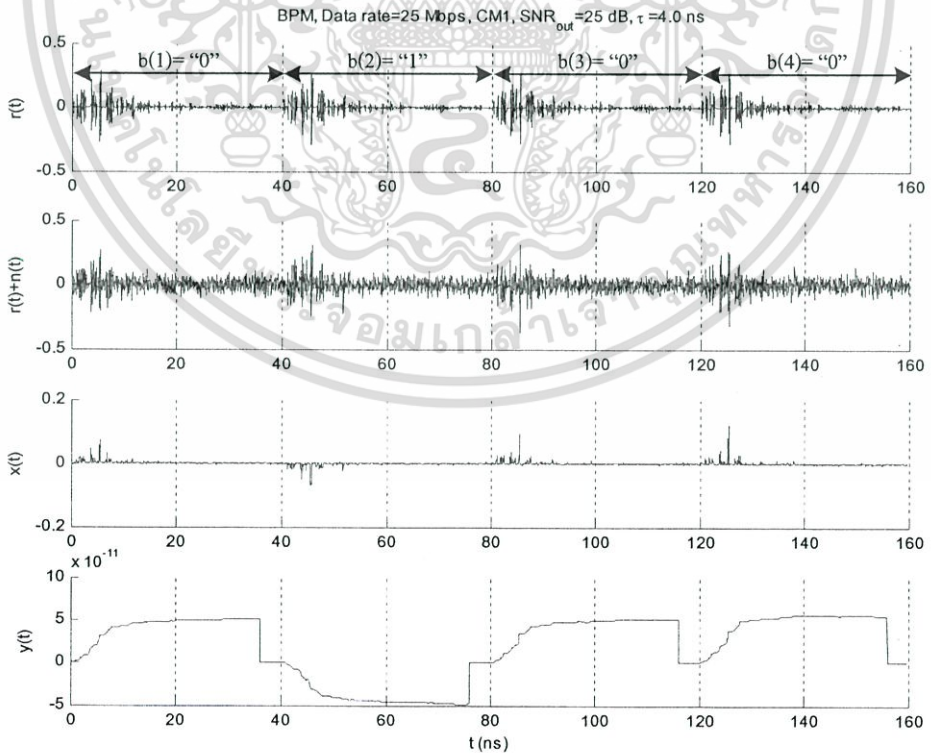


รูปที่ 3.32 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1, $SNR_{out} = 25dB$ และ $\tau = -2.0ns$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

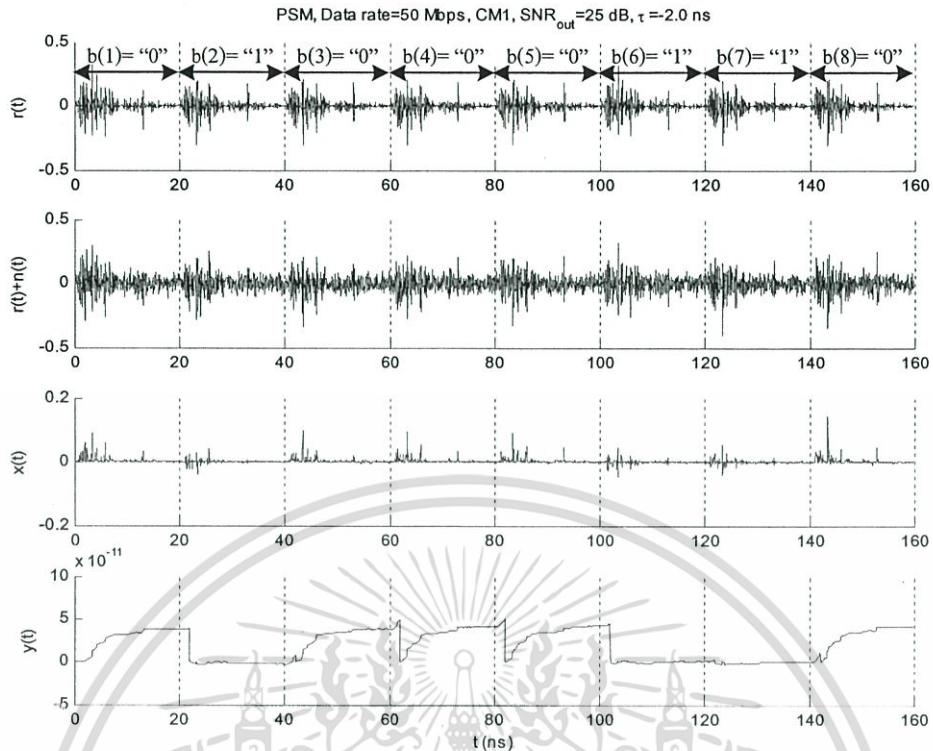


รูปที่ 3.3 สัญญาณบีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1, SNR_{out} =25dB และ $\tau =2.0$ ns

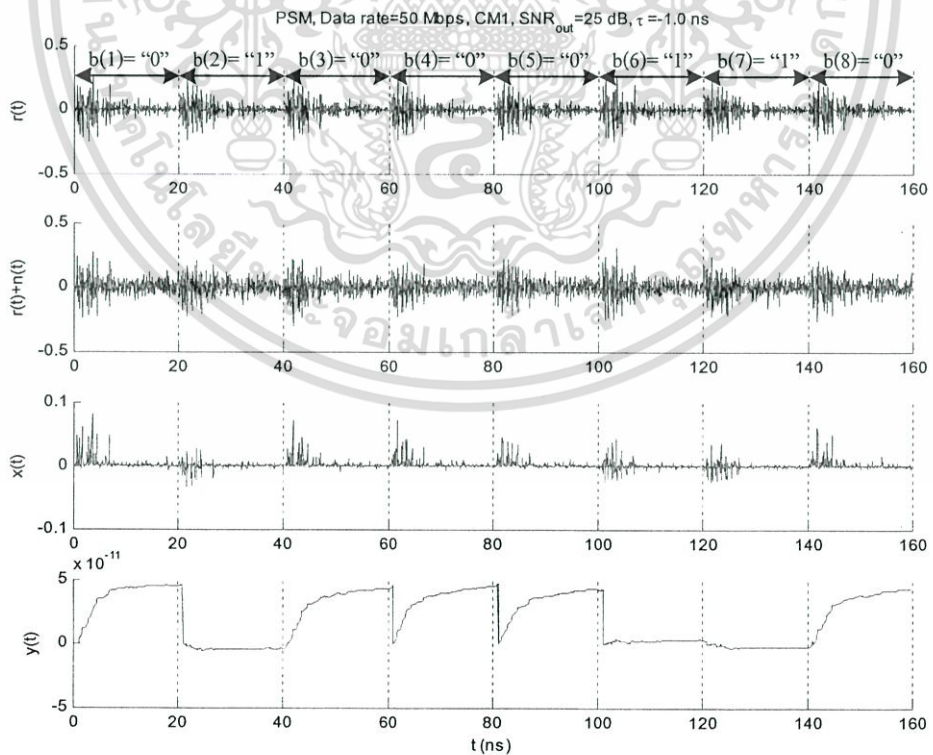


รูปที่ 3.34 สัญญาณบีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, CM1, SNR_{out} =25dB และ $\tau =4.0$ ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

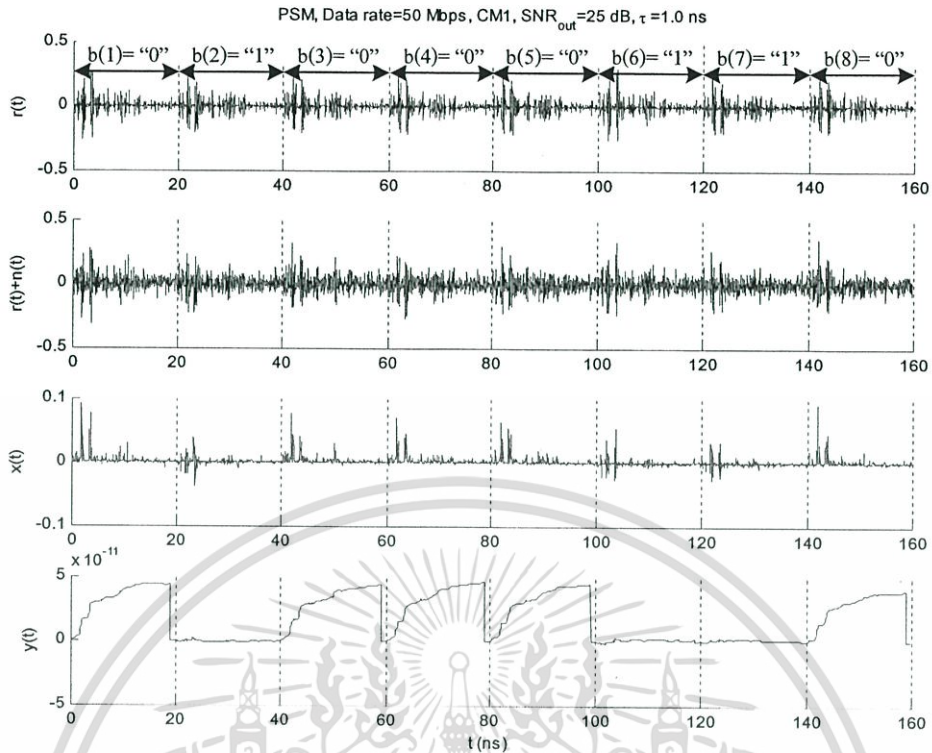


รูปที่ 3.35 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1, $SNR_{out}=25$ dB และ $\tau=2.0$ ns

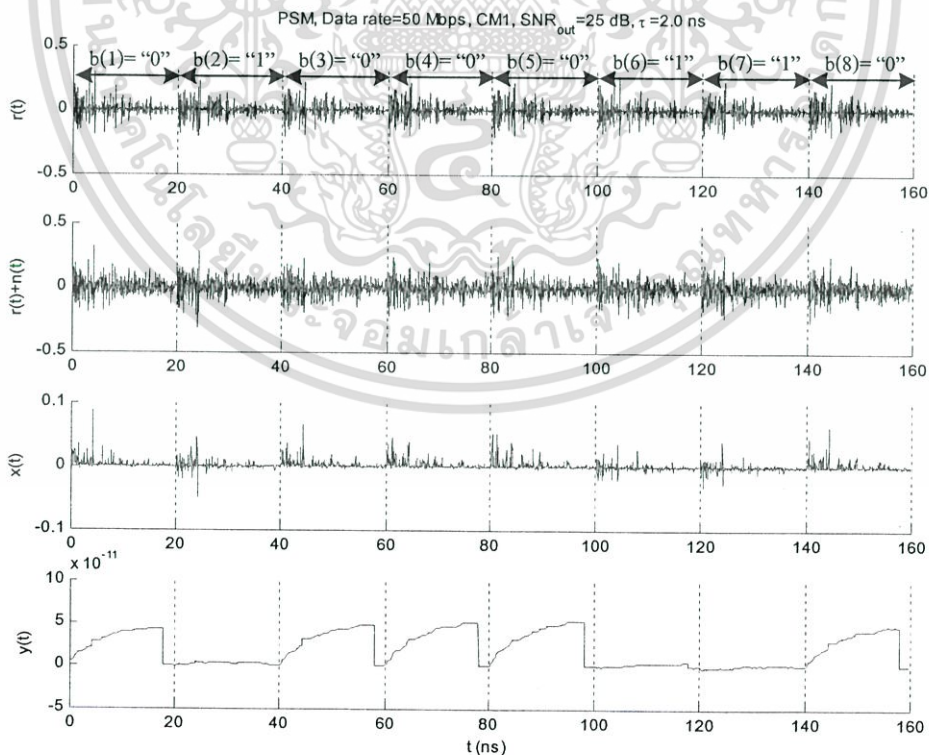


รูปที่ 3.36 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1, $SNR_{out}=25$ dB และ $\tau=1.0$ ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

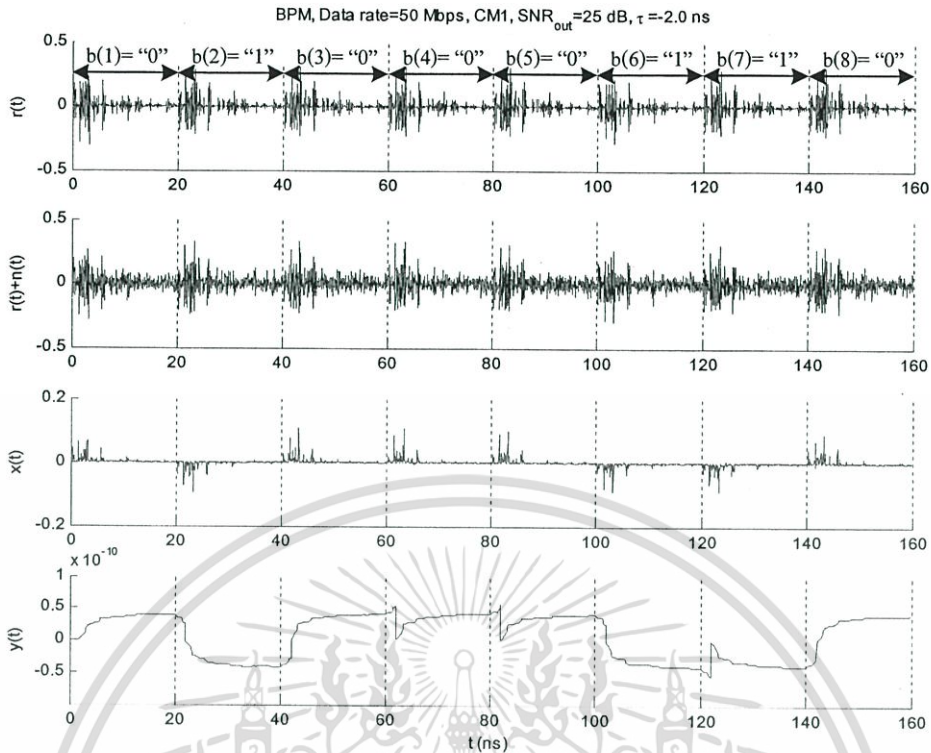


รูปที่ 3.37 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1, $SNR_{out}=25$ dB และ $\tau=1.0$ ns

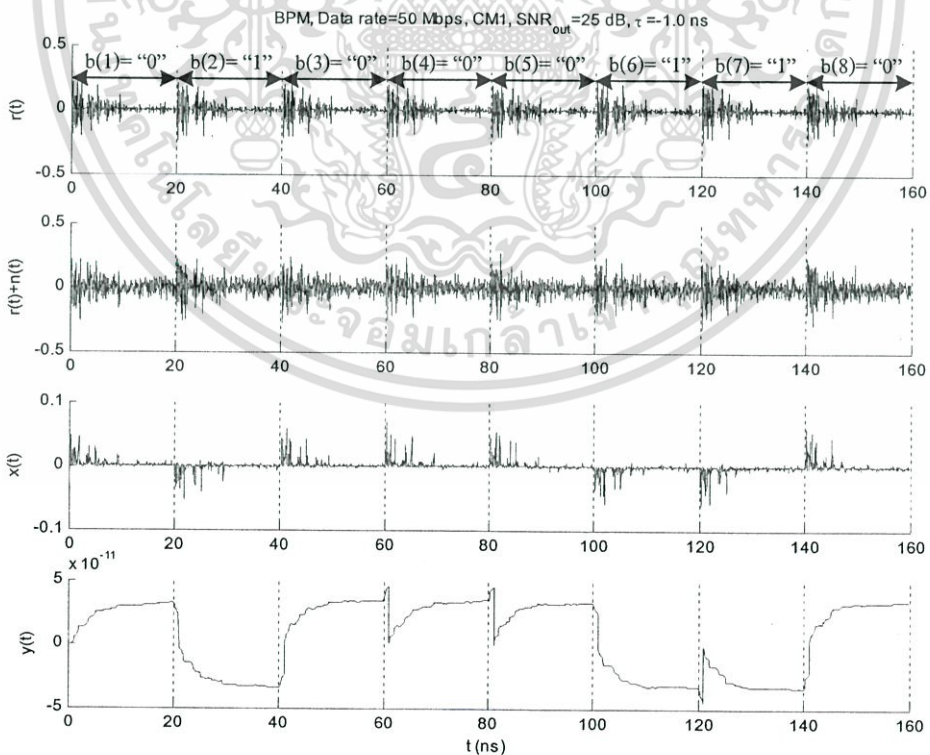


รูปที่ 3.38 สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1, $SNR_{out}=25$ dB และ $\tau=2.0$ ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

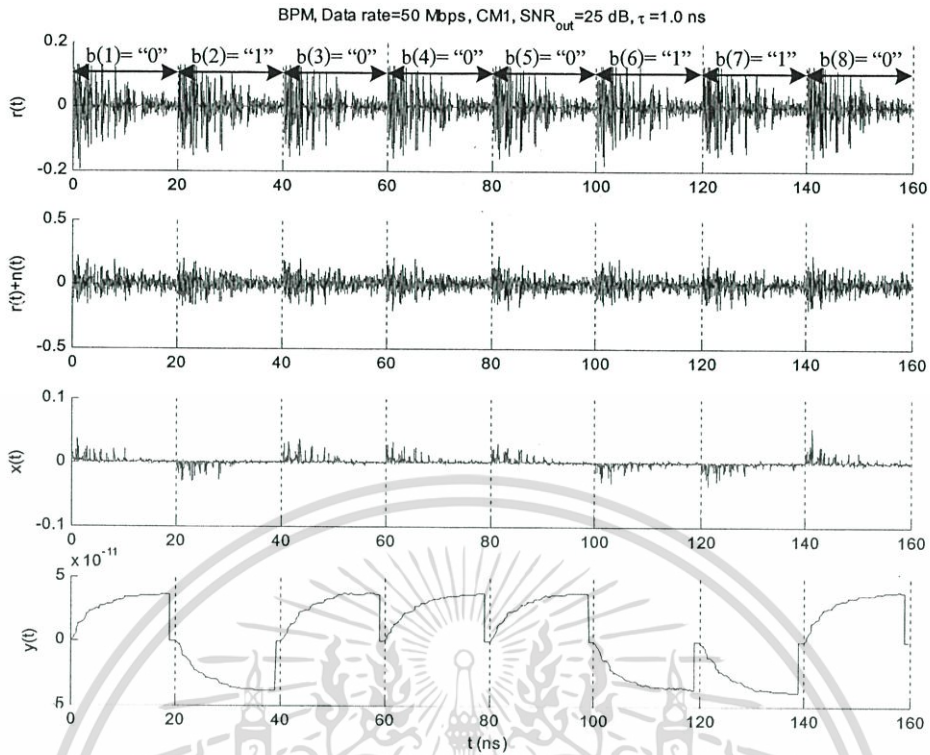


รูปที่ 3.39 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1, $\text{SNR}_{\text{out}}=25\text{dB}$ และ $\tau=-2.0\text{ns}$

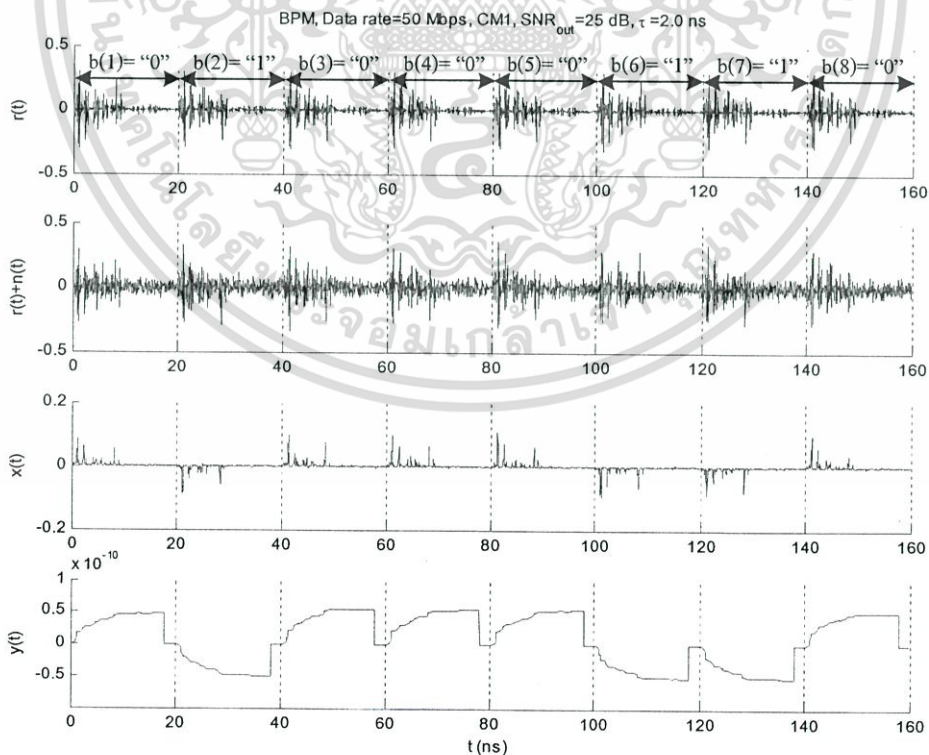


รูปที่ 3.40 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1, $\text{SNR}_{\text{out}}=25\text{dB}$ และ $\tau=-1.0\text{ns}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.41 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1, $SNR_{out}=25$ dB และ $\tau=1.0$ ns



รูปที่ 3.42 สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps, CM1, $SNR_{out}=25$ dB และ $\tau=2.0$ ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

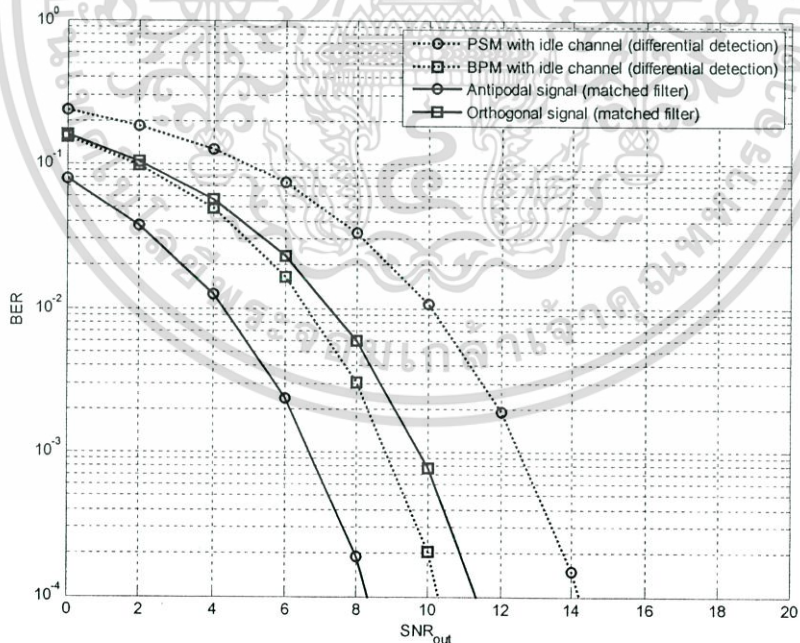
บทที่ 4

ผลการจำลองแบบ

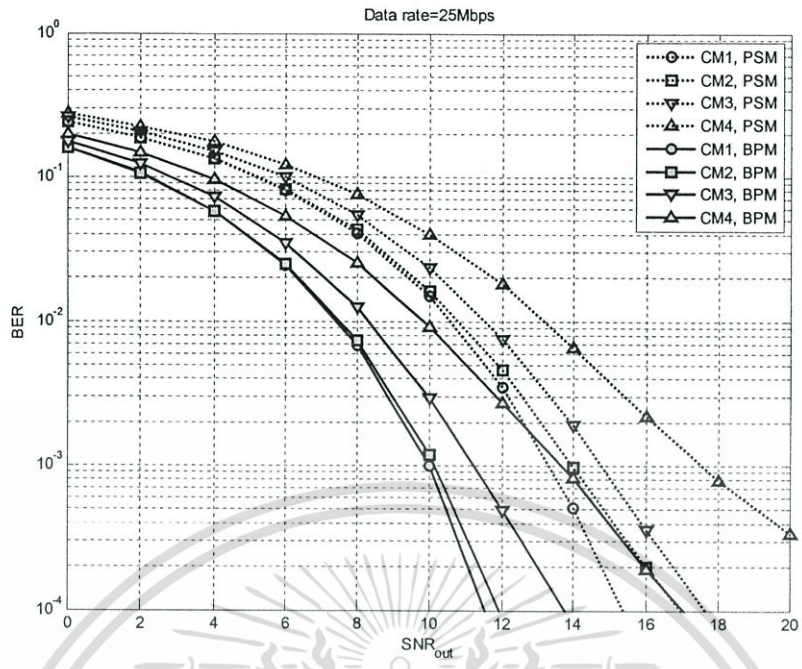
ผลการจำลองแบบของระบบการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์ภายในอาคารบนช่องสัญญาณมัลติพาธ CM1-CM4 โดยมีเครื่องรับแบบคิฟเฟอเรนเชียลเทคชันที่ใช้สัญญาณพีเอสเอ็มและบีพีเอ็มในการสื่อสารซึ่งได้แสดงขั้นตอนการจำลองแบบอย่างละเอียดแล้วในบทที่ 3 ส่วนในบทนี้แสดงผลการเปรียบเทียบของระบบโดยใช้ MATLAB ในการจำลองแบบทุกขั้นตอน รูปที่แสดงจะใช้เปรียบเทียบสองแกน โดยแกนแนวตั้งคืออัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลแสดงข้อมูลในเชิงลอการิทึม (Logarithm) และแกนแนวนอนแสดงสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน แสดงข้อมูลในเชิงเส้น (Linear)

ในรูปที่ 4.1 อัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของคิฟเฟอเรนเชียลเทคชันและแมตซ์ฟิลเตอร์โดยใช้สัญญาณพีเอสเอ็มเทียบกับบีพีเอ็ม โดยมีสัญญาณรบกวนแบบ AWGN

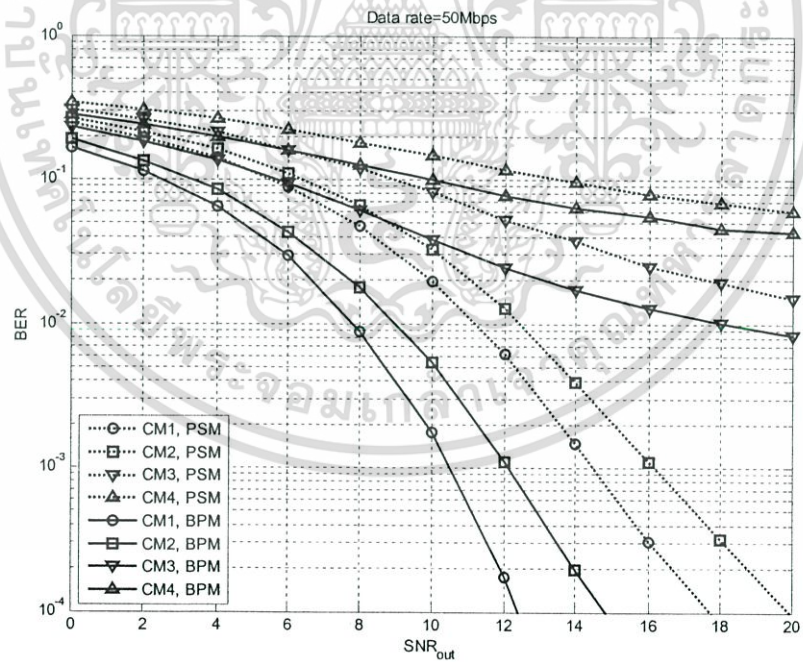
ในรูปที่ 4.2-4.4 แสดงอัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของคิฟเฟอเรนเชียลเทคชัน โดยใช้สัญญาณพีเอสเอ็มเทียบกับบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, 50Mbps และ 100Mbps บนช่องสัญญาณ CM1-CM4



รูปที่ 4.1 อัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของคิฟเฟอเรนเชียลเทคชันและแมตซ์ฟิลเตอร์โดยใช้สัญญาณพีเอสเอ็มเทียบกับบีพีเอ็ม โดยมีสัญญาณรบกวนแบบ AWGN

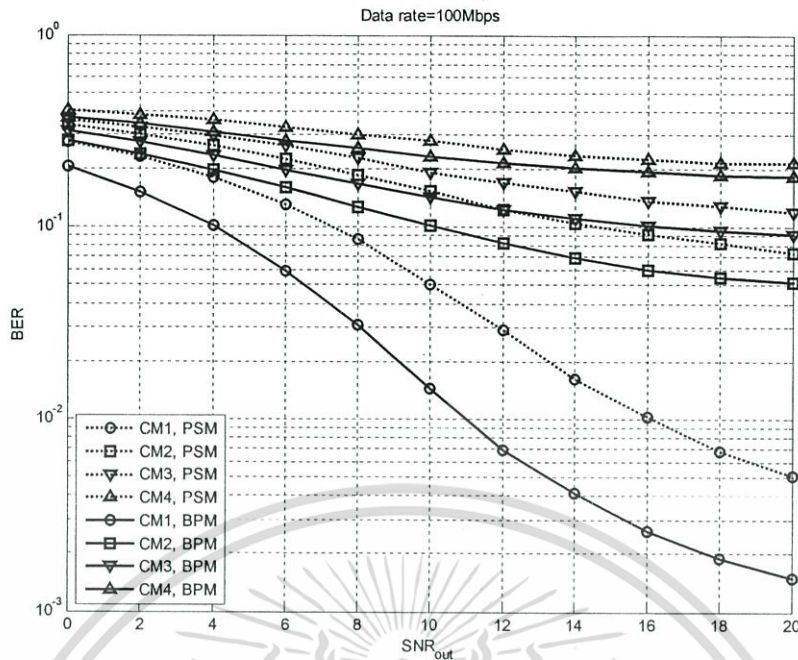


รูปที่ 4.2 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลของดีเฟอเรนเชียลซีทีเทคชั้น โดยใช้สัญญาณพีเอสเอ็ม เทียบกับบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps บนช่องสัญญาณ CM1-CM4



รูปที่ 4.3 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลของดีเฟอเรนเชียลซีทีเทคชั้น โดยใช้สัญญาณพีเอสเอ็ม เทียบกับบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps บนช่องสัญญาณ CM1-CM4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

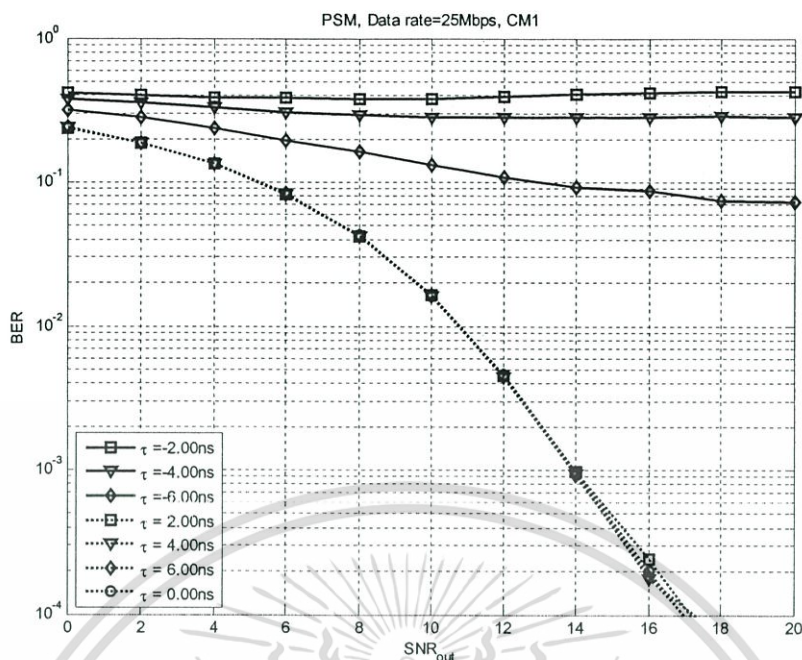


รูปที่ 4.4 อัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของคิเฟอเรนเชียลเทคชัน โดยใช้สัญญาณพีเอสเอ็ม เทียบกับบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 100Mbps บนช่องสัญญาณ CM1-CM4

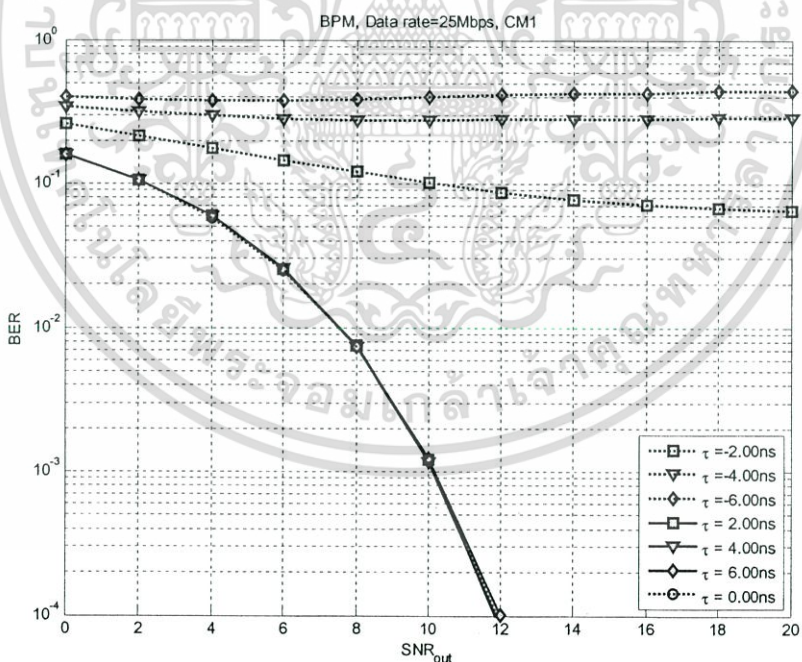
ในรูปที่ 4.5-4.10 แสดงอัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของคิเฟอเรนเชียลเทคชันที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์โดยใช้สัญญาณพีเอสเอ็มและบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps, 50Mbps และ 100Mbps บนช่องสัญญาณ CM1 การซิงโครไนซ์ที่ไม่สมบูรณ์จะเทียบจากเปอร์เซ็นต์ของการไปเลื่อนจาก $\tau = 0.00\text{ns}$ ไป 5%, 10% และ 15% ดังนั้นที่อัตราเร็วข้อมูลต่างกันจะแสดงค่าการซิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์ที่ไม่เท่ากัน สำหรับการจำลองแบบนี้ใช้อัตราการสุ่มตัวอย่าง $1/0.05\text{ns}$

จากตารางที่ 3.3 ในบทที่ 3 ที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps ซิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์ 5%, 10% และ 15% จะได้ค่า $\tau = \pm 1.00\text{ns}$, $\pm 2.00\text{ns}$ และ $\pm 3.00\text{ns}$ ตามลำดับในทำนองเดียวกันนี้ที่อัตราเร็ว 25Mbps และ 100Mbps จะมีค่า τ ที่แตกต่างกัน

สำหรับรูปที่ 4.11-4.16 แสดงอัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของคิเฟอเรนเชียลเทคชันที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์โดยใช้สัญญาณพีเอสเอ็มและบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps บนช่องสัญญาณ CM2-CM4

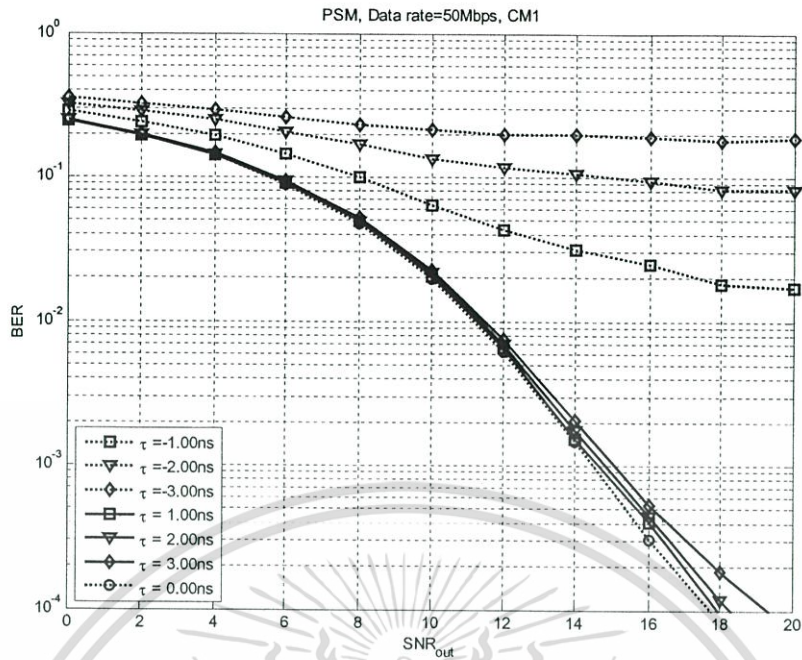


รูปที่ 4.5 อัตราบิดผิดพลาดของคิฟเฟอเรนเชียลทีเทคชันที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์ โดยใช้สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps บนช่องสัญญาณ CM1

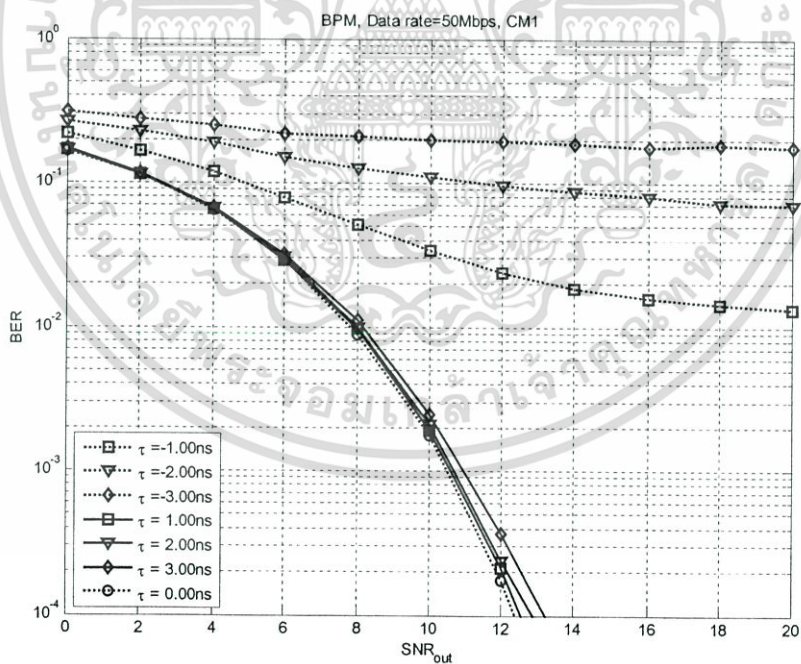


รูปที่ 4.6 อัตราบิดผิดพลาดของคิฟเฟอเรนเชียลทีเทคชันที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์ โดยใช้สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 25Mbps บนช่องสัญญาณ CM1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

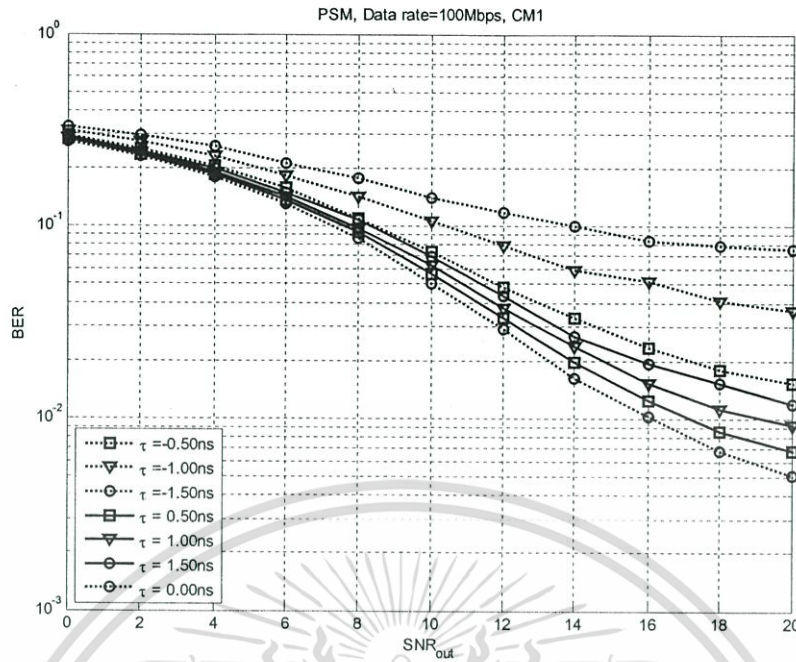


รูปที่ 4.7 อัตราบิดผิดพลาดของคิฟเฟอเรนเชียลเทคชั้นที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์ โดยใช้สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps บนช่องสัญญาณ CM1

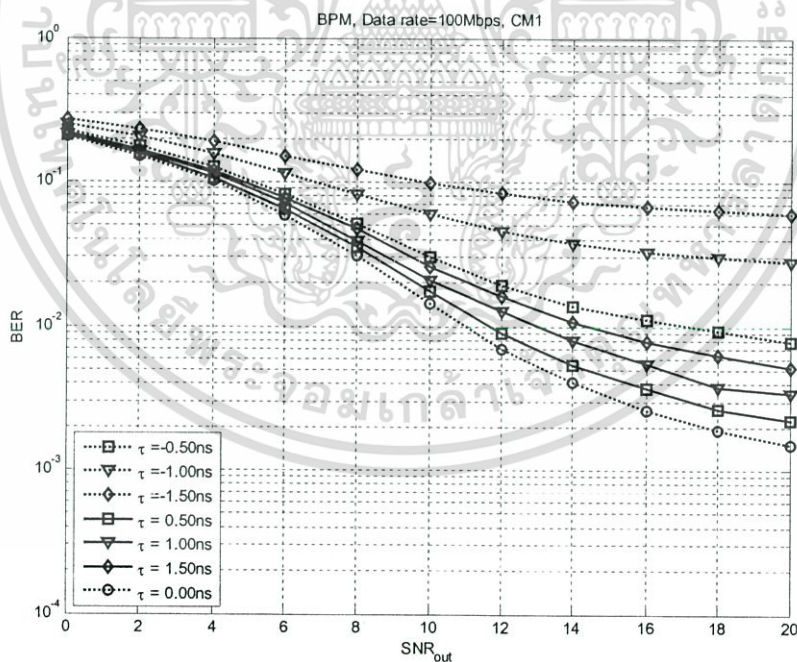


รูปที่ 4.8 อัตราบิดผิดพลาดของคิฟเฟอเรนเชียลเทคชั้นที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์ โดยใช้สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps บนช่องสัญญาณ CM1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

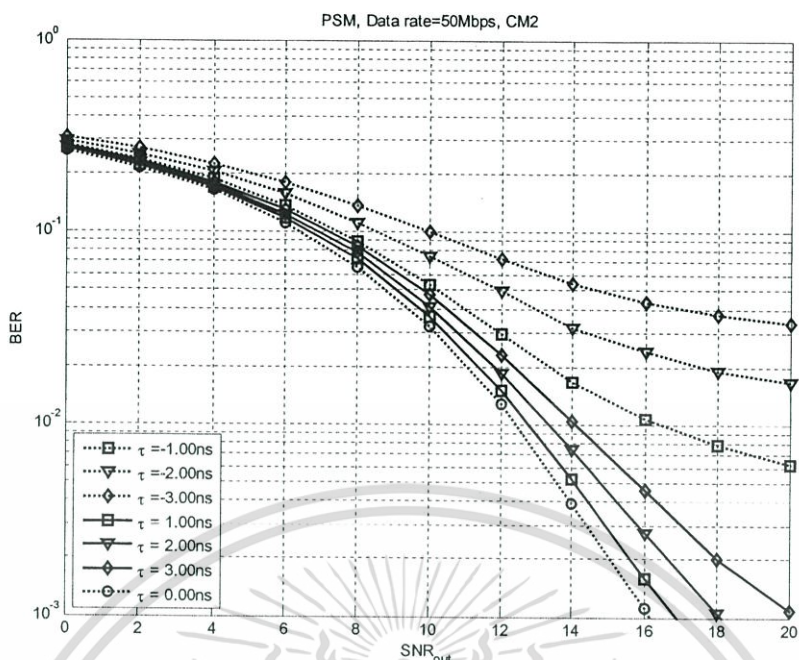


รูปที่ 4.9 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลของดิฟเฟอเรนเชียลดีเทคชันที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์ โดยใช้สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 100Mbps บนช่องสัญญาณ CM1

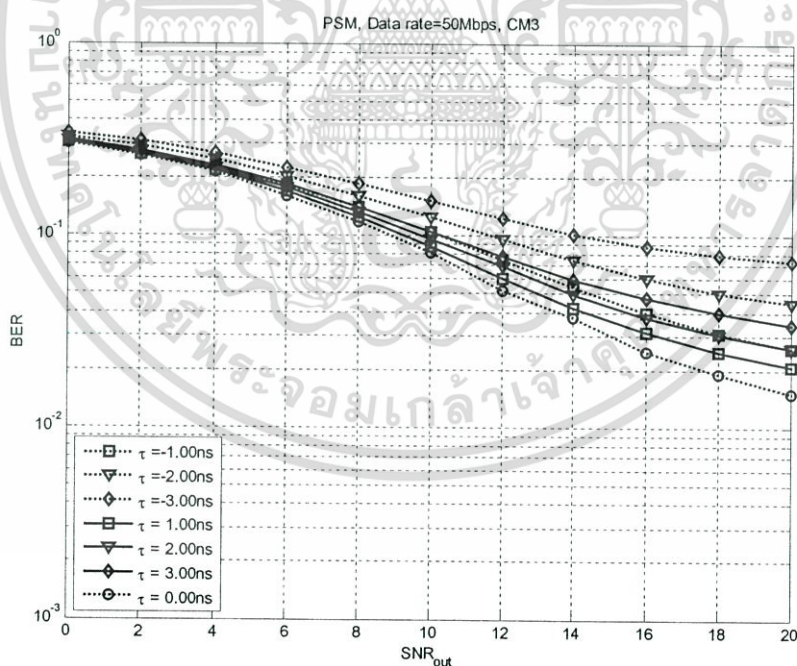


รูปที่ 4.10 อัตราบิดผิดพลาดของข้อมูลของดิฟเฟอเรนเชียลดีเทคชันที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์ โดยใช้สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 100Mbps บนช่องสัญญาณ CM1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

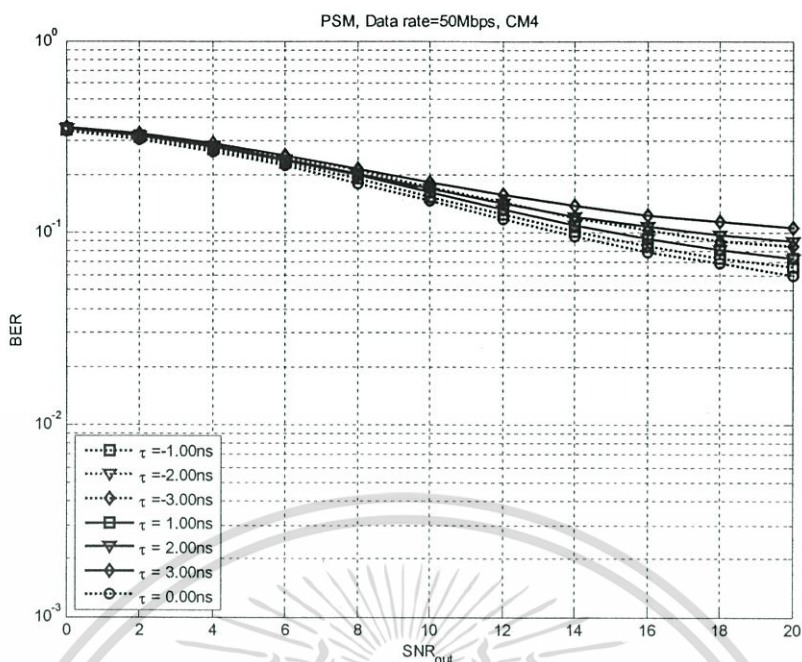


รูปที่ 4.11 อัตราบิดผิดพลาดของคิฟเฟอร์นเซียลดีเทคชั่นที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์ โดยใช้สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps บนช่องสัญญาณ CM2

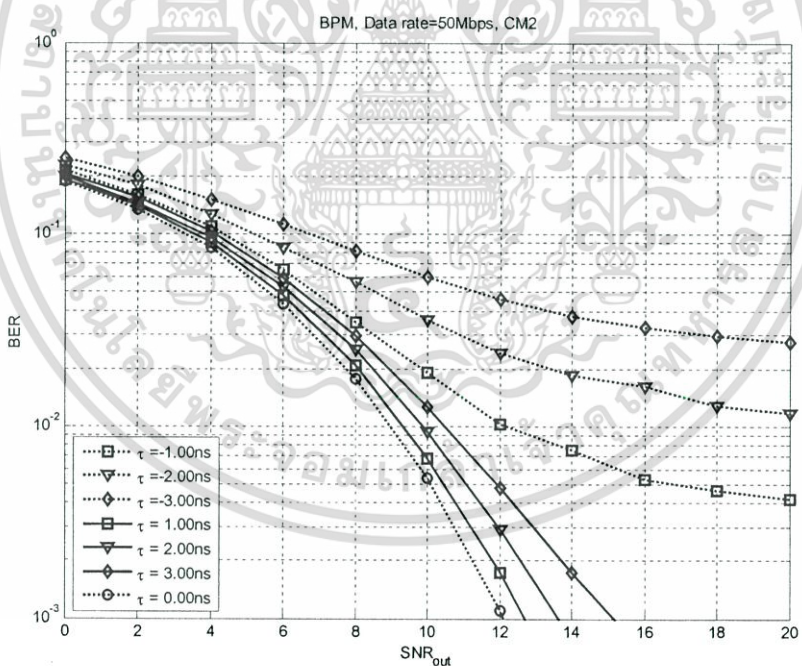


รูปที่ 4.12 อัตราบิดผิดพลาดของคิฟเฟอร์นเซียลดีเทคชั่นที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์ โดยใช้สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps บนช่องสัญญาณ CM3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

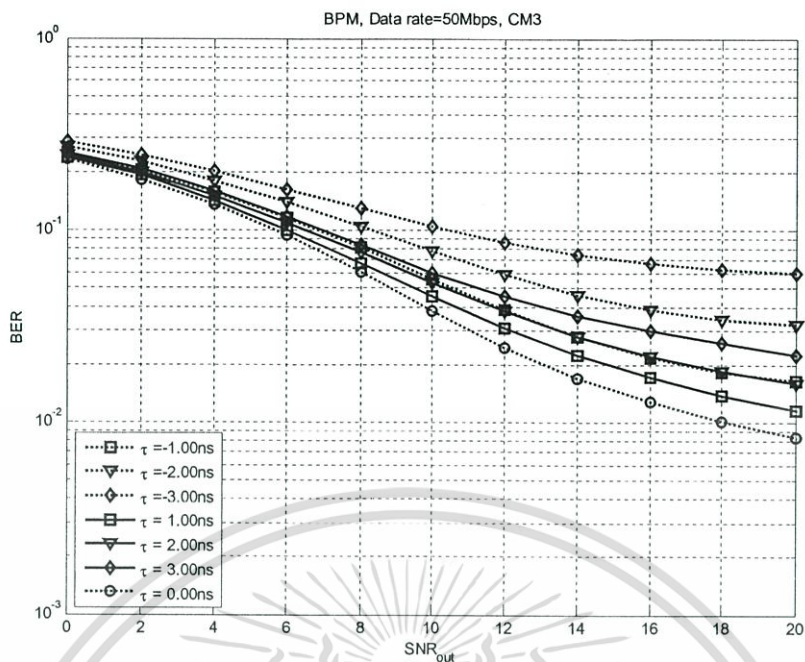


รูปที่ 4.13 อัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของคิเฟออเรนเชียลคิตเทคชั้นที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบรูณ์ โดยใช้สัญญาณพีเอสเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps บนช่องสัญญาณ CM4

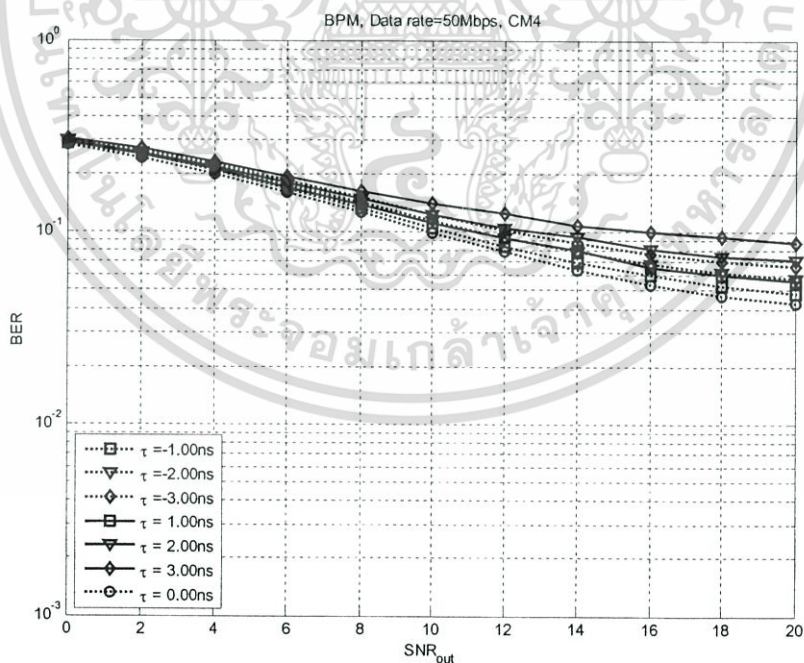


รูปที่ 4.14 อัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของคิเฟออเรนเชียลคิตเทคชั้นที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบรูณ์ โดยใช้สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps บนช่องสัญญาณ CM2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 อัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของคิฟเฟอร์นเซียลดีเทคชั่นที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์ โดยใช้สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps บนช่องสัญญาณ CM3



รูปที่ 4.16 อัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของคิฟเฟอร์นเซียลดีเทคชั่นที่ซิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์ โดยใช้สัญญาณบีพีเอ็มที่อัตราเร็วข้อมูล 50Mbps บนช่องสัญญาณ CM4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้แสดงการวิเคราะห์สมรรถนะของคิฟเฟอเรนเชียลเทคชันด้วยสัญญาณพีเอสเอ็มเทียบกับบีพีเอ็มสำหรับระบบการสื่อสารอัลตราไวด์แบนด์ภายในอาคารบนช่องสัญญาณมัลติพาท จากผลการทดลองในบทที่ 4 จะเห็นว่าทุกกราฟของบีพีเอ็มเมื่อเทียบกับพีเอสเอ็มแล้วพบว่าอัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของบีพีเอ็มน้อยกว่าอัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของพีเอสเอ็มนั่นหมายถึงอัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของสัญญาณชั่วคราวจะน้อยกว่าอัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของสัญญาณตั้งฉากทุกกรณีโดยที่อัตราบิดผิดพลาดข้อมูลเดียวกันจะพบว่ามีเอสเอ็นอาร์ต่างกันประมาณ 3dB

การทดลองนี้พบว่าช่องสัญญาณ CM1 ที่มีค่าอาร์เอ็มเอสการหน่วง (RMS delay) เท่ากับ 5.5691 จะมีอัตราบิดผิดพลาดข้อมูลน้อยกว่า CM4 ที่มีค่าอาร์เอ็มเอสการหน่วงเท่ากับ 19.835 ดังนั้นจะพบว่าเมื่อค่าอาร์เอ็มเอสการหน่วงยิ่งมากจะทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์มากขึ้น ด้วยเหตุนี้จึงทำให้อัตราบิดผิดพลาดข้อมูลที่ CM4 มากกว่าอัตราบิดผิดพลาดข้อมูลของข้อมูล CM1 ของทุกๆอัตราเร็วข้อมูลทั้งพีเอสเอ็มและบีพีเอ็ม

การเกิดขึ้นของการชิงโครไนซ์ไม่สมบูรณ์นั้นทางเครื่องรับต้องเป็นผู้ทำการชิงโครไนซ์สัญญาณเอง ซึ่งการทดลองนี้เพียงแค่แสดงผลของการชิงโครไนซ์ที่ไม่สมบูรณ์เกิดขึ้น จากการทดลองดังตัวอย่างในรูปที่ 4.9 และรูปที่ 4.10 จะพบว่าค่า $\tau = 0.00\text{ns}$ จะมีอัตราบิดผิดพลาดน้อยที่สุดเนื่องจากการชิงโครไนซ์ที่สมบูรณ์ที่สุดและจะพบอีกว่าค่า τ ที่เป็นบวกจะมีอัตราบิดผิดพลาดน้อยกว่าที่เป็นลบที่อัตราเร็วข้อมูลเดียวกัน

สำหรับคิฟเฟอเรนเชียลเทคชันมีข้อดีตรงที่สร้างง่ายไม่จำเป็นต้องวัดช่องสัญญาณก็สามารถตีเทคบิตข้อมูลได้เพียงแค่มองความต่างของสัญญาณในเชิงตั้งฉากคล้ายพีเอสเอ็มและในเชิงชั่วคราวหรือบีพีเอ็ม แต่อย่างไรก็ตามการจากการทดลองจะช่วยให้เราทราบว่า การส่งข้อมูลที่อัตราเร็วที่น้อยลงช่วยลดอัตราบิดผิดพลาดลงได้หรือเลือกส่งข้อมูลที่ใกล้ในระยะ 0-4 เมตรในแนวสายตามองเห็นได้ (LOS) ดัง CM1 ก็สามารเพิ่มสมรรถนะการสื่อสารได้เช่นเดียวกัน เนื่องจากอัลตราไวด์แบนด์ตามมาตรฐาน IEEE802.15.3a ถูกออกแบบมาเพื่อการสื่อสารระยะใกล้อยู่แล้ว โดยทั่วไปนั้นระบบการสื่อสารที่ไม่ซับซ้อนจะช่วยให้ผู้ผลิตลดต้นทุนได้

บรรณานุกรม

- [1] S. Kazimierz and M. Debra, **Ultra-Wideband Radio Technology**, England: John Wiley & Sons Ltd, 2004.
- [2] J.D. Taylor, **Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems**, USA : CRC Press, 1995.
- [3] B. Heile, **IEEE 802.15 Working Group for WPAN**, [Online]. Available :<http://grouper.ieee.org/groups/802/15/>,2001
- [4] O. Ian, H. Matti and I. Jari, **UWB Theory and Applications**, England : John Wiley & Sons Ltd, 2004.
- [5] M. Ghavami, L.B. Michael and R. Kohno, **“Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering”**, Great Britain : John Wiley & Sons, Ltd, 2004.
- [6] P. Prommasuksakul, P. Supanakoon, S. Promwong and J. Takada, **“Power Spectral Density Analysis of Ultra Wideband Signal Using Pulse Shape Modulation”**, ECTI-CON 2007, pp. 880-883, 2007.
- [7] M. Ho, V.S. Somayazulu, J. Foerster, and S. Roy, **“A Differential Detector for Ultra-Wideband Communication System”**, IEEE Vehicular Technology Conference 2002, vol. 4, pp. 1896-1900, May 2002.
- [8] J. Foerster, **“UWB channel modeling sub-committee report final”**, IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), Feb. 2003.
- [9] J.G. Proakis, M. Salehi and G. Bauch, **“Contemporary Communication Systems using MATLAB® and Simulink®. 2nd ED.”**, Canada : Thomson Learning, Inc, 2004.
- [10] P. Prommasuksaku I, P. Supanakoon, S. Promwong and J. Takada, **“Power Spectral Density of UWB PSM Signal”**, Thammasat Int. J. Sc. Tech., Vol. 12, No. 4, pp.74-80 ,October-December2007.
- [11] N. Boubaker and K.B. Letaief, **“Biorthogonal Pulse Shape Modulation For Ultra-Wideband Wireless Communications”**, IEEE Communications Society Globecom, Vol.6, pp.3493-3497, 29 Nov.-3 Dec 2004.
- [12] L.Wu and A.Vosoughi, **“Biorthogonal Pulse Shape Modulation for IR-UWB Systems over Fading Channels”**, IEEE Trans. SPAWC, pp. 191-195, July 2008.
- [13] C.C. Woo and S.H. Dong, **“On the Performance of Bi-Phase Modulated UWB Signals in a Multipath Channel”** IEEE Vehicular Technology Conference, pp. 1654-1658, April

- [14] K.K. Ghassan, “**Differentially Coherent Detection of MSK**” IEEE Trans. Communications, Vol.2, pp.730-734, June 1988.
- [15] H. Hiromasa, T. Toshio and H. Takaaki, “**A Synchronization System with Differential Detector for the SS-CSC System**” IEEE Personal Indoor and Mobile Radio Communications, Vol.3, pp.835-839, Sept 1997.
- [16] H.W. JACK, “**Differential Detection with Intersymbol Interference and Frequency Uncertainty**” IEEE Transactions on Communications, Vol. 32, pp.25-33, January 1984.
- [17] S. Faten, P. Ramesh, B. Ammar, “**New Multiple Access Frame Differential DS-UWB System**” IEEE Broadband Networks, Vol. 2, pp.240-244, Oct 2005.
- [18] D.R. Marco, G. Fabio, S. Fortunato and T. Valerio, “**Performance Analysis of Differential Receivers in Synchronous Shared Environments**” IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Vol. 4, pp.2115-2120, April 2006.
- [19] H. Ning and T. Cihan, “**Performance Analysis of Non-Coherent UWB Receivers at Different Synchronization Levels**” IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 5, pp.1267-1273, July 2006.
- [20] A.F. Molisch, D. Cassioli, C.C. Chong, S.Emami, A. Fort, B. Kannan, J. Karedal, J. Kunisch, H.G. Schantz, K. Siwiak and M.Z. Win, “**A Comprehensive Standardized Model for Ultrawideband Propagation Channels.**” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 54, pp.3151-3166, Nov 2006.
- [21] A.F. Molisch, “**Channel Models for Ultrawideband Personal Area Networks.**” IEEE Wireless Communications, Vol. 10, pp.14-20, Dec 2003.
- [22] J. Foerster, “**S-V model Script.**” IEEE P802.15-02/335r0-SG3a; <http://ieee802.org>
- [23] J. Foerster, and Q. Li, “**UWB Channel Modeling Contribution from Intel.**” IEEE P802.15-02/279r0-SG3a; <http://ieee802.org>
- [24] C.C. Chin, “**Channel Model Parameterization of the Indoor Residential Environment.**” IEEE P802.15-04-0290-00-004a; <http://ieee802.org>
- [25] C.Chong, Y. Kim and S. Lee, “**A Modified S-V Clustering Channel Model for the UWB Indoor Residential Environment**” IEEE Vehicular Technology Conference, Vol. 1, June 2005.
- [26] A.F. Molisch, J.R. Foerster, “**Channel Models For Ultrawideband Personal Area Networks**” IEEE Wireless Communications, Vol. 10, pp.14-2158, December 2003.

- [27] S.S. Ghassemzadeh, R. Jana, C.W. Rice, W. Turin and V. Tarokh, **“Measurement and Modeling of an Ultra-Wide Bandwidth Indoor Channel”** IEEE Transactions On Communications, Vol. 52, pp.1786-1796, October 2004.
- [28] D. Wang, D. Liu and G. Yue, **“A Novel Modification Method for IEEE802.15.3a Channel Model”** IEEE Joint UWBST & IWUWBS, pp.86-90, May 2004.
- [29] B.M. Donlan, S. Venkatesh, V.R. Bharadwaj, R.M. Buehrer and J. Tsai, **“The Ultra-Wideband Indoor Channel”** IEEE Vehicular Technology Conference, Vol. 1, pp.208-212, May 2004.
- [30] S.S. Ghassemzadeh, L.J. Greenstein, and V. Tarokh, **“The Ultra-Wideband Indoor Multipath Model”** IEEE P802.15-02/282r1-SG3a; <http://ieee802.org>
- [31] P. Marco, J.M.J. Gerard and W. Klaus, **“Delay Hopping and Chip Codes Design for a Frame Differential UWB Autocorrelation Receiver”** IEEE Transactions on Communications, Vol. 1, pp417-422, May 2005.
- [32] L. Hung-Quoc and W.P. Siriwongpairat and K.J. Ray Liu, **“Performance Analysis of Multiband OFDM UWB Systems With Imperfect Synchronization and Intersymbol Interference”** IEEE Selected Topics in Signal Processing, Vol.1, pp.521-534, Oct. 2007.
- [33] Z. Rongrong and D.Xiaodai, **“Synchronization and Integration Region Optimization for UWB Signals with Non-coherent Detection and Auto-correlation Detection”** IEEE Transactions on Communications, Vol. 56, pp.790-798, May 2008.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Following is the Matlab code that was used to generate the channel model realizations.

```
% S-V channel model generation
clear;
% S-V model parameters
Lam=0.0667;      % Cluster arrival rate
lambda=3;       % Ray arrival rate
Gam=14.93;      % Cluster decay factor
gamma=7.03;     % Ray decay factor
ts=0.167;      % sampling time (nsec)
std_ln=4.8;     % total std of log-normal shadowing for each multipath arrival
std_ln_1=4.8/sqrt(2); % Standard deviation of log-normal variable associated with Clusters
std_ln_2=4.8/sqrt(2); % Standard deviation of log-normal variable Rays within a cluster
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);
for k=1:num_channels
if(mod(k,10)==0)
    k
end;
% Determine Cluster arrivals
Tc=0;          % First cluster arrival occurs at time 0
% Tc=(std_L*randn)^2+(std_L*randn)^2; % allow for random first arrival
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_temp=std_ln_1*randn;          % Cluster shadowing
    ln_rv=mu+std_ln_1*randn+ln_rv_temp; % first cluster arrival fading
    % 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_2*randn+ln_rv_temp; % Ray fading
% 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(:,k)=imp_response(:,k)/sqrt(imp_response(:,k)*imp_response(:,k));
% determine excess delay
sq_imp_response=imp_response(:,k).^2;
max_tap=floor((10*Gam+10*gamma)/ts)+1;
t=(0:(max_tap-1))*ts;
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(:,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;
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)
grid
title('Impulse response realizations')
% axis([0 50 -0.5 0.5])
xlabel('Delay (nsec)')
ylabel('Amplitude')
figure(2)
plot(excess_delay)
grid
title('Excess delay')
xlabel('Multipath realization number')
ylabel('Excess delay (nsec)')
figure(3)
plot(RMS_delay)
grid
title('RMS delay')
xlabel('Multipath realization number')
ylabel('RMS Delay (nsec)')
figure(4)
plot(num_sig_paths)
grid
title('Number of significant paths > 10 dB from peak')
xlabel('Multipath realization number')
ylabel('Number of significant paths')
figure(5)
plot(num_sig_e_paths)
grid
title('Number of significants capturing > 85% energy')
xlabel('Multipath realization number')
ylabel('RMS Delay (nsec)')

```

```

temp_average_power=sum(imp_response.*(imp_response))/num_channels;
temp_average_power=temp_average_power/max(temp_average_power);
average_decay_profile_dB=10*log10(temp_average_power);
figure(6)
plot(t,average_decay_profile_dB)
grid
title('Average Power Decay Profile')
% axis([0 20 -20 0])
xlabel('Delay (nsec)')
ylabel('Average power (dB)')
figure(7)
plot(t,imp_response(:,1))
grid
title('Example impulse response realization')
axis([0 100 -0.5 0.5])
xlabel('Delay (nsec)')
ylabel('Amplitude')
% save sv_channel2_90402 imp_response excess_delay RMS_delay num_sig_paths num_sig_e_paths
average_decay_profile_dB t;

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วิศวกรรมสาร มข.

KKU ENGINEERING JOURNAL



ปีที่ 36 ฉบับที่ 2

ISSN 0125-8273

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

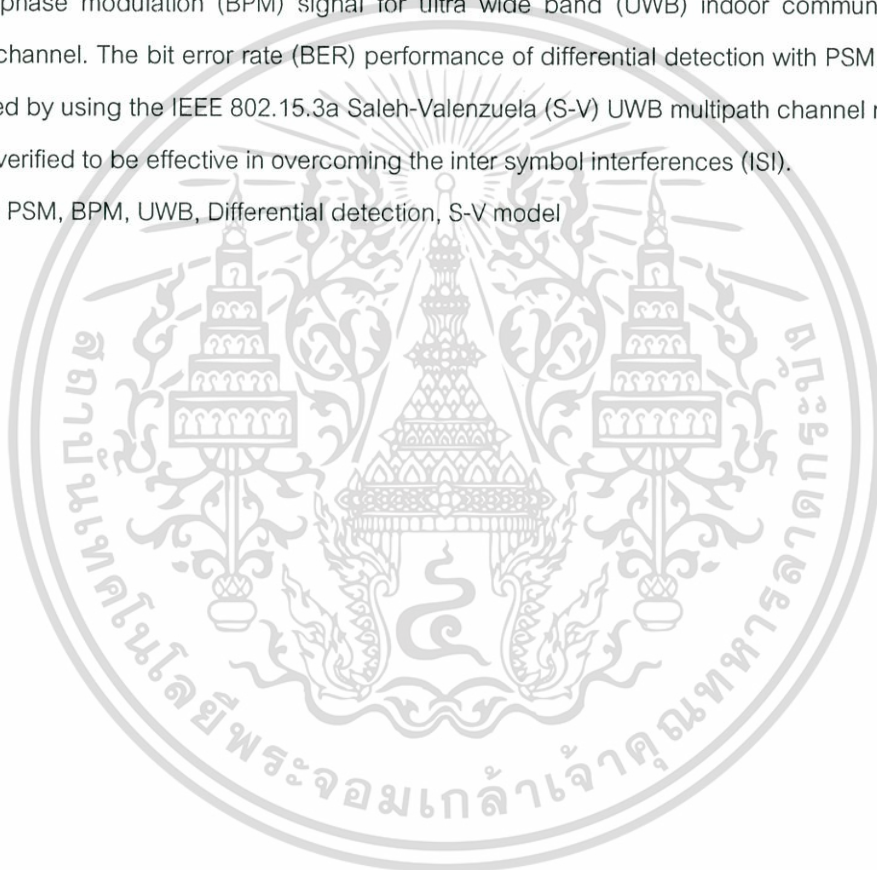
Performance of Differential Detection with PSM versus BPM Signal for UWB Indoor Communication System over Multipath Channel

Chanyuth Chanatrirattanaphan¹ and Phichet Moungnoul²

Abstract

In this paper, we analyzed the performance of differential detection with pulse shape modulation (PSM) versus bi-phase modulation (BPM) signal for ultra wide band (UWB) indoor communication system over multipath channel. The bit error rate (BER) performance of differential detection with PSM and BPM signal are investigated by using the IEEE 802.15.3a Saleh-Valenzuela (S-V) UWB multipath channel model. The data rate has been verified to be effective in overcoming the inter symbol interferences (ISI).

Keywords: PSM, BPM, UWB, Differential detection, S-V model



¹ Post graduated Students, Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabung, Bangkok 10520, E-mail: chanyuth.c@hotmail.com

² Assistant Professor, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabung, Bangkok 10520

Introduction

Ultra wideband (UWB) radio signals employ the transmission of very short impulses of radio energy whose characteristic spectrum signature extends across a wide range of radio frequencies [1]. Much of the increased attention on UWB technology is due to the landmark ruling by the Federal Communications Commission (FCC). In February 2002, the FCC opened up 7,500 MHz of spectrum (from 3.1 GHz to 10.6 GHz) for UWB devices with a peak power-spectral-density (PSD) value of only -41.3dBm/MHz.

The differential detection approach can be a promising solution for attaining low-complexity and energy-efficient receivers. The differential detection is simpler to implement as they do not need channel estimation [3]. Assuming pulse shape modulation (PSM) in differential detection systems, the symbols are differentially encoded, and each received data pulse is correlated with the previous one. Each pulse serves as a template for the next.

In this paper, we analyzed and compared the performance of differential detection for UWB indoor communication system over multipath channel with orthogonal and antipodal signal which were represented by pulse shape modulation and bi-phase modulation (BPM) [1], respectively.

We present the PSM and BPM waveforms, PSM and BPM transmission, high frequency channel model by using Saleh-Valenzuela (S-V) model and the differential detection. Furthermore; we present all system simulation, simulation result and conclusions respectively.

System Models

PSM and BPM Waveforms

The UWB waveforms used for PSM scheme are the orthogonal pair of modulated Gaussian waveforms [2, 6-8]. The orthogonal pair of modulated Gaussian waveforms in time domain, f_0 and f_1 are given by

$$f_0(t) = A_0 e^{-(t/d)^2} \sin(2\pi f_c t) \quad (1)$$

$$f_1(t) = A_1 e^{-(t/d)^2} \cos(2\pi f_c t) \quad (2)$$

Where f_c is the carrier frequency, d is the $1/e$ characteristic decay time, A_0 and A_1 are the maximum amplitudes of waveform envelopes of f_0 and f_1 , respectively.

PSM and BPM Transmission

The PSM and BPM transmission signals are denoted by $s_{PSM}(t)$ and $s_{BPM}(t)$ respectively, if $b(n)$ is binary input and $d(n)$ is Gray/Binary output, then

$$d(n) = d(n-1) \oplus b(n) \quad (3)$$

where $b(n) \in \{0,1\}$, $d(0) = b(0)$, $n = 0,1,2,\dots$

$$s_{PSM}(t) = \begin{cases} f_0(t) & \text{for } d(n)=0 \\ f_1(t) & \text{for } d(n)=1 \end{cases} \quad (4)$$

$$s_{BPM}(t) = \begin{cases} -f_1(t) & \text{for } d(n)=0 \\ f_1(t) & \text{for } d(n)=1 \end{cases} \quad (5)$$

The transmitted signals are given by

$s(t) = s_{PSM}(t)$ of transmitted PSM signal sequence and $s(t) = s_{BPM}(t)$ of transmitted BPM signal sequence respectively.

High-Frequency Channel Model

The HF channel model has been established by the IEEE 802.15.3a standardization group for evaluating various proposals for high data rate UWB communication systems. This model is intended to represent the channel characteristics in the frequency range from 3.1 to 10.6 GHz. It is based on the Saleh-Valenzuela model [4], which represents a "clustering" of the paths. The channel

impulse response is defined as

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$h_l(t) = X_l \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K a_{k,l}^i \delta(t - T_l^i - \tau_{k,l}^i) \quad (6)$$

where $a_{k,l}^i$ is the tap weight associated with the k -th ray of the l -th cluster, X_l represents the log-normal shadowing, and i refers to the i -th realization; K is the number of rays in each cluster, and L is the number of clusters. The distributions of cluster and ray interarrival times, respectively, are given by

$$p_r(T_l | T_{l-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{l-1})], \quad l > 0$$

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

The channel coefficients are defined as $a_{k,l} = p_{k,l} \xi_l \beta_{k,l}$, where $p_{k,l} \in \{+1, -1\}$ is equiprobable and represents the signal inversion due to reflections. The parameter ξ_l reflects the fading associated with the l -th cluster, and $\beta_{k,l}$ corresponds to the fading associated with the k -th ray of the l -th cluster. The distribution of the channel coefficients is given by $|\xi_l \beta_{k,l}| = 10^{(\mu_{k,l} + n_1 + n_2)/20}$, where $n_1 \sim N(0, \sigma_1^2)$ and $n_2 \sim N(0, \sigma_2^2)$ are independent Gaussian random variables corresponding to the fading of each cluster and ray, respectively. The parameters $\mu_{k,l}$ are given by

$$\mu_{k,l} = \frac{10 \ln(\Omega_0) - 10T_l / \Gamma - 10\tau_{k,l} / \gamma}{\ln(10)} - \frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln(10)}{20} \quad (7)$$

Where Ω_0 is the mean energy of the first path in the first cluster, T_l and $\tau_{k,l}$ are the excess delays of cluster l and of the k -th ray in cluster l , respectively. Γ is the clusters' decay constant and γ is the rays' decay constant. Finally, the total energy contained in the terms $\{a_{k,l}^i\}$ is normalized to unity for each realization, because the lognormal shadowing of the total multipath energy is

characterized by X_l , for $20 \log_{10} X_l \sim N(0, \sigma_x^2)$. Based on the work of IEEE 802.15 also recommends a new way of modeling the path-loss. While there is still shadowing superimposed on a polynomial power decay law with the logarithm of distance, the decay exponent n and the shadowing variance σ^2 have now become random variables.

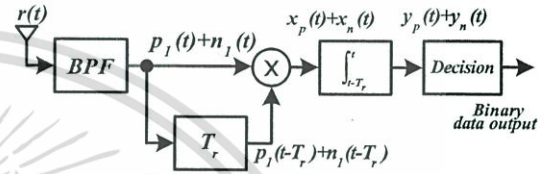


Figure 1: Differential detection

Differential Detection

In this section, the performance of the differential detection [3] in Figure 1 is analyzed with an integrator as shown. The input signal to the receiver is given by $r(t) = s(t) * h(t) + n(t)$, where $s(t) * h(t)$ is the received pulse waveform, and $n(t)$ is AWGN. The received signal is passed through a wideband bandpass filter that has the same impulse response as the transmitter filter, denoted by $h_B(t)$. Hence

$$p_l(t) = [s(t) * h(t)] * h_B(t) \text{ and } n_l(t) = n(t) * h_B(t) = \int n(\tau) h_B(t - \tau) d\tau \quad (8)$$

The noise process $n_l(t)$ has the autocorrelation given by

$$R_{n_l}(\tau) = \frac{N_0}{2} \int h_B(u) h_B(u - \tau) du \quad (9)$$

The receiver BPF output is multiplied with a replica delayed by T_r seconds and the resulting product decomposed into the components $x(t) = x_p(t) + x_n(t)$. Here $x_p(t) = p_l(t) p_l(t - T_r) = p_l^2(t)$, assuming that $p_l(t) = p_l(t - T_r)$ if the different bit input is sent.

$$x_n(t) = p_l(t)[n_l(t) + n_l(t - T_r)] + n_l(t)n_l(t - T_r) \quad (10)$$

The output of the mixer is integrated over a time period T_L , $0 < T_L \leq T_r$ and a decision on the symbol is made every T_r sec. Thus, the output of the integrator, sampled at T_r spaced intervals, can be written as the sum of a signal component

$$y_p(T_L) = \int_0^{T_L} x_p(t) dt, \text{ and a noise component}$$

$$y_n(T_L) = \int_0^{T_L} x_n(t) dt = N_1 + N_2, \quad \text{where}$$

$$N_1 = \int_0^{T_L} p_l(t)[n_l(t) + n_l(t - T_r)] dt, \quad \text{and}$$

$$N_2 = \int_0^{T_L} n_l(t)n_l(t - T_r) dt, \quad y_n(T_L) \text{ is no longer}$$

Gaussian due to the result of the term N_2 . Rather than trying to derive the probability of error for the differential detection, the signal-to-noise ratio (SNR) at the output of the integrator is examined as a function of the integrator length T_L . The noise term $y_n(T_L)$ has a mean given by:

$$\begin{aligned} E\{y_n(T_L)\} &= E\{N_1\} + E\{N_2\} \\ &= \int_0^{T_L} p_l(t)[E\{n_l(t)\} + E\{n_l(t - T_r)\}] dt \\ &\quad + R_{n,n}(T_r)T_L \end{aligned} \quad (11)$$

Clearly, the first of these terms is zero, since $n_l(t)$ is a zero mean random process. The second is also approximately zero, if the impulse response of the BPF has negligible autocorrelation at lag T_r seconds, which holds in situations where the pulse repetition frequency of the UWB signal is small compared with the UWB signal bandwidth. Thus, $E\{y_n(T_L)\} \approx 0$. The variance of $y_n(T_L)$ is then given by

$$E\{y_n(T_L)^2\} \approx E\{N_1^2\} + E\{N_2^2\} + 2E\{N_1N_2\} \quad (12)$$

The first term on the right hand side can be written

as

$$\begin{aligned} E\{N_1^2\} &= \iint_{T_i} p_l(t_1)p_l(t_2) \begin{pmatrix} 2R_{n,n}(t_1 - t_2) \\ + R_{n,n}(t_1 - t_2 + T_r) \\ \cdot R_{n,n}(t_1 - t_2 - T_r) \end{pmatrix} dt_1 dt_2 \quad (13) \\ &= 2 \iint_{T_i} p_l(t_1)p_l(t_2)R_{n,n}(t_1 - t_2) dt_1 dt_2 \end{aligned}$$

based on the previous discussion about $R_{n,n}(\tau)$.

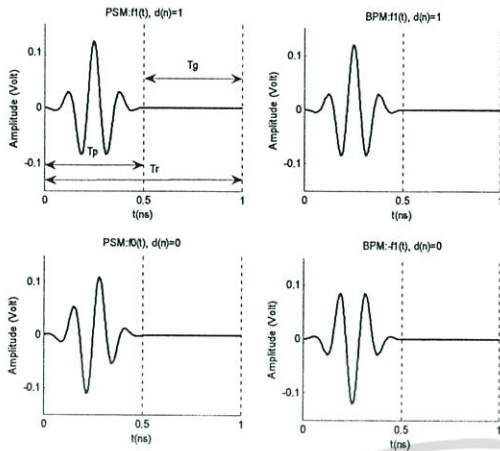
Next,

$$\begin{aligned} E\{N_2^2\} &= \iint_{T_i} E \begin{pmatrix} n_l(t_1)n_l(t_1 - T_r) \\ \cdot n_l(t_2)n_l(t_2 - T_r) \end{pmatrix} dt_1 dt_2 \quad (14) \\ &= \iint_{T_i} \left[R_{n,n}^2(T_r) + R_{n,n}^2(t_1 - t_2) \right. \\ &\quad \left. + R_{n,n}(t_1 - t_2 + T_r)R_{n,n}(t_1 - t_2 - T_r) \right] dt_1 dt_2 \\ &= \iint_{T_i} R_{n,n}^2(t_1 - t_2) dt_1 dt_2 \end{aligned}$$

where the well-known result for the fourth moment of jointly Gaussian variables has been used, and previous arguments about $R_{n,n}(\tau)$ have also been employed in the approximation. The final expression below in (15), along with (13) and (14), allows numerical computation of the output SNR for a given receiver BPF impulse response.

$$SNR_{out} = \frac{y_p^2(T_L)}{Var\{y_n^2(T_L)\}} = \frac{\left[\int_0^{T_L} p_l^2(t) dt \right]^2}{E\{N_1^2\} + E\{N_2^2\}} \quad (15)$$

From (15), we see that as the integration time is increased from zero, more signal energy is gathered, and the SNR_{out} increases initially. However, when the integration time extends past the pulse duration for an AWGN channel, no significant additional signal energy is gathered, while the noise terms, especially N_2 , continue to accumulate, causing the SNR_{out} to decrease.

Figure 2: PSM and BPM signal with $T_g = 0.5\text{ns}$

Simulation

UWB signal design

For the FCC indoor limit spectral mask, the waveform parameters are $A_0 = A_1 = 3.76\text{V}$, $d = 0.11\text{ns}$ and $f_c = 7.34\text{ GHz}$. The fractional bandwidth, occupied bandwidth and average power of these waveforms are 0.84, 6.20 GHz and -62.75dBm, respectively.

Sampling rate is 0.05ns, guard time (T_g) is related to the data rate of the transmitted signal and pulse time (T_p) is 0.5ns, where data rate of transmitted signal is $1/(T_p + T_g)$ bps. For the receiver, PSM bit decision threshold is 0.5 and BPM bit decision threshold is 0. Assume that the BPF is the imaginary bandpass filter by $h_B(t) = 1$.

Table 1: S-V model parameters

Model Parameters	CM 1	CM 2	CM 3	CM 4
A (1/nsec)	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
λ (1/nsec)	3.75	1	3	3
Γ	7.1	5.2	14.93	17
γ	4.37	6.5067	7.03	12
σ (dB)	4.8	4.8	4.8	4.8

Table 2: S-V model characteristics

Model Characteristics	CM 1	CM 2	CM 3	CM 4
Mean excess delay (ns)	5.2737	9.8188	15.705	22.198
RMS delay (ns)	5.5691	8.2946	14.792	19.835
NP10dB	19.3	20.65	33.69	50.84
NP (85%)	24.71	34.98	62.46	99.86

The model characteristic CM1 is based on LOS (0-4m), CM2 is based on NLOS (0-4m), CM3 is based on NLOS (4-10m) and CM4 was generated to fit a 20 ns RMS delay spread to represent an extreme multipath channel.

Simulation Results

From now on, we provide the BER performance results of the proposed differential detection with PSM and BPM signal by adjustable guard-time (data rate), in the modified S-V multipath channel.

Figure 3 and 4 illustrate the received PSM and BPM signals at the receiver data rate =25Mbps, CM1, $E_b/N_0=30\text{dB}$, $y(t)$ is the output of integrator for decision bit output. This showed the differential amplitude of BPM is longer than of PSM.

Figure 5 shows the BER performance of a differential detection with PSM versus BPM by varying channel model CM1-CM4 at data rate of 25 Mbps. While the BER performance at the data rate of 50, 100 and 150Mbps are shown in figure 6-8, respectively.

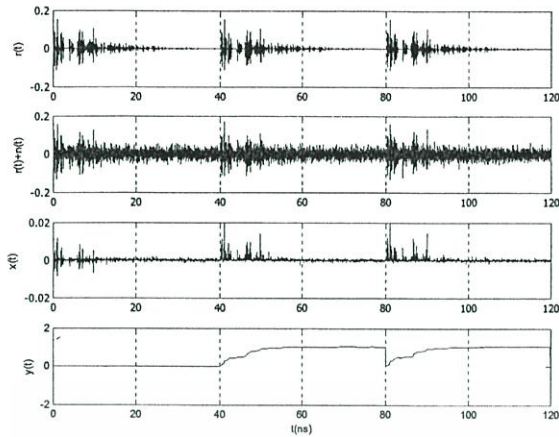


Figure 3: Received PSM signals at the receiver data rate =25Mbps, CM1, Eb/No=30dB

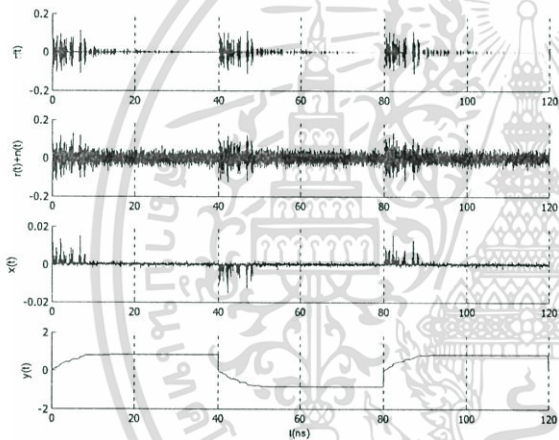


Figure 4: Received BPM signals at the receiver data rate =25Mbps, CM1, Eb/No=30dB

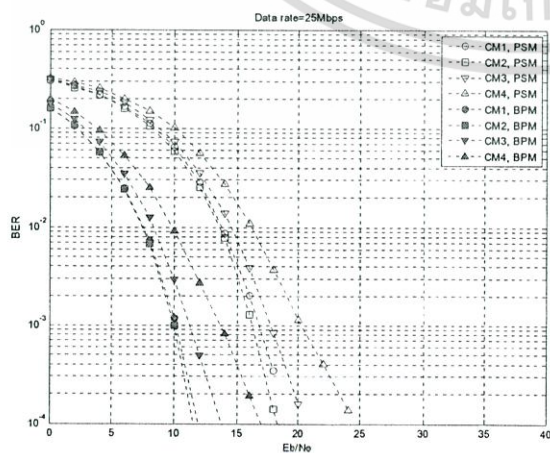


Figure 5: BER performance of PSM and BPM with data rate 25Mbps, CM1-4

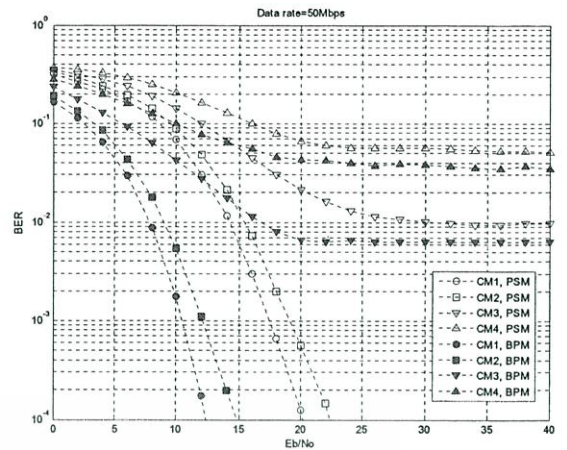


Figure 6: BER performance of PSM and BPM with data rate 50Mbps, CM1-4

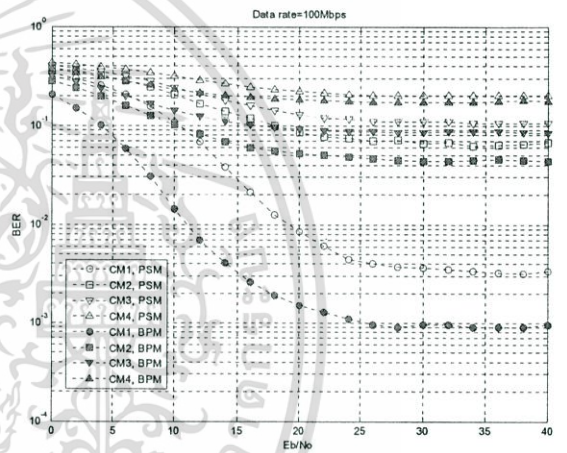


Figure 7: BER performance of PSM and BPM with data rate 100Mbps, CM1-4

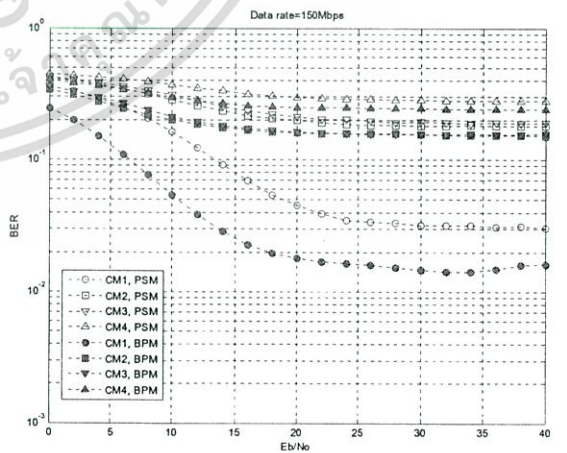


Figure 8: BER performance of PSM and BPM with data rate 150Mbps, CM1-4

Conclusions

In this paper, it was shown that the performance of differential detection with PSM versus BPM signal has been proposed for UWB indoor communication system. The BER of BPM (antipodal signal) is lower than PSM (orthogonal signal) because the BPM symbol distance between bit "0" and bit "1" is longer than PSM symbol distance 2 times.

The BER of the differential detection with BPM and PSM is depended on data rate which the low data rate has better BER than the high data rate because the ISI highly impacts in the sequence which is the lowest guard time. The simple implementation is the strong point of the differential detection which doesn't need channel estimation for equalizing UWB signal. However, the BER performance that was affected from ISI can be improved by decreasing data rate or selecting BPM for communication instead of PSM.

In the future, we intend to analyze the proposed combination between BPM and PSM for increasing data rate. It is possible to assign different pulse shapes of each M-ary for increasing the data rate with the same environment.

References

- M. Ghavami, L.B.Michael and R.Kohno "Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering", Great Britain : John Wiley & Sons, Ltd. 2004.
- P.Prommasuksakul, P.Supanakoon, S.Promwong and J.Takada, "Power Spectral Density Analysis of Ultra Wideband Signal Using Pulse Shape Modulation", ECTI-CON 2007. 2007, pp. 880-883.
- M.H.Lo, V.S.Somayazulu, J.Foerster, and S.Roy, "A Differential Detector for Ultra-Wideband Communication System", IEEE. 2002, pp. 1896-1900.
- J. Foerster, "UWB channel modeling sub-committee report final", IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), Feb. 2003.
- J.G.Proakis, M.Salehi and G.Bauch "Contemporary Communication Systems using MATLAB® and Simulink®. 2nd ED.", Canada : Thomson Learning, Inc. 2004.
- P.Prommasuksakul, P.Supanakoon, S.Promwong and J.Takada, "Power Spectral Density of UWB PSM Signal", Thammasat Int. J. Sc. Tech., Vol. 12, No. 4, October-December 2007, pp.74-80.
- N.Boubaker and K.B.Letaief, "Biorthogonal Pulse Shape Modulation For Ultra-Wideband Wireless Communications", IEEE Communications Society Globecom 2004, pp.3493-3497.
- L.Wu and A.Vosoughi, "Biorthogonal Pulse Shape Modulation for IR-UWB Systems over Fading Channels", SPAWC 2008. IEEE, pp. 191-195.

ประวัติผู้เขียน

นายชาญยุทธ ชนะตรีรัตนพันธุ์ เกิดเมื่อวันที่ 1 สิงหาคม พ.ศ.2522 ที่จังหวัดนครสวรรค์ เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2547 โดยในปี พ.ศ. 2550 เป็นผู้ได้รับทุนจาก บ.กสท โทรคมนาคมจำกัด(มหาชน) ตามประกาศบริษัทฯ ลว. 15 มิ.ย. 50 ให้ศึกษาต่อระดับปริญญาโท วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม ณ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปัจจุบันทำงานที่ บ.กสทโทรคมนาคมจำกัด(มหาชน) ฝ่ายควบคุมโครงข่าย ส่วนประสานงานและบริหารโครงข่าย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้