

การมอดูเลทแบบตำแหน่งพัลส์สำหรับระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรด

PULSE POSITION MODULATION FOR WIRELESS INFRARED
COMMUNICATION SYSTEM



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2547

ISBN 974-151-031-4

การมอดูเลทแบบตำแหน่งพัลส์สำหรับระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรด

PULSE POSITION MODULATION FOR WIRELESS INFRARED
COMMUNICATION SYSTEM



เจษฎา สาททอง

JESADA SARTTHONG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2547

ISBN 974-151-031-4

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... 51894

วัน,เดือน,ปี..... 4 ส.ค. 2547

.b.....
.i.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**PULSE POSITION MODULATION FOR WIRELESS INFRARED
COMMUNICATION SYSTEM**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2004

ISBN 974-151-031-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2004

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES


KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การมอดูเลตแบบตำแหน่งพัลส์สำหรับระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรด
PULSE POSITION MODULATION FOR WIRELESS INFRARED
COMMUNICATION SYSTEM

ชื่อนักศึกษา นายเจษฎา สาททอง
รหัสประจำตัว 44061723
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร.สุทธิชัย นพนาถิพงษ์

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์	ลายมือชื่อ
รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ	
รศ.ดร.วิภา แสงพิสิทธิ	
ดร.พรชัย ทร์พจน์ธิ	
รศ.สมยศ จุณณะปิยะ	
ผศ.ดร.สุทธิชัย นพนาถิพงษ์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ 19 พฤษภาคม 2547 เวลา 11.30-13.30 น.

สถานที่สอบ อาคาร 12 ชั้น 4 (ห้อง E12-404)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(ผศ.ดร.จารุวัตร เจริญสุข)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่.....15.....เดือน.....พ.ศ.....2547.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การมอดูเลทแบบตำแหน่งพัลส์สำหรับระบบสื่อสารไร้สาย อินฟราเรด
นักศึกษา	นายเจษฎา สาททอง
รหัสประจำตัว	44061723
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2547
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร. สุทธิชัย นพนาศิพงษ์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอถึงการวิเคราะห์สมรรถนะ และประสิทธิภาพของการมอดูเลทแบบตำแหน่งพัลส์สำหรับระบบสื่อสาร ไร้สายอินฟราเรด ซึ่งเป็นระบบสื่อสารแบบดิจิทัลที่ถูกคิดค้นและออกแบบมาเพื่อให้เหมาะสำหรับภายในอาคารหรือสำนักงาน โดยใช้คลื่นย่านอินฟราเรดเป็นตัวส่งผ่านข้อมูลในระบบ ซึ่งคุณลักษณะของพัลส์คลื่นอินฟราเรดที่ถูกมอดูเลทแบบตำแหน่งพัลส์จะส่งผ่านช่องสัญญาณที่พิจารณาในรูปของค่าความเข้มกำลังงานคลื่น (Intensity Modulation) และภาครับจะดีเทคพัลส์คลื่นอินฟราเรดแบบตรง (Direct Detection) ส่วนสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณให้เป็นแบบ AWGN (Additive White Gaussian Noise) นอกจากนี้ยังรวมถึงการสูญเสียที่เกิดขึ้น ในช่องสัญญาณ (Path Loss) ระบบสื่อสาร ไร้สายอินฟราเรดที่พิจารณาจะแบ่งออกเป็น 2 ระบบใหญ่ๆ คือระบบแบบ Line of sight (LOS) และระบบแบบ Diffuse link (Diffuse) ส่วนเทคนิคการมอดูเลทแบบตำแหน่งพัลส์ที่พิจารณา ก็จะแบ่งออกเป็น 3 รูปแบบด้วยเช่นกัน คือ 1 แบบ L-PPM (L-Pulse Position Modulation) 2 แบบ L-DPPM (L-Differential Pulse Position Modulation) และ 3 แบบ [N K] MPPM (Multi Pulse Position Modulation) โดยทั้งหมดจะเปรียบเทียบกับมอดูเลทแบบ OOK (On Off Keying) เพื่อดูประสิทธิภาพด้านกำลังงานของสัญญาณและแบนด์วิดท์ที่ใช้งาน และท้ายสุดเป็นการหาค่าอัตราการผิดพลาดเฉลี่ยต่อบิต (Bit error Probability) ของการมอดูเลทแต่ละแบบ โดยใช้เทคนิคการจำลองระบบแบบ Monte Carlo Simulation ซึ่งเป็นวิธีการจำลองระบบที่ให้ผลของการประมาณค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในระบบสื่อสารแบบดิจิทัลได้แม่นยำวิธีหนึ่ง เพื่อวิเคราะห์ว่าการมอดูเลทตำแหน่งพัลส์รูปแบบใด มีความเหมาะสมที่จะนำมาใช้งานจริงสำหรับระบบสื่อสาร ไร้สายอินฟราเรด

Thesis Title	Pulse Position Modulation for Wireless Infrared Communication System
Student	Mr. Jesada Sartthong
Student ID.	44061723
Degree	Master of Engineering
Programme	Telecommunications Engineering
Year	2004
Thesis Advisor	Assist. Prof. Dr. Suthichai Noppanakeepong

ABSTRACT

This thesis proposes the efficiency and performance of the Pulse Position Modulation (PPM) for wireless infrared communication system. This system is designed and developed for use as the room or building. System is used of infrared radiation as a medium for short- length digital communication. Physical characteristics of pulse position modulation in infrared channels using Intensity Modulation (IM) and Direct Detection (DD) are presented in this system. Noise in the channel will be considered as AWGN (Additive White Gaussian Noise) and affected of path loss on the infrared channels. By the studies of different wireless infrared channel architectures are generally divided into two main categories: Line of Sight (LOS) and Diffuse Link (Diffuse). In a pulse position modulation scheme, we examine the performance for three classes of modulation schemes: L-Pulse Position Modulation (L-PPM), Differential Pulse Position Modulation (DPPM), and Multi Pulse Position Modulation (MPPM). We compare the power and bandwidth efficiency of each PPM with OOK (On Off Keying) modulation scheme. Finally, we present Monte Carlo simulation results to BER (bit error probability) for each PPM modulation schemes, because the Monte Carlo method can produce very accurate estimates of the error performance for digital communication system, for the good of modulation technique for practicality designs of infrared wireless communication system.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษารวมทั้งตรวจสอบจาก ผศ.ดร.สุทธิชัย นพนาถพิงษ์ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ที่กรุณาให้แนวความคิด ตลอดจนคำแนะนำบางอย่างในจุดที่ผู้วิจัยติดปัญหาจนสามารถแก้ปัญหาต่างๆ ที่เกิดขึ้นในการวิจัย ได้สำเร็จ ลุล่วงเป็นอย่างดี ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ ผศ.พิษณุ สถิตศาสตร์ และ ผศ. ภิรณันต์ รัตนธรรมพันธ์ ภาควิชาวิชาฟิสิกส์ คณะวิทยาศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ซึ่งเป็นหัวหน้างานที่ให้โอกาสสำหรับการศึกษาตลอดจนให้คำปรึกษาและคำแนะนำเกี่ยวกับทฤษฎีคลื่นอินฟราเรด ซึ่งเป็นประโยชน์แก่ผู้วิจัยอย่างมาก

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณคุณพ่อและคุณแม่ ตลอดจนพี่ๆ ทุกคน ที่ให้กำลังใจเสมอมา คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่บิดา มารดา ครูบาอาจารย์ ทุกสถาบันที่ข้าพเจ้าได้สำเร็จการศึกษามา ที่กรุณาประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ไม่ว่าทางตรงหรือทางอ้อมแก่ผู้วิจัย

เจษฎา สาาทอง

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญภาพ.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	4
บทที่ 2 ระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรด.....	6
2.1 คุณลักษณะของช่องสัญญาณอินฟราเรด.....	6
2.1.1 รูปแบบการแพร่กระจายและสะท้อนของคลื่นอินฟราเรด.....	7
2.1.2 ช่องสัญญาณอินฟราเรดแบบ IM/DD.....	10
2.2 ตัวส่งและตัวรับคลื่นอินฟราเรด.....	16
2.2.1 ตัวส่งคลื่นอินฟราเรด.....	17
2.2.2 ตัวรับคลื่นอินฟราเรด.....	21
2.2.2.1 พินโฟโตะไดโอด.....	22
2.2.2.2 อะวะลาานซ์โฟโตะไดโอด.....	24
2.2.3 สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบ.....	28
2.2.4 ข้อกำหนดเรื่องความปลอดภัยของระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรด.....	33
2.3 ระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดแบบ Line of sight.....	35
2.4 ระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดแบบ Diffuse link.....	37
บทที่ 3 ทฤษฎีการมอดูเลทแบบตำแหน่งพัลส์.....	50
3.1 การมอดูเลทแบบ OOK.....	50
3.2 การมอดูเลทแบบ L-PPM.....	60

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.3 การมอดูเลทแบบ L- DPPM.....	67
3.4 การมอดูเลทแบบ [N K] MPPM.....	75
บทที่ 4 การจำลองระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรด.....	85
4.1 การจำลองระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดโดยใช้ Monte carlo algorithm.....	85
4.2 การมอดูเลทแบบ OOK โดยใช้เทคนิค Monte carlo simulation.....	91
4.3 การมอดูเลทแบบ L-PPM โดยใช้เทคนิค Monte carlo simulation.....	95
4.4 การมอดูเลทแบบ L-DPPM โดยใช้เทคนิค Monte carlo simulation.....	101
4.5 การมอดูเลทแบบ [N K] MPPM โดยใช้เทคนิค Monte carlo simulation.....	103
บทที่ 5 ผลการจำลองระบบและวิเคราะห์เชิงตัวเลข.....	106
5.1 ผลการจำลองระบบและวิเคราะห์คุณลักษณะของช่องสัญญาณอินฟราเรด.....	106
5.2 ประสิทธิภาพด้านกำลังงานและแบนด์วิดท์ของการมอดูเลทแบบตำแหน่งพัลส์.....	111
5.3 ผลการจำลองระบบที่มอดูเลทแบบ L-PPM.....	116
5.4 ผลการจำลองระบบที่มอดูเลทแบบ L-DPPM.....	119
5.5 ผลการจำลองระบบที่มอดูเลทแบบ [N K] MPPM.....	121
5.6 รวมการจำลองระบบที่มอดูเลทแบบ L-PPM L-DPPM และ[N K] MPPM.....	126
5.7 การเกิด ISI ในช่องสัญญาณแบบ Diffuse link.....	128
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัย.....	132
เอกสารอ้างอิง.....	134
ภาคผนวก.....	138
ภาคผนวก ก. โปรแกรม MATLAB วิเคราะห์ค่าดีเลย์ของคลื่นอินฟราเรด.....	139
ภาคผนวก ข. โปรแกรม MATLAB วิเคราะห์ประสิทธิภาพด้านกำลังงานและแบนด์วิดท์.....	140
ภาคผนวก ค. โปรแกรม MATLAB จำลองระบบการมอดูเลทแบบ OOK และ L-PPM....	146
ภาคผนวก ง. โปรแกรม MATLAB จำลองระบบการมอดูเลทแบบ L-DPPM.....	157
ภาคผนวก จ. โปรแกรม MATLAB จำลองระบบการมอดูเลทแบบ [N K] MPPM.....	165

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม วิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 ค่าความปลอดภัยของตัวส่งคลื่นอินฟราเรดแบบ Point Source Emitter.....	2
2.1 คุณสมบัติของคลื่นอินฟราเรดเมื่อเปรียบเทียบกับคลื่นความถี่วิทยุ.....	6
2.2 สมการสะท้อนคลื่นอินฟราเรดที่เหมาะสมบนพื้นผิววัสดุชนิดต่างๆ.....	9
2.3 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นอินฟราเรดของวัสดุชนิดต่างๆ.....	10
2.4 การเปรียบเทียบคุณสมบัติต่างๆระหว่าง LED กับ LD.....	18
2.5 สรุปคุณสมบัติต่างๆ ระหว่างพินโฟโต้ไดโอดกับอะวาลานซ์โฟโต้ไดโอด.....	27
2.6 มาตรฐาน IEC 825-1 สำหรับตัวส่งคลื่นอินฟราเรด.....	33
2.7 กำลังงานคลื่นอินฟราเรดของระบบต่างๆที่คำนวณตาม IEC 825 -1.....	34
3.1 ความแตกต่างของตำแหน่งพัลส์ระหว่างการมอดูเลตแบบ 4-PPM และ 4-DPPM.....	69
3.2 สรุปสมรรถนะของการมอดูเลตแบบ L-PPM L-DPPM และ [N K]MPPM เมื่อเทียบกับการมอดูเลตแบบ OOK	84
4.1 ความแตกต่างของตำแหน่งพัลส์ระหว่างการมอดูเลตแบบ 8-PPM กับ 8-DPPM.....	102

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
1.1 ลักษณะ โครงสร้างทั่วไปของระบบสื่อสาร ไร้สายอินฟราเรด.....	1
2.1 แลบบความถี่ย่านต่างๆ เมื่อเทียบกับความถี่อินฟราเรด.....	7
2.2 การแพร่กระจายและสะท้อนคลื่นอินฟราเรดแบบ Lambertian model.....	7
2.3 การแพร่กระจายและสะท้อนคลื่นอินฟราเรดแบบ Phong's model.....	8
2.4 ลักษณะของช่องสัญญาณอินฟราเรดที่ใช้หลักการ IM/DD.....	10
2.5 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของช่องสัญญาณอินฟราเรด.....	11
2.6 แบบจำลองช่องสัญญาณอินฟราเรดที่พิจารณาในรูปของสนามไฟฟ้า.....	13
2.7 มุมทรงตันสำหรับการแพร่กระจายคลื่นอินฟราเรด.....	13
2.8 ลักษณะการส่งคลื่นอินฟราเรดระหว่างภาคส่งกับภาครับ.....	16
2.9 การเปรียบเทียบลักษณะของแถบพลังงานอิเล็กทรอนิกส์ในฟังก์ชันของเลขคลื่น (K).....	17
2.10 โครงสร้างของ LED ชนิดแกเลียมอะเซไนด์ (GaAs).....	19
2.11 ความสัมพันธ์ของค่ากำลังงานคลื่นกับกระแสไบอัสระหว่าง LED และ LD.....	20
2.12 ตัวส่งคลื่นอินฟราเรดที่สามารถกำหนดบีมได้.....	20
2.13 ค่าความไวในการตอบสนองระหว่างซิลิคอนและเยอรมันเนียมที่ความยาวคลื่นต่างๆ.....	22
2.14 ลักษณะโครงสร้างของพินโฟโต้ไดโอด (PIN Photodiode).....	23
2.15 ลักษณะโครงสร้างของอะวาแลนซ์โฟโต้ไดโอด (Avalanche Photodiode : APD).....	26
2.16 ค่าความไวในการตอบสนองระหว่างพินโฟโต้ไดโอดกับอะวาแลนซ์โฟโต้ไดโอด.....	28
2.17 สเปคตรัมกำลังงานของสัญญาณรบกวนจากสภาวะแวดล้อม.....	29
2.18 สเปคตรัมกำลังงานของคลื่นจากหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ใช้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์.....	29
2.19 วงจรสมมูลย์ของภาครับแบบพินโฟโต้ไดโอด.....	32
2.20 ลักษณะของมุม α ตามมาตรฐาน IEC 825-1.....	35
2.21 ระบบแบบ Line of sight ที่มีตัวส่งอยู่ด้านบนและตัวรับอยู่ด้านล่าง.....	36
2.22 ระบบแบบ Line of sight ที่มีตัวส่งและตัวรับอยู่บนแนวนอน.....	36
2.23 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนโหนดของตัวส่ง m กับมุม ϕ	38
2.24 ความแตกต่างในการวางตำแหน่งของฟิลเตอร์บนพื้นที่รับคลื่นของโฟโต้ดีเทคเตอร์.....	38
2.25 ระบบ Diffuse link แบบ Direct non line of sight.....	39
2.26 ระบบ Diffuse link แบบ Non direct non line of sight.....	40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญภาพ(ต่อ)

ภาพที่	หน้า
2.27 การจำลองระบบแบบ Diffuse link เพื่อคำนวณหาค่าดีเลย์.....	42
2.28 แบบจำลองระบบทางคณิตศาสตร์ของช่องสัญญาณแบบ Diffuse link.....	42
2.29 การจำลองแบบ Ceiling Bounce เพื่อหาค่าดีเลย์.....	45
3.1 ระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดที่ใช้เทคนิคการมอดูเลทแบบ OOK	50
3.2 รูปแบบของสัญญาณที่ใช้เทคนิคการมอดูเลทแบบ OOK	51
3.3 ภาครับสัญญาณ OOK โดยใช้พินโฟโต้ไดโอด.....	54
3.4 วงจรสมมูลของภาครับสัญญาณ OOK แบบพินโฟโต้ไดโอด.....	54
3.5 รูปสัญญาณการมอดูเลทแบบ 2-PPM 4-PPM 16-PPM และ OOK.....	60
3.6 บล็อกโคโอดะแกรมของการมอดูเลทแบบ L-PPM ในระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรด.....	62
3.7 การมอดูเลทแบบ L-PPM ที่มีการจำลองระบบแบบดิครีต.....	63
3.8 คาบเวลาของ T_{slot} และ T_{frame} ตามมาตรฐานของ IrDA.....	67
3.9 รูปสัญญาณการมอดูเลทแบบ 4-PPM และ 4-DPPM	69
3.10 การจำลองระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดที่มอดูเลทแบบ L-DPPM.....	70
3.11 การจำลองระบบที่มีภาครับแบบ MLSD ของการมอดูเลทแบบ L-DPPM.....	72
3.12 การมอดูเลทแบบ $\begin{bmatrix} N \\ K \end{bmatrix} MPPM$ เมื่อเปรียบเทียบกับมอดูเลทแบบ L-PPM.....	75
3.13 การวางตำแหน่งพัลส์ลงบนเฟรมของการมอดูเลทแบบ $\begin{bmatrix} 4 \\ 2 \end{bmatrix} MPPM$	76
3.14 การวางตำแหน่งพัลส์ลงบนเฟรมของการมอดูเลทแบบ $\begin{bmatrix} 8 \\ 2 \end{bmatrix} MPPM$	77
3.15 ระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดที่มอดูเลทแบบ $[N \ K] MPPM$	78
3.16 การจำลองระบบที่มอดูเลทแบบ $[N \ K] MPPM$	80
4.1 การจำลองระบบเพื่อหาค่าดีเลย์ของคลื่นอินฟราเรด.....	85
4.2 ระบบแบบ Line of sight โดยใช้เทคนิค Monte Carlo ray tracing อัลกอริทึม.....	86
4.3 ระบบแบบ Diffuse links โดยใช้เทคนิค Monte Carlo ray tracing อัลกอริทึม.....	87
4.4 ความสัมพันธ์ระหว่างมุมทรงตันกับทิศทางการส่งคลื่นอินฟราเรด.....	89
4.5 การจำลองระบบแบบ Line of Sight ที่มีการมอดูเลทแบบ OOK โดยใช้เทคนิค Monte Carlo simulation.....	91

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญภาพ(ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.6 ภาครับสัญญาณ OOK แบบแมตซ์ฟิลเตอร์.....	92
4.7 ค่า PDF (Probability Density Function) ของตัวแปรแรนคอม r	94
4.8 การจำลองระบบแบบ LOS ที่มีการมอดูเลทแบบ L-PPM โดยใช้เทคนิค Monte Carlo simulation.....	95
4.9 รูปแบบเวกเตอร์ของสัญญาณ L-PPM หรือ Orthogonal signaling	97
4.10 ภาครับสัญญาณ L-PPM แบบแมตซ์ฟิลเตอร์.....	98
4.11 ภาครับสัญญาณ L-PPM แบบคอร์เรเตอร์.....	98
4.12 รูปสัญญาณของการมอดูเลทแบบ 8-PPM กับ 8-DPPM.....	102
4.13 การจำลองระบบแบบ LOS ที่มีการมอดูเลทแบบ L-DPPM โดยใช้เทคนิค Monte Carlo simulation.....	103
4.14 ความแตกต่างของรูปสัญญาณระหว่าง 8-PPM [8 2]MPPM และ [8 3]MPPM.....	104
4.15 การจำลองระบบแบบ LOS ที่มีการมอดูเลทแบบ [N K] MPPM โดยใช้เทคนิค Monte Carlo simulation.....	105
5.1 รูปแบบการสะท้อนคลื่นอินฟราเรดบนพื้นผิวของวัสดุชนิดต่างๆ.....	106
5.2 ค่ากำลังงานคลื่นอินฟราเรดในช่องสัญญาณแบบ Line of Sight.....	107
5.3 ค่ากำลังงานคลื่นอินฟราเรดในช่องสัญญาณแบบ Diffuse link.....	108
5.4 ค่ากระแสไฟโฟโตนิกในช่องสัญญาณแบบ Line of sight.....	109
5.5 ค่ากระแสไฟโฟโตนิกในช่องสัญญาณแบบ Diffuse link.....	110
5.6 ค่าเฉลี่ยของคลื่นอินฟราเรดเมื่อเทียบกับระยะทางระหว่างตัวส่งถึงตัวรับ.....	111
5.7 ค่าแบนด์วิดท์ของการมอดูเลทแบบ L-PPM และ L-DPPM.....	112
5.8 ค่าแบนด์วิดท์ของการมอดูเลทแบบ [N K] MPPM.....	113
5.9 ค่าแบนด์วิดท์ของการมอดูเลทแบบ L-PPM L-DPPM และ [N K] MPPM.....	113
5.10 ประสิทธิภาพด้านกำลังงานของการมอดูเลทแบบ L-PPM และแบบ L-DPPM.....	114
5.11 ประสิทธิภาพด้านกำลังงานของการมอดูเลทแบบ [N K] MPPM.....	115
5.12 สมรรถนะของการมอดูเลทแบบ L-PPM บนช่องสัญญาณแบบ LOS.....	117
5.13 สมรรถนะของการมอดูเลทแบบ 4-PPM เมื่อเทียบกับการมอดูเลทแบบ OOK บนช่องสัญญาณแบบ LOS.....	118

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ(ต่อ)

ภาพที่	หน้า
5.14 สมรรถนะของการมอดูเลทแบบ L-DPPM บนช่องสัญญาณแบบ LOS.....	119
5.15 สมรรถนะของการมอดูเลทแบบ 4-DPPM เมื่อเทียบกับการมอดูเลทแบบ OOK บนช่องสัญญาณแบบ LOS	120
5.16 รูปแบบการวางตำแหน่งพัลส์ของการมอดูเลทแบบ [4 2] MPPM.....	121
5.17 สมรรถนะของการมอดูเลทแบบ [4 2] MPPM ที่มีรูปแบบการวางตำแหน่งพัลส์ลงบนเฟรม ที่แตกต่างกัน.....	122
5.18 สมรรถนะของการมอดูเลทแบบ [4 2] MPPM และ [4 3] MPPM.....	123
5.19 สมรรถนะของการมอดูเลทแบบ [8 2] MPPM และ [8 4] MPPM.....	124
5.20 สมรรถนะของการมอดูเลทแบบ [16 2] MPPM และ [16 4] MPPM.....	124
5.21 สมรรถนะของการมอดูเลทแบบ [32 2] MPPM และ [32 4] MPPM.....	125
5.22 สมรรถนะของการมอดูเลทแบบ [64 2] MPPM และ [64 4] MPPM.....	126
5.23 สรุปสมรรถนะของการมอดูเลทแบบ 4-PPM 4-DPPM และ [4 3] MPPM บนช่องสัญญาณแบบ LOS.....	127
5.24 สมรรถนะของการมอดูเลทแบบ OOK และแบบ [4 3] MPPM บนช่องสัญญาณแบบ LOS...	128
5.25 การอ็ควอไลเซชันแบบเชิงเส้น.....	129
5.26 การอ็ควอไลเซชันแบบไม่เชิงเส้น.....	129
5.27 โครงสร้างพื้นฐานวงจรอ็ควอไลเซอร์.....	130
6.1 สรุปสมรรถนะของการมอดูเลท 4-PPM 4-DPPM และ[4 3] MPPM.....	133

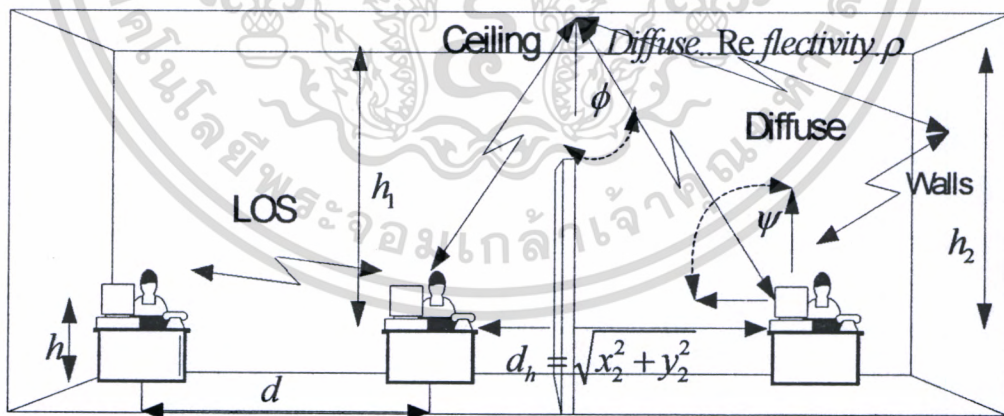
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันเรามีแนวความคิดที่จะทำให้อุปกรณ์สื่อสารต่างๆ ที่อยู่ใต้อาคารหรือสำนักงานไม่ว่าจะเป็นคอมพิวเตอร์ตั้งโต๊ะ คอมพิวเตอร์แบบพกพา เครื่องพิมพ์ สแกนเนอร์ โมเด็ม เซิร์ฟเวอร์ และอุปกรณ์ต่อพ่วงทั้งหมดให้เป็นแบบไร้สาย เพื่อเพิ่มความยืดหยุ่นและความคล่องตัวในการใช้งาน สามารถเปลี่ยนแปลงระบบได้ง่าย แต่ทว่าในปัจจุบันคลื่นความถี่ย่านวิทยุและย่านไมโครเวฟ ถูกนำไปใช้งานอย่างเต็มพิกัดแล้ว จึงทำให้เรามองไปที่ความถี่อื่นที่ยังไม่ถูกนำมาใช้งานมากนัก คลื่นความถี่อินฟราเรดก็เป็นอีกย่านความถี่หนึ่งที่เราให้ความสนใจ[1-3] ซึ่งเดิมทีการวิจัยและค้นคว้าเกี่ยวกับคลื่นอินฟราเรด ส่วนใหญ่จะอยู่ในวงการทหารเพิ่งจะเริ่มมีแนวความคิดที่จะนำมาใช้ในการส่งข้อมูลความเร็วสูงสำหรับระยะทางสั้นๆ เมื่อไม่กี่ปีที่ผ่านมา และเหตุผลที่สำคัญอีกประการหนึ่งคือ คลื่นอินฟราเรดสามารถนำไปใช้ได้ในพื้นที่ต้องห้ามที่มีอุปกรณ์หรือเครื่องมือที่มีความไวต่อการถูกรบกวนหรือแทรกซ้อนด้วยคลื่นวิทยุหรือ ไมโครเวฟได้ง่าย อาทิเช่น เครื่องมือแพทย์บางชนิด ฉะนั้นคลื่นอินฟราเรดนอกจากจะนำไปใช้ได้ใต้อาคารหรือสำนักงานแล้วยังจะสามารถนำไปใช้ได้กับโรงพยาบาล ฐานทัพใต้ดิน ภายในเรือดำน้ำหรือแม้แต่บนเครื่องบินโดยสาร เป็นต้น ดังแสดงในรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 ลักษณะโครงสร้างทั่วไปของระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งที่ผ่านมามีวิธีการมอดูเลตสัญญาณข้อมูล(Electrical pulse) เข้ากับคลื่นพาห้อินฟราเรด (Optical pulse) โดยใช้อุปกรณ์โฟโตนิกส์ LED (Light Emitting Diode) หรือ LD (Laser Diode) ก็คือ การมอดูเลตแบบ OOK (On Off Keying) ซึ่งเป็นเทคนิคการมอดูเลตที่ง่ายที่สุด และที่สำคัญไม่ ต้องมีการซิงโครไนซ์(Synchronization) ระหว่างภาคส่งกับภาครับ แต่ทว่าการมอดูเลตแบบนี้จะมีความทนทานต่อสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณได้ต่ำ และมีประสิทธิภาพทางด้าน กำลังงานของสัญญาณไม่ค้ำนัก กล่าวคือถ้าเราต้องการที่จะส่งข้อมูลให้มีความเร็วสูงขึ้น (Bit Rate) เราจะต้องเพิ่มค่ากำลังงานของคลื่นอินฟราเรดให้มากขึ้นตาม แต่ทว่าในความเป็นจริงเราไม่สามารถ ทำอย่างนั้นได้ เพราะเราจะเพิ่มค่ากำลังงานของตัวส่ง หรือเพิ่มค่ากำลังงานของคลื่นพาห้อินฟราเรด ให้สูงขึ้นได้แค่ในระดับหนึ่งเท่านั้น เหตุผลก็เพราะว่าจะเกิดปัญหาในเรื่องของ Eye safety คือใน ระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดจะใช้คลื่นความถี่ที่มีค่าความยาวคลื่นประมาณ 880 nm ถึง 1,550 nm ซึ่งคลื่นความถี่ย่านนี้จะมีผลต่อดวงตาของผู้ที่ปฏิบัติงานอยู่ในบริเวณที่คลื่นอินฟราเรดแพร่กระจาย ไปถึง และถ้าดวงตาได้รับคลื่นอินฟราเรดในปริมาณที่เข้มข้นไปจะทำให้เกิดความร้อน(Thermal) ขึ้นภายในเรตินาของดวงตา ซึ่งจะก่อให้เกิดอันตรายได้ ฉะนั้น IEC (International Electrical Commission) จึงได้กำหนดค่าความปลอดภัยของระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดดังตารางที่ 1.1 [12]

ตารางที่ 1.1 ค่าความปลอดภัยของตัวส่งคลื่นอินฟราเรดแบบ Point source emitter

	650 nm Visible	880 nm Infrared	1310 nm Infrared	1550 nm Infrared
Class 1	< 0.2 mW	< 0.5 mW	< 0.8 mW	< 10 mW
Class 2	0.2 – 1 mW	n/a	n/a	n/a
Class 3A	1 – 5 mW	0.5 – 2.5 mW	8.8 – 45 mW	10 – 50 mW
Class 3B	5 – 500 mW	2.5 – 500 mW	45 – 500 mW	50 – 500 mW

ซึ่งการมอดูเลตแบบออนออฟคีย์อิง หรือโอไอเค (OOK : On Off Keying) จะมีความทนทานต่อ สัญญาณรบกวน (Noise) ที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณ ได้ต่ำกว่าการมอดูเลตแบบตำแหน่งพัลส์ (PPM : Pulse Position Modulation) เนื่องจากสัญญาณรบกวนแบบขาวกวน (AWGN : Additive White Gaussian Noise) มักจะรบกวนในส่วนที่เป็นแอมพลิจูด (Amplitude) ได้ง่ายกว่าเฟส (Phase) หรือตำแหน่งของพัลส์ (Position) ที่อยู่ในแต่ละสล็อตบนเฟรมที่ใช้ส่ง (Symbol frame) [3]

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการวิเคราะห์และศึกษาสมรรถนะ ของการมอดูเลทแบบตำแหน่งพัลส์ (Pulse Position Modulation) เทียบกับการมอดูเลทแบบ OOK (On Off Keying) ในด้านกำลังงานของสัญญาณ และความทนทานต่อสัญญาณรบกวนแบบ AWGN (Additive White Gaussian Noise) ซึ่งการมอดูเลทแบบตำแหน่งพัลส์ที่เราจะทำการพิจารณาแบ่งออกเป็น 3 รูปแบบด้วยกัน คือ

1.2.1 ศึกษาสมรรถนะการมอดูเลทตำแหน่งพัลส์แบบ L-PPM (L- Pulse Position Modulation) เทียบกับการมอดูเลทแบบ OOK (On Off Keying)

1.2.2 ศึกษาสมรรถนะการมอดูเลทตำแหน่งพัลส์แบบ L-DPPM (L-Differential Pulse Position Modulation) เทียบกับการมอดูเลทแบบ OOK (On Off Keying)

1.2.3 ศึกษาสมรรถนะการมอดูเลทตำแหน่งพัลส์แบบ [N K] MPPM (Multi Pulse Position Modulation) เทียบกับการมอดูเลทแบบ OOK (On Off Keying)

และท้ายสุดเป็นการหาค่าอัตราการผิดพลาดเฉลี่ยต่อบิต (Bit error probability) ของการมอดูเลทแต่ละแบบโดยใช้เทคนิคการจำลองระบบแบบ Monte Carlo simulation technique และการวิเคราะห์เชิงตัวเลข (Numerical) เพื่อพิจารณาว่าการมอดูเลทตำแหน่งพัลส์รูปแบบใด มีความเหมาะสมที่จะนำมาประยุกต์ใช้ในงานจริง สำหรับระบบสื่อสาร ไร้สายอินฟราเรด

1.3 แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

เดิมที่การมอดูเลทแบบ OOK (On Off Keying) และการมอดูเลทแบบ PPM (Pulse Position Modulation) เป็นวิธีการมอดูเลทที่ใช้ในระบบสื่อสารด้วยใยแก้วนำแสง (Optical fiber) แต่เมื่อเรานำมาใช้ในระบบสื่อสาร ไร้สายที่อยู่ภายในอาคารหรือภายในห้อง ความยากของการออกแบบระบบจะอยู่ที่ ค่ากำลังงานของสัญญาณที่ภาครับจะต้องมีขนาดหรือรูปร่างที่ไม่แตกต่างไปจากเดิม ไม่ว่าจะเคลื่อนย้ายตัวรับไปยังจุดต่างๆภายในห้องหรือบริเวณที่ใช้งาน (Service Area) ค่ากำลังงานเฉลี่ยที่ตัวรับสามารถรับได้จะต้องมีค่าเท่ากันตลอดทุกพื้นที่ภายในห้อง และนอกจากนั้นการประหยัดพลังงานก็เป็นสิ่งจำเป็น เพราะอุปกรณ์ที่ใช้ในระบบส่วนใหญ่เป็นแบบพกพา จึงต้องมีน้ำหนักเบากระทัดรัด ภาคจ่ายไฟจึงต้องมีขนาดเล็ก และที่สำคัญราคาของอุปกรณ์ที่จะทำการติดตั้งจริง จะต้องไม่แพงและความเร็วในการส่งข้อมูลก็ต้องอยู่ในเกณฑ์ที่เราพอใจ จึงเป็นเหตุผลโดยรวมที่เรามีความคิดที่จะหาวิธีใหม่ๆในการมอดูเลทสัญญาณข้อมูล (Data) กับคลื่นพาห์อินฟราเรด เพื่อให้การส่งข้อมูลระหว่างภาคส่งกับภาครับมีประสิทธิภาพสูงสุด ในระบบสื่อสาร ไร้สายอินฟราเรด ปัญหาที่สำคัญสำหรับการออกแบบระบบก็คือ เป็นระบบที่มีค่าการลดทอนของช่องสัญญาณ (Path Loss) ที่สูงมาก เมื่อเทียบกับระบบที่ใช้คลื่นย่านวิทยุ หรือย่านไมโครเวฟเป็นคลื่นพาห์ นอกจากนั้นสัญญาณที่เกิดจากมัลติพาทดิสเพอร์ชัน (Multi-path dispersion) ซึ่งเกิดขึ้นในขณะที่ทิศทางของคลื่น

อินฟราเรดระหว่างตัวส่งถึงตัวรับไม่อยู่ในทิศทางตรง (Line of sight) หรือบางที่เราเรียกว่า Multi-path channels ซึ่งผลของการเกิดมัลติพาทคิสเพอซันนี้ จะทำให้เกิดปัญหาในเรื่องของ ISI (Intersymbol Interference) ขึ้นในระบบ ส่วนค่าของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณก็จะประกอบไปด้วย สัญญาณรบกวนที่เกิดจากแสงภายนอกเช่นแสงอาทิตย์ ซึ่งสามารถที่จะผ่านเข้ามาทางด้านหน้าต่างของห้องหรือสำนักงานได้ (Blackground light noise) และสัญญาณรบกวนที่เกิดจากหลอดฟลูออเรสเซนต์ (Fluorescent lamp) ที่ใช้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ หรือหลอดอินแคนเดสเซนต์ที่มีไส้หลอดแบบทั้งสแตน (Incandescent lamp) นอกจากนี้ยังมีสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นภายในภาครับเองคือ ช็อตนอยส์ และเทอมอลนอยส์ (Shot noise and Thermal noise) ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สมมุติฐานให้สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นทั้งหมดในภาครับให้เป็นแบบ AWGN (Additive White Gaussian Noise) ซึ่งถึงแม้ว่าการมอดูเลตแบบ OOK เป็นวิธีการมอดูเลตที่ง่ายที่สุด และไม่ต้องมีการซิงโครไนส์ระหว่างภาคส่งกับภาครับ และสามารถสร้างได้ง่ายในทางปฏิบัติ แต่ทว่าการมอดูเลตแบบ OOK มีความทนทานต่อสัญญาณรบกวนที่เกิดในช่องสัญญาณ และผลของการเกิดมัลติพาทคิสเพอซัน ตลอดจนประสิทธิภาพทางด้านกำลังงานของสัญญาณจะด้อยกว่าการมอดูเลตตำแหน่งพัลส์ แบบ L-PPM (L-Pulse Position Modulation) แต่ในทางกลับกันการมอดูเลตแบบ L-PPM จะมีประสิทธิภาพทางด้านแบนด์วิดท์ที่ใช้งาน และความซับซ้อนของวงจรมากกว่าเพราะจะต้องมีความแน่นอนของคาบเวลาบนเฟรมที่ใช้ส่งระหว่างภาคส่งกับภาครับเราจึงมีแนวคิดที่จะนำวิธีการมอดูเลตตำแหน่งพัลส์อีก 2 แบบ เข้ามาใช้ในระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรด คือการมอดูเลตตำแหน่งพัลส์แบบ L-DPPM (L-Differential Pulse Position Modulation) และแบบ [N K] MPPM (Multi-Pulse Position Modulation) เพื่อที่จะชดเชยข้อด้อยของการมอดูเลตแบบ OOK และแบบ L-PPM

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้จำลองระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดที่มีการจัดวางตำแหน่งของ ตัวส่ง (Transmitter) และตัวรับ (Receiver) ที่แบ่งออกเป็น 2 แบบใหญ่ๆ ด้วยกันคือ แบบ Line of sight (LOS) และแบบ Diffuse links (Diffuse) โดยที่ระบบทั้ง 2 แบบจะมีรูปแบบการมอดูเลตแบบ OOK L-PPM L-DPPM และการมอดูเลตแบบ [N K] MPPM โดยใช้เทคนิคการจำลองระบบแบบ Monte carlo simulation technique และการวิเคราะห์เชิงตัวเลข โดยแบ่งลักษณะของการวิเคราะห์ระบบเป็นดังนี้

- 1.4.1 วิเคราะห์สมรรถนะของระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดแบบ Line of sight (LOS) ที่มีการมอดูเลตแบบ OOK
- 1.4.2 วิเคราะห์สมรรถนะของระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดแบบ Line of sight (LOS) ที่มีการมอดูเลตแบบ L-PPM

- 1.4.3 วิเคราะห์สมรรถนะของระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดแบบ Line of sight (LOS) ที่มีการมอดูเลทแบบ L- DPPM
- 1.4.4 วิเคราะห์สมรรถนะของระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดแบบ Line of sight (LOS) ที่มีการมอดูเลทแบบ [N K] MPPM
- 1.4.5 สรุปผลการจำลองระบบและวิเคราะห์สมรรถนะของการมอดูเลทแต่ละแบบ ในด้านประสิทธิภาพกำลังงานของสัญญาณ แบนด์วิดท์ที่ใช้งาน และอัตราความผิดพลาดเฉลี่ยต่อบิตที่เกิดขึ้น ของการมอดูเลทแต่ละแบบในการจำลองระบบโดยใช้เทคนิค Monte carlo simulation



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

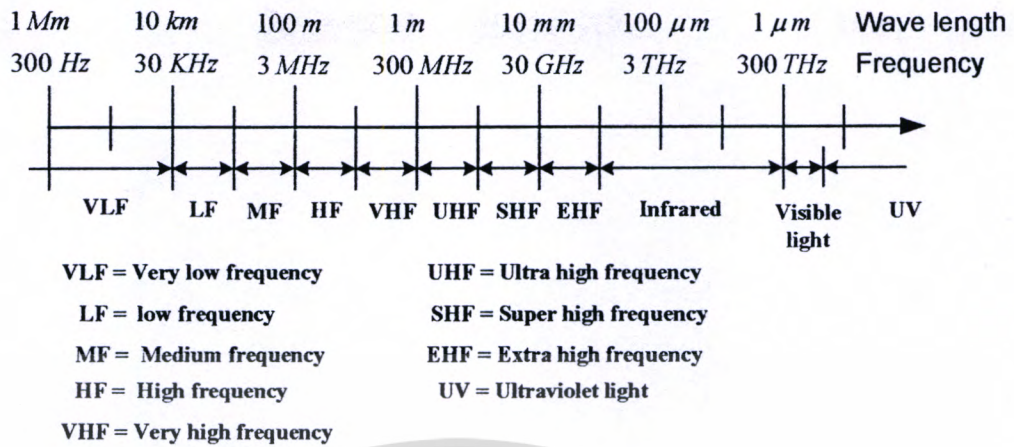
ระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรด

2.1 คุณลักษณะของช่องสัญญาณอินฟราเรด

ในการนำคลื่นความถี่ย่านอินฟราเรดมาประยุกต์ใช้กับระบบสื่อสารไร้สาย ที่อยู่ในพื้นที่จำกัด หรืออยู่ภายในอาคาร (Indoor) เช่นระบบแลนไร้สาย (Wireless LAN system: WLAN) ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับการใช้คลื่นความถี่ย่านวิทยุ (Radio wave) หรือคลื่นไมโครเวฟ (Micro wave) ที่เป็นคลื่นพาห้ คุณสมบัติทางกายภาพ (Physical) ของคลื่นอินฟราเรดเมื่อเดินทางผ่านช่องสัญญาณ (Channel) ที่มีการส่งสัญญาณแบบความเข้มคลื่น (Intensity Modulation : IM) และเทคนิคสัญญาณแบบตรง (Direct detection : DD) [1-4] ซึ่งคุณสมบัติทั้งหมดของคลื่นอินฟราเรดเมื่อเปรียบเทียบกับคลื่นวิทยุ สรุปได้ดังตารางที่ 2.1 ส่วนรูปที่ 2.1 แสดงแถบความถี่อินฟราเรดเมื่อเทียบกับความถี่อื่น ๆ

ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของคลื่นอินฟราเรดเมื่อเปรียบเทียบกับคลื่นความถี่วิทยุ

Property of Medium	Radio	IM/DD Infrared	Implication for IR
Bandwidth regulated	Yes	No	Approval not required.
Passes through walls	Yes	No	Less coverage. More easily secured. Independent links in different rooms.
Multi path fading	Yes	No	Simple link design.
Multi path dispersion	Yes	Yes	
Path loss	High	High	
Dominant noise	Other Users	Background Light	Limited range
Input X (t) Represents	Amplitude	Power	Difficult to operate outdoors.
SNR proportional to	$\int X(t) ^2 dt$	$\int X(t) ^2 dt$	High transmitter power requirement.
Average power proportional to	$\int X(t) ^2 dt$	$\int X(t) dt$	Choose waveform X (t) with high peak-to-average ratio.

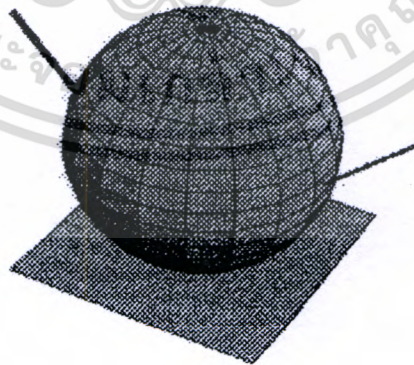


รูปที่ 2.1 แถบความถี่ต่างๆ เมื่อเทียบกับความถี่อินฟราเรด

คลื่นอินฟราเรดจะมีคุณสมบัติที่เหมือนกับคลื่นแสงคือจะถูกดูดซับโดยวัสดุสีดำ หรือวัสดุที่มีความทึบแสง มีคุณสมบัติการแตกกระจาย การสะท้อน และสามารถทะลุผ่านวัสดุที่เป็นกระจกหรือแก้วใสได้ แต่จะไม่สามารถทะลุผ่านผนังห้องหรือวัสดุที่มีความทึบแสงได้ ฉะนั้นระบบสื่อสารที่ใช้คลื่นอินฟราเรดเป็นพาหะจึงง่ายในการกำหนดขอบเขตพื้นที่ในการติดต่อสื่อสาร เพื่อไม่ให้ไปรบกวนกับระบบข้างเคียงหรือห้องข้างๆ ได้

2.1.1 รูปแบบการแพร่กระจายและสะท้อนของคลื่นอินฟราเรด

โดยปกติแล้วรูปแบบการแพร่กระจายและสะท้อนคลื่นอินฟราเรดจากตัวส่งมายังตัวรับ เราสามารถแบ่งออกเป็น 2 รูปแบบใหญ่ๆ ด้วยกันคือ แบบ Lambertian model และ แบบ Phong's model [5-6] ดังแสดงในรูปที่ 2.2 และ 2.3 ตามลำดับ



รูปที่ 2.2 การแพร่กระจายและสะท้อนคลื่นอินฟราเรดแบบ Lambertian model

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.2 เป็นรูปแบบการแพร่กระจายและสะท้อนของคลื่นอินฟราเรดที่มีลักษณะเป็นทรงกลม ซึ่งจะมีสมการการแพร่กระจายคลื่นเป็น [7-15]

$$P_r(\theta) = \frac{n+1}{2\pi} P_r \rho \cos^n(\theta) \quad (2.1)$$

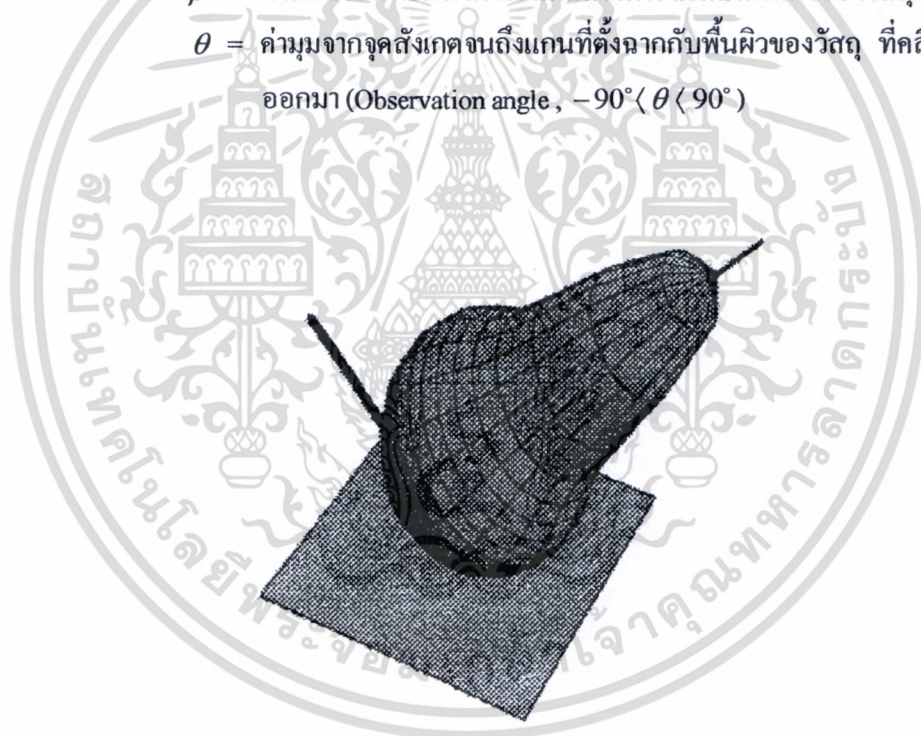
โดยที่ $p_r(\theta)$ = ค่ากำลังงานของคลื่นที่ส่งออกมาจากตัวส่ง หรือค่ากำลังงานของคลื่นที่สะท้อนมาจากผิวของวัตถุมายังตัวรับ (Transmitter power from the source or surface)

n = โหมคของตัวส่งซึ่งจะเป็นตัวกำหนดค่าความกว้างของบีม (Beam) คลื่นอินฟราเรด (Radiation pattern for difference value)

P_r = ค่ากำลังงานของคลื่นอินฟราเรดที่ตกกระทบลงบนพื้นผิวของวัตถุ

ρ = ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นอินฟราเรดบนพื้นผิวของวัตถุชนิดต่างๆ

θ = ค่ามุมจากจุดสังเกตจนถึงแกนที่ตั้งฉากกับพื้นผิวของวัตถุ ที่คลื่นสะท้อนออกมา (Observation angle, $-90^\circ < \theta < 90^\circ$)



รูปที่ 2.3 การแพร่กระจายและสะท้อนคลื่นอินฟราเรดแบบ Phong's model

ส่วนรูปที่ 2.3 เป็นการแพร่กระจายคลื่นอินฟราเรดแบบ Phong's model ซึ่งเป็นการแพร่กระจายคลื่นแบบมีทิศทาง (Directional) โดยจะมีสมการการแพร่กระจายคลื่นเป็น

$$P_t = \frac{\rho Pr}{\pi} [r_d \cos(\theta_0) + (1-r_d) \cos^n(\theta_0 - \theta_i)] \quad (2.2)$$

โดยที่ P_t Pr ρ θ_0 n = เป็นค่าตัวแปรเช่นเดียวกับสมการที่ 2.1

θ_i = มุมตกกระทบของคลื่นบนผิววัสดุ เมื่อเทียบกับแนวเส้นตั้งฉากบนพื้นผิววัสดุที่คลื่นตกกระทบ

r_d = ค่าเปอร์เซ็นต์กำลังงานของคลื่น ที่ตกกระทบลงบนพื้นผิวของวัสดุแล้วสามารถที่จะสะท้อนกลับออกไปได้

ที่น่าสนใจก็คือจากสมการที่ 2.2 จะเห็นได้ว่าถ้าค่าของ r_d มีค่าเท่ากับหนึ่ง สมการสะท้อนคลื่นแบบ Phong's model ก็จะกลายเป็นสมการสะท้อนคลื่นแบบ Lambertian model นั่นเอง ซึ่งสมการสะท้อนคลื่นอินฟราเรดที่เหมาะสมบนพื้นผิววัสดุชนิดต่างๆ แสดงได้ดังตารางที่ 2.2 ส่วนค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นอินฟราเรดของวัสดุแต่ละชนิด แสดงได้ดังตารางที่ 2.3 [6]

ตารางที่ 2.2 สมการสะท้อนคลื่นอินฟราเรดที่เหมาะสมบนพื้นผิววัสดุชนิดต่างๆ

ชนิดของวัสดุ	สมการสะท้อนคลื่นอินฟราเรด
พื้นผนังทาสี	$P = \cos(\theta_0)$
พื้นปูกระเบื้องเคลือบ	$P = 0.6 \cos(\theta_0) + (1-0.6) \cos^6(\theta_0 - \theta_i)$
กล่องคอมพิวเตอร์	$P = 0.55 \cos(\theta_0) + (1-0.55) \cos^3(\theta_0 - \theta_i)$
กระจกเงา	$P = 0.001 \cos(\theta_0) + (1-0.001) \cos^{13}(\theta_0 - \theta_i)$
ชั้นวางหนังสือ	$P = 0.5 \cos(\theta_0) + (1-0.5) \cos^{2.8}(\theta_0 - \theta_i)$
จอมอนิเตอร์(ขนะมืด)	$P = 0.39 \cos(\theta_0) + (1-0.39) \cos^{10}(\theta_0 - \theta_i)$
พื้นเซรามิคสีขาว	$P = 0.06 \cos(\theta_0) + (1-0.06) \cos^1(\theta_0 - \theta_i)$

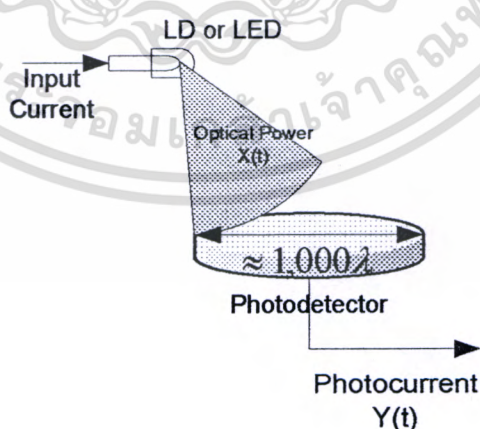
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.3 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นอินฟราเรดของวัสดุชนิดต่างๆ

ชนิดของวัสดุ	สัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นอินฟราเรด
พื้นผนังทาสี	0.184
พื้นปูกระเบื้องเคลือบ	0.128
กล่องคอมพิวเตอร์	0.1018
แก้วหรือกระจกใส	0.0625
ชั้นวางหนังสือ	0.0884
จอมอนิเตอร์(ขณะมีค)	0.0704
พื้นเซรามิคสีขาว	0.0517
อิฐบล็อกจากดินเผา	0.047

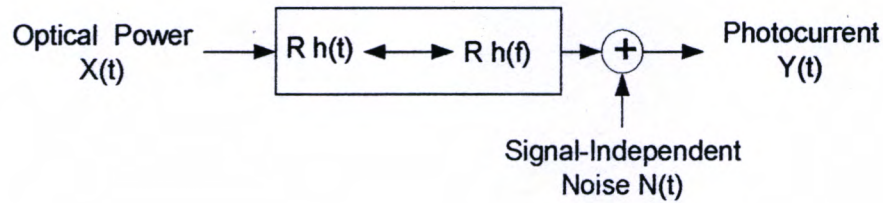
2.1.2 ช่องสัญญาณอินฟราเรดแบบ IM/DD

ระบบสื่อสาร ไร้สายอินฟราเรดจะใช้เทคนิคการส่งคลื่นแบบ Intensity Modulation (IM) ซึ่งจะใช้หลักการเปลี่ยนแปลงสัญญาณทางไฟฟ้าไปเป็นพัลส์คลื่นอินฟราเรด โดยใช้อุปกรณ์ออปโตอิเล็กทรอนิกส์ และที่ภาครับจะใช้เทคนิคการ Down converter แบบ Direct Detection (DD) โดยใช้โฟโตดีเทคเตอร์ (Photo detector) จะทำการเปลี่ยนสัญญาณพัลส์คลื่นอินฟราเรดให้กลับไปอยู่ในรูปของกระแสไฟฟ้าที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ดังแสดงได้ในรูปที่ 2.4 [7-8]



รูปที่ 2.4 ลักษณะของช่องสัญญาณอินฟราเรดที่ใช้หลักการ IM/DD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของช่องสัญญาณอินฟราเรด

จากรูปที่ 2.4 และ 2.5 เป็นรูปแบบพื้นฐานของการส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณ (Channel) ที่เป็นแบบ IM/DD โดยที่ $X(t)$ คือค่ากำลังงานของคลื่นอินฟราเรดจากตัวส่ง (LED หรือ LD) และ $Y(t)$ คือค่ากระแสเอาต์พุตของโฟโตดีเทคเตอร์ที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ซึ่งค่าของกระแสที่ตีเทคได้จะเป็นกระแสรวมของแต่ละพื้นที่บนตัวโฟโตดีเทคเตอร์ ซึ่งโดยปกติแล้วพื้นที่รับคลื่นของโฟโตดีเทคเตอร์มีค่ามากกว่าค่าความยาวคลื่นมากๆ คือจะมีขนาดหลายๆ ล้านของค่าความยาวคลื่นอินฟราเรด ฉะนั้นจึงไม่เกิดปัญหาเรื่องมัลติพาทเฟดดิ้ง (Multipath fading) ที่ภาครับ และถ้าเราจะวิเคราะห์คุณลักษณะของช่องสัญญาณที่อยู่ในโดเมนความถี่จะแสดงได้ดังสมการที่ 2.3

$$H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.3)$$

โดยที่ $h(t)$ = ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ (Impulse response)
 $H(f)$ = ค่าการแปลงฟูริเยร์ของ $h(t)$ (Fourier transform)

แต่ในความเป็นจริงช่องสัญญาณของระบบมักจะมีสัญญาณรบกวนเสมอเช่น สัญญาณรบกวนที่เกิดจากภาคขยายสัญญาณ (Preamplifier) ภายในภาครับเอง สัญญาณรบกวนที่เกิดจากแสงภายนอก และจากหลอดฟลูออเรสเซนต์ (Fluorescent lamps) ถ้าเราสมมติให้ $N(t)$ เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นภายในช่องสัญญาณทั้งหมดที่เป็นแบบเกาส์เซียน (Gaussian noise) เราก็จะได้สมการของระบบเป็น [1-5]

$$Y(t) = RX(t) \otimes h(t) + n(t) \quad (2.4)$$

โดยที่ $X(t)$ = ค่ากำลังงานคลื่นอินฟราเรดอินพุต (Input optical power)
 $Y(t)$ = ค่ากระแสเอาต์พุตของโฟโตดีเทคเตอร์ (Output instantaneous current)

⊗ = การคอนโวลูชันของสัญญาณ (Symbol denotes convolution)

R = ค่าความไวในการตอบสนองของโฟโตรีเซปเตอร์ (A/W)

ซึ่งค่ากำลังงานสัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณ เราจะพิจารณาในรูปของค่ากำลังงานคลื่นอินฟราเรดแบบต่อเนื่องฉะนั้นค่าของ $x(t)$ จะต้องไม่เป็นลบ ซึ่งก็คือค่าของ $x(t)$ จะต้องมากกว่า 0 เสมอเพื่อความ เป็นจริง และค่ากำลังงานเฉลี่ยของตัวส่งเราสามารถหาได้จากสมการ

$$P_t = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T X(t) dt \quad (2.5)$$

และถ้าเราพิจารณาในรูปสนามไฟฟ้าของคลื่นอินฟราเรด ค่ากำลังงานคลื่นก็จะเท่ากับค่าสนามไฟฟ้ายกกำลังสอง $|X(t)|^2$ ส่วนค่ากำลังงานเฉลี่ยของคลื่นอินฟราเรดที่ตัวรับหาได้จากสมการ

$$P = H(0)P_t \quad (2.6)$$

โดยที่

$$H(0) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) dt$$

ซึ่ง $H(0)$ คือ ค่าผลตอบสนองของช่องสัญญาณหรือที่เราให้เป็นระดับแรงดันดีซี (DC Gain) ของช่องสัญญาณ และถ้าเราจะวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบ ในรูปแบบของอัตราส่วนระหว่างค่ากำลังงานของสัญญาณต่อกำลังงานของสัญญาณรบกวน (Signal to noise ratio) ซึ่งจะเกี่ยวข้องกับอัตราความเร็วในการส่งข้อมูล R_b (Bit rate) ที่ภาครับจะพิจารณาได้จากสมการ 2.7

$$SNR = \frac{R^2 P^2}{R_b N_0} = \frac{R^2 H^2(0) P_t^2}{R_b N_0} \quad (2.7)$$

โดยที่

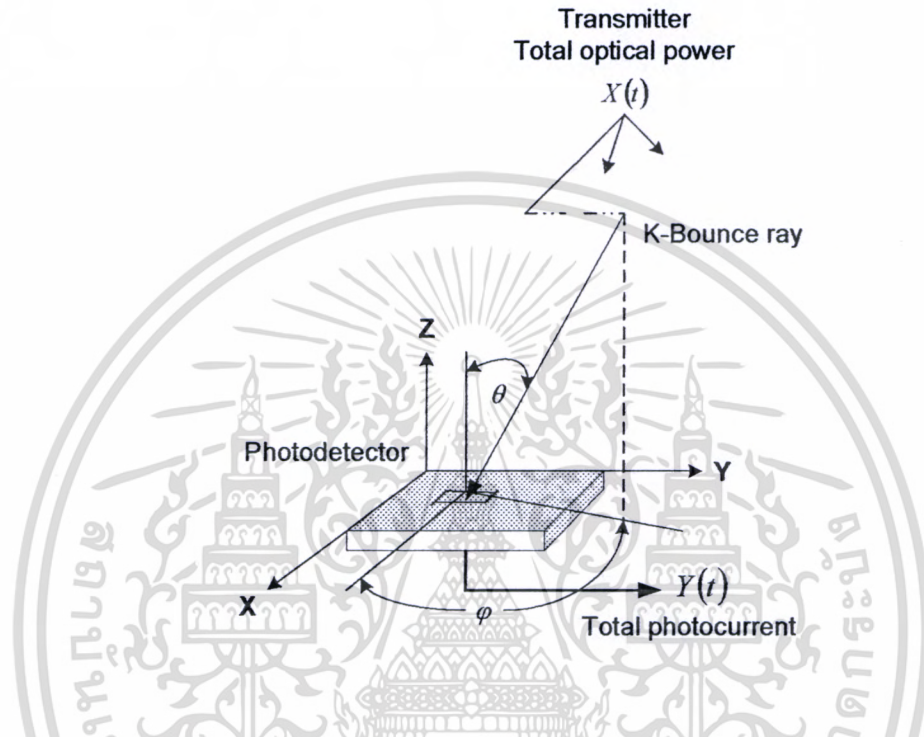
R_b = อัตราความเร็วในการส่งข้อมูล (bps)

N_0 = กำลังงานของสัญญาณรบกวนที่เป็นแบบเกาท์เซียน (AWGN)

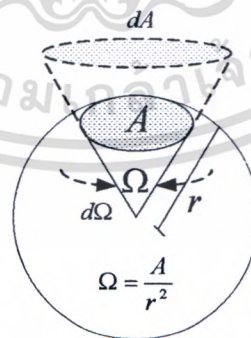
จากสมการที่ 2.4 เป็นสมการพื้นฐานที่ใช้พิจารณาเฉพาะค่ากำลังงานทางไฟฟ้าของคลื่นอินฟราเรด แต่ถ้าเราพิจารณาในรูปของสนามไฟฟ้าสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.6 จากรูป 2.6 ถ้าเรากำหนดให้ตำแหน่งของตัวรับอยู่ในระนาบ x, y ค่าสนามไฟฟ้าทั้งหมดของคลื่นอินฟราเรด ที่ตกกระทบบนพื้นผิวรับคลื่นของโฟโตรีเซปเตอร์ [8] โดยที่เรายังไม่คำนึงถึงค่าของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากแสงภายนอกที่สามารถเข้ามายังตัวรับได้ ค่าสนามไฟฟ้าทั้งหมดของคลื่นอินฟราเรดที่ตกกระทบบน

ลงบนพื้นผิวรับคลื่นของโฟโตรีเซคเตอร์แสดงได้ดังสมการที่ 2.8 [16-22]

$$\vec{E}(x, y) = \sum_{k=0}^{\infty} \int_{2\pi} d\Omega \vec{e}(x, y, \theta, \varphi) \tag{2.8}$$



รูปที่ 2.6 แบบจำลองช่องสัญญาณอินฟราเรดที่พิจารณาในรูปของสนามไฟฟ้า



รูปที่ 2.7 มุมทรงตันสำหรับการแพร่กระจายคลื่นอินฟราเรด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $\vec{E}(x, y) =$ ค่าสนามไฟฟ้ารวมของคลื่นอินฟราเรดที่ตกกระทบบนพื้นผิวรับคลื่น
ของโฟโตรีเซพเตอร์ในระนาบ x, y

$\vec{e}(x, y, \theta, \varphi) =$ ค่าสนามไฟฟ้าแต่ละส่วนย่อยๆ ในอันดับที่ K (k -bounce ray)

$d\Omega =$ มุมทรงตัน (Solid angle) ดังแสดงในรูปที่ 2.7

ถ้าสมมุติฐานให้สัญญาณที่ส่งเป็นแบบแถบช่องความถี่ (Narrow band) เราสามารถที่จะแสดงองค์ประกอบของสนามไฟฟ้าในแต่ละส่วนย่อยๆ ได้ ดังสมการที่ 2.9

$$\vec{e}(x, y, \theta, \varphi) = \vec{\alpha}_k(x, y, \theta, \varphi) x \sqrt{X(t - \tau_k(x, y, \theta, \varphi))} e^{j[\Psi_0(t) + \Psi_k(x, y, \theta, \varphi)]} \quad (2.9)$$

โดยที่ $\vec{\alpha}_k(x, y, \theta, \varphi) =$ องค์ประกอบแมกนิจูด (Magnitude) และขั้ว (Polarization) ของคลื่นอินฟราเรดจากตัวส่งถึงตัวรับในอันดับที่ k -bounce ซึ่งเป็นค่าจริง

$\tau_k(x, y, \theta, \varphi) =$ กรุปดีเลย์ (Group delay) ของเอนวีโวลูปในการส่งคลื่นแบบ IM (Intensity Modulation envelope)

$\Psi_k(x, y, \theta, \varphi) =$ เฟส (Propagation phase)

$\Psi_0(t) =$ เฟสในอันดับ k -bounce เท่ากับศูนย์ซึ่งจะเป็นอิสระจากเฟสของคลื่นพาห้ $\Psi_k(x, y, \theta, \varphi)$

เมื่อเราไม่พิจารณาค่าสัญญาณรบกวนแบบช็อตนอยส์ (Shot noise) ที่เกิดขึ้นภายในตัวโฟโตรีเซพเตอร์ เราสามารถหาค่ากระแสรวมได้ดังสมการที่ 2.10

$$Y(t) = \frac{c\varepsilon_0 R}{2} \int dA |\vec{E}(x, y)|^2 \quad (2.10)$$

โดยที่ $R =$ ความไวในการตอบสนองของโฟโตรีเซพเตอร์

$c =$ ความเร็วแสง (Speed of light in free space) $2.99792458 \times 10^8 \text{ m/s}$

$\varepsilon_0 =$ ความซึมซาบสนามไฟฟ้า (Electric permittivity of free space)

$8.854 \times 10^{-12} \text{ F/m}$

จากสมการที่ 2.9 และ 2.10 สามารถทำให้ง่ายขึ้นโดยสมมุติฐานให้ค่า τ_k และ Ψ_k มีขนาดเท่ากันทุกๆ จุดบนพื้นที่รับคลื่นของตัวโฟโตรีเซพเตอร์ ฉะนั้นค่าของ τ_k และ Ψ_k จึงสามารถประมาณ

ค่าได้โดย $\tau_k(x, y, \theta, \varphi) \approx \tau_k(\theta, \varphi)$ และ $\Psi_k(x, y, \theta, \varphi) \approx \Psi_k(\theta, \varphi)$ จึงทำให้สมการกระจายรวมที่ตัวโฟโด้คิตเทคเตอร์จะกลายเป็น

$$Y(t) = \frac{c\epsilon_0 R}{2} \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{k'=0}^{\infty} \left[\int_{\text{detector}} dA e^{j[\Psi_k(x, y, \theta, \varphi) - \Psi_{k'}(x, y, \theta', \varphi')]} \int_{2\pi} d\Omega \int_{2\pi} d\Omega' \vec{\alpha}_k(\theta, \varphi) \vec{\alpha}_{k'}(\theta', \varphi') \right. \\ \left. x \sqrt{X(t - \tau_k(\theta, \varphi))} x \sqrt{X(t - \tau_{k'}(\theta', \varphi'))} \right] \quad (2.11)$$

จากสมการที่ 2.11 เราจะพิจารณาเฉพาะกรณีที่ $k = k'$ และ $(\theta, \varphi) = (\theta', \varphi')$ ทำให้สมการที่จะประมาณค่าของการอินทิเกรตบนพื้นที่รับคลื่นของตัวโฟโด้คิตเทคเตอร์ได้ดังสมการที่ 2.12

$$\int dA e^{j[\Psi_k(x, y, \theta, \varphi) - \Psi_{k'}(x, y, \theta', \varphi')]} \approx A_R \delta_{kk'} \delta(\cos\theta - \cos\theta') \delta(\varphi - \varphi') \quad (2.12)$$

โดยที่ δ_{mn} = Kronecker delta และ $\delta(x)$ = Dirac delta function เมื่อเราแทนสมการที่ 2.12 ลงในสมการที่ 2.11 แล้วอินทิเกรตส่วนที่เป็นพจน์ของ Ω' และ k' ก็จะได้สมการที่ 2.13

$$Y(t) = \frac{c\epsilon_0 A_R R}{2} \sum_{k=0}^{\infty} \int_{2\pi} d\Omega \left| \vec{\alpha}_k(\theta, \varphi) \right|^2 X(t - \tau_k(\theta, \varphi)) \quad (2.13)$$

หรือ
$$Y(t) = X(t) \otimes h(t) \quad (2.14)$$

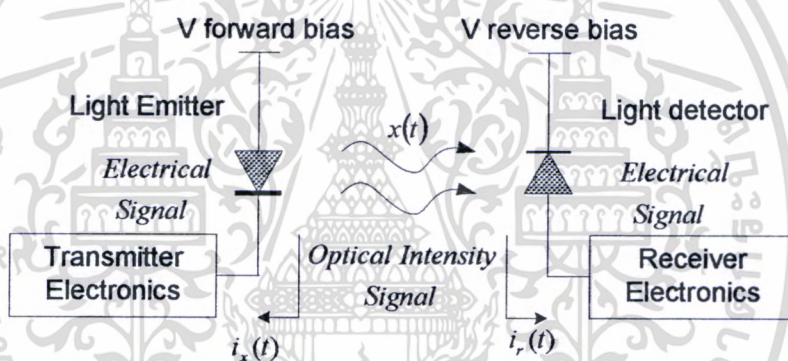
ซึ่ง สมการที่ 2.14 จะแสดงสมการ 2.13 ที่อยู่ในรูปของการคอนโวลูชันถ้าเรากำหนดให้ค่า $h(t)$ เป็นดังสมการที่ 2.15

$$h(t) = \frac{c\epsilon_0 A_R R}{2} \sum_{k=0}^{\infty} \int_{2\pi} d\Omega \left| \vec{\alpha}_k(\theta, \varphi) \right|^2 \delta(t - \tau_k(\theta, \varphi)) \quad (2.15)$$

จากผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบในสมการที่ 2.15 ทำให้เราสามารถที่จะนำไปใช้หาค่าผลตอบสนองของระบบในแต่ละลำดับคลื่น k -bounce ray ได้เป็น $h^k(t)$

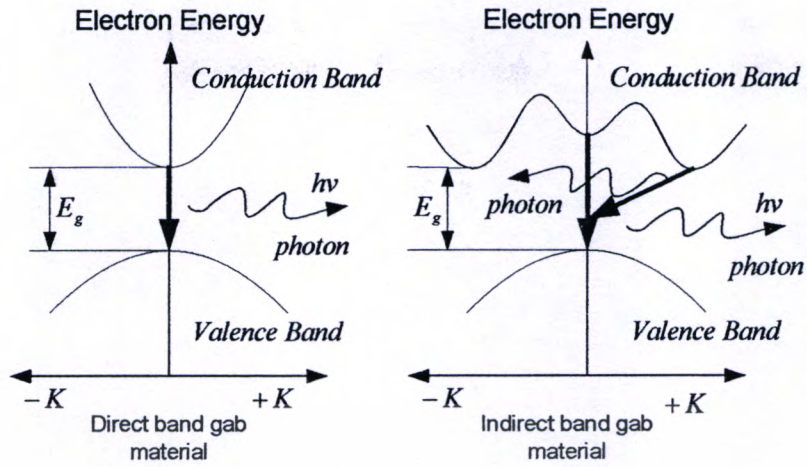
2.2 ตัวส่งและตัวรับคลื่นอินฟราเรด

ในระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดสัญญาณข้อมูล (Information signals) ที่ส่งผ่านช่องสัญญาณระหว่างตัวส่งถึงตัวรับ จะอยู่ในรูปของคลื่นอินฟราเรดที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (A time varying optical signal) แต่หลักการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลข่าวสารเข้ากับคลื่นพาห่ออินฟราเรด โดยใช้อุปกรณ์ออปโตอิเล็กทรอนิกส์ ไม่ได้ใช้หลักการเปลี่ยนแอมพลิจูด (Amplitude) การเปลี่ยนเฟส (Phase) หรือการเปลี่ยนความถี่ (Frequency) ของคลื่นพาห่ออินฟราเรด แต่จะใช้วิธีการส่งในรูปแบบของค่าความเข้มกำลังงานคลื่น (Intensity) เพราะปัจจุบันยังไม่มีอุปกรณ์ออปโตอิเล็กทรอนิกส์ที่สามารถเปลี่ยนความถี่หรือเฟสได้โดยตรงที่ความถี่ 10^{14} Hz และในขณะที่เดียวกันอุปกรณ์โฟโตรีเซคเตอร์ที่ภาครับจะทำการเปลี่ยนค่าความเข้มกำลังงานคลื่นอินฟราเรด ให้กลับมาอยู่ในรูปของกระแสที่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ตามอัตราส่วนของค่ากำลังงานคลื่นต่อหน่วยพื้นที่รับคลื่นบนตัวโฟโตรีเซคเตอร์ (w/cm^2) ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.6 และ 2.8



รูปที่ 2.8 ลักษณะการส่งคลื่นอินฟราเรดระหว่างภาคส่งกับภาครับ

โดยปกติแล้วอุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์ที่ใช้กำเนิดคลื่นอินฟราเรดที่เรานิยมใช้โดยทั่วไปก็คือ ไดโอด ซึ่งค่าความเข้มของคลื่นอินฟราเรดที่ส่งออกมาจากไดโอดจะแปรผันโดยตรงกับกระแสไบอัส ซึ่งเป็นการไบอัสแบบตรง (Forward bias) ในสารกึ่งตัวนำชนิดแถบพลังงานแบบตรง (Direct band gap semiconductor) ซึ่งจะมีจุดต่ำสุดพลังงานต้องห้าม (Band gap energy : eV) ของแถบคอนดักชันอยู่ตัวเลขคลื่น (Wave number) ที่ $K = 0$ พอดี ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.9 จากรูปค่าพลังงานโฟตอนของคลื่นอินฟราเรด ที่ออกมาจากสารกึ่งตัวนำแบบแถบพลังงานแบบตรง ขณะเกิดกระบวนการรีคอมไบเนชัน (Recombination) จะมีค่าเท่ากับขนาดของแถบช่องว่างพลังงาน (Band gap energy: E_g) ดังสมการที่ 2.16 [17-22]



รูปที่ 2.9 การเปรียบเทียบลักษณะของแถบพลังงานอิเล็กตรอนในฟังก์ชันของเลขคลื่น (K)

$$E_{\text{Photon}} = E_g = hf \quad (\text{eV}) \quad (2.16)$$

จากสมที่ 2.16 ถ้าพิจารณาในเทอมของความยาวคลื่นอินฟราเรด (λ) ก็จะได้ดังสมการ 2.17

$$\lambda = \frac{1240}{E_g} \quad (\text{nm}) \quad (2.17)$$

โดยที่ E_g = แถบช่องว่างพลังงาน (Band gap energy : eV)
 h = ค่าคงที่ของพลังค์ (Planck's constant) $6.626176 \times 10^{-34} \text{ (J/s)}$
 $f = \frac{3 \times 10^8}{\lambda}$ ความถี่คลื่นอินฟราเรด (Infrared frequency) (Hz)

โดยปกติสารกึ่งตัวนำชนิดแถบพลังงานแบบตรง ที่นำมาสร้างเป็นไดโอดกำเนิดคลื่นอินฟราเรด ได้แก่ GaAs InP InGaAsP และ AlGaAs

2.2.1 ตัวส่งคลื่นอินฟราเรด

แอลอีดี (LED : Light Emitting Diode) และเลเซอร์ ไดโอด (LD : Laser Diode) คืออุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์ 2 ชนิดที่เรามักจะนำมาใช้เป็นตัวส่งคลื่นอินฟราเรด ซึ่งทั้งแอลอีดีและเลเซอร์ ไดโอดจะทำหน้าที่เหมือนกันคือเปลี่ยนพัลส์สัญญาณไฟฟ้า (Electrical Pulse) ให้ไปเป็นพัลส์คลื่นอินฟราเรด (Optical pulse) ซึ่งจะมีค่าความยาวคลื่นประมาณ 780 – 950 นาโนเมตร สำหรับระบบสื่อสาร ไร้สายอินฟราเรดข้อกำหนดที่เราใช้เลือกตัวส่งก็คือขณะทำงานจะต้องใช้พลังงานน้อย การ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

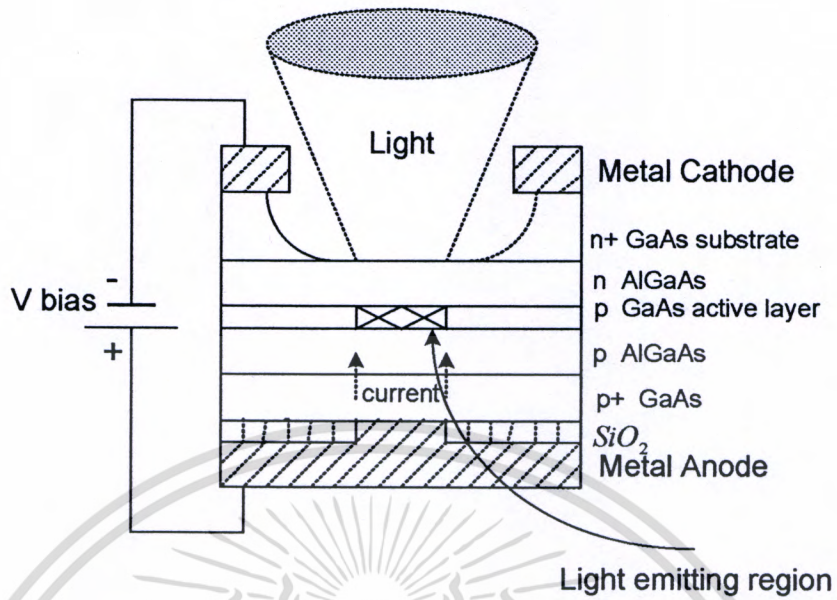
เปลี่ยนแปลงอุณหภูมิมีผลกระทบต่อค่ากำลังคลื่นอินฟราเรดที่ส่งออกมา และที่สำคัญจะต้องมีราคาถูก ตลอดจนค่าความเข้มกำลังงานคลื่นอินฟราเรดที่ส่งออกมาจะต้องอยู่ภายใต้ข้อกำหนดในเรื่องของ Eye Safety ซึ่งความแตกต่างระหว่าง LED กับ LD แสดงได้ดังตารางที่ 2.4 จากตารางที่ 2.4 จะเห็นว่าแอลอีดี (LED) ดูน่าจะเหมาะสมกว่าเลเซอร์ไดโอด (LD) สำหรับการนำไปใช้งานในระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดทั้งในแง่ของราคา ความปลอดภัยด้าน Eye Safety และการใช้กำลังงานค่อนข้างต่ำเมื่อเทียบกับเลเซอร์ไดโอด สำหรับแอลอีดี (LED) อินฟราเรดที่นิยมใช้มี 3 ชนิดด้วยกันคือ GaAs GaAlAs และ GaInAsP โดยที่ GaAs เป็นสารประกอบกึ่งตัวนำตระกูล III-V ที่ถูกได้ด้วยซิลิคอน (Si) ซึ่ง LED ชนิดนี้มีประสิทธิภาพสูงประมาณ 6% ให้แสงที่ความยาวคลื่นประมาณ 920 ~ 950 นาโนเมตร

ตารางที่ 2.4 การเปรียบเทียบคุณสมบัติต่างๆระหว่าง LED กับ LD

Characteristic	LED	LD
Optical spectral width	25 to 100 nm	0.1 to 5 nm
Modulation bandwidth	10 kHz ถึง 100 MHz	10 kHz ถึง 10 GHz
Special circuitry required	None	Threshold and temperature Compensation circuitry
Eye Safety	Considered Eye Safe	Must be rendered eye safe
Reliability	High	Moderate
Cost	Low	Moderate to high

ส่วน LED ชนิด GaAlAs มีโครงสร้างรอยต่อแบบดับเบิลเฮเทอโร (Double heterojunction) คล้ายเลเซอร์ไดโอด ซึ่งจะให้คลื่นที่มีความยาวประมาณ 800 นาโนเมตร และท้ายสุดเป็น LED ชนิด GaInAsP เป็น LED ที่มีค่าความยาวคลื่นมากที่สุดคือประมาณ 1,300 ถึง 1,550 nm ซึ่งเป็นช่วงความยาวคลื่นที่เหมาะสมสำหรับการสื่อสารด้วยใยแก้วนำแสง สำหรับโครงสร้างของ LED ชนิด แกลเลียมอะเซไนด์แสดงได้ดังรูปที่ 2.10 โดยปกติแล้วแกลเลียมอะเซไนด์ (GaAs) จะมีค่าแถบช่องว่างพลังงาน (Band gap energy: E_g) อยู่ที่ประมาณ 1.43 eV จากสมการที่ 2.17 ทำให้เราทราบว่าค่าความยาวคลื่นตอบสนองจะอยู่ที่ 880 นาโนเมตร และถ้าจะพิจารณาประสิทธิภาพของ LED อินฟราเรดในแง่ของพลังงานเอาท์พุทต่อค่ากระแสที่ใช้ในการไบอัสแบบตรง (Forward bias) แสดงได้ดังสมการที่ 2.18 และรูปที่ 2.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 โครงสร้างของ LED ชนิดแกเลียมอะเซไนด์ (GaAs)

$$P_{vol} = hf \frac{J}{qd} B \tau_n \left(p_0 + n_0 + \frac{\tau_n J}{qd} \right) \tag{2.18}$$

โดยที่

P_{vol} = กำลังงานเอาต์พุตต่อ 1 หน่วยปริมาตร

(Output power per unit device volume) W/m^3

J = ความหนาแน่นของกระแส (Current density applied) A/m^2

hf = พลังงานโฟตอน (Photonic energy) eV

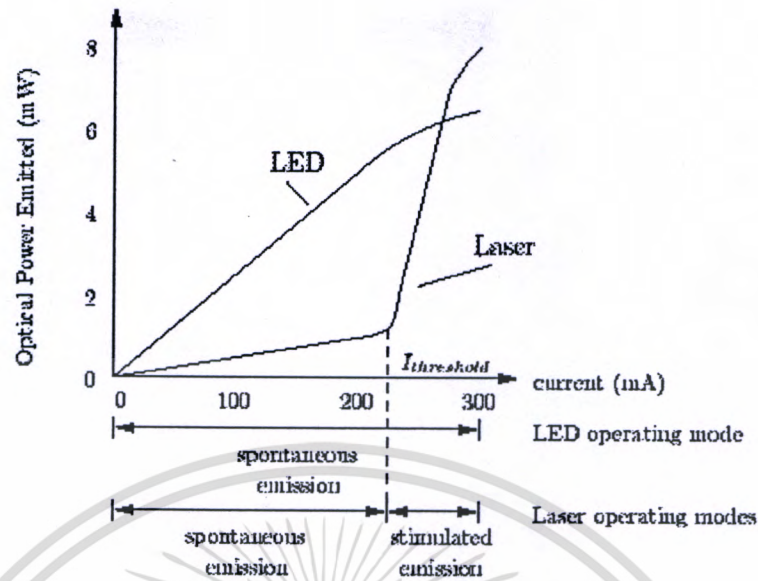
B = สัมประสิทธิ์การแผ่ของกระบวนการรีคอมบิเนชัน (Radiative recombination coefficient)

q = ประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอน (Charge) C

d = ความหนาของช่วงแอคทีฟ (Thickness of the active region) m

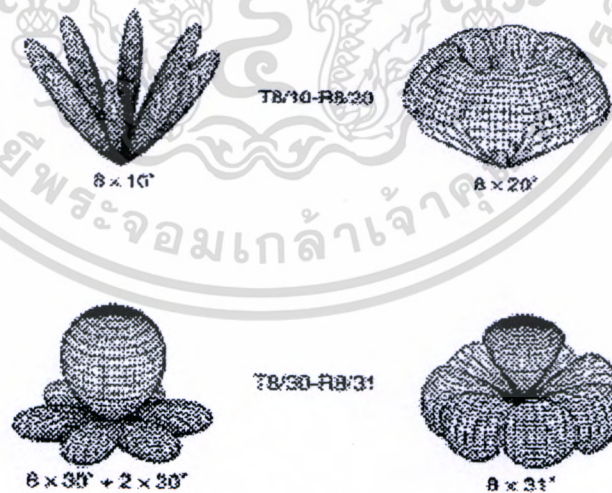
τ_n = เวลาอายุของอิเล็กตรอนในช่วงแอคทีฟ (Electron life time in the active region)

p_0, n_0 = ความหนาแน่นของโฮลและอิเล็กตรอนตามลำดับในสภาพสมดุลความร้อน



รูปที่ 2.11 ความสัมพันธ์ของค่ากำลังงานคลื่นกับกระแสไบอัสระหว่าง LED และ LD

แต่ปัจจุบันด้วยความก้าวหน้าทางด้านอุปกรณ์ออปโตอิเล็กทรอนิกส์ เราสามารถที่จะผลิตตัวส่งคลื่นอินฟราเรดที่สามารถกำหนดคีม (Beam) ได้ตามทิศทางที่เราต้องการ โดยพิจารณาจากกำลังงานในหน่วยของ w/sr (watt / steradian) ซึ่งจะเป็นแบบบีมแคบ (Narrow beam) ดังแสดงในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 ตัวส่งคลื่นอินฟราเรดที่สามารถกำหนดคีมได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 ตัวรับคลื่นอินฟราเรด

สำหรับตัวรับคลื่นอินฟราเรดส่วนใหญ่เป็นอุปกรณ์โซลิตสเททที่เรียกว่า โฟโอดีเทคเตอร์ซึ่งจะทำหน้าที่ตรงกันข้ามกับตัวส่ง คือจะเปลี่ยนพัลส์คลื่นอินฟราเรด (Optical pulse) ซึ่งเป็นค่าความเข้มกำลังงานของคลื่นอินฟราเรดที่ตกกระทบลงบนพื้นผิวรับคลื่นให้กลับมาอยู่ในรูปของกระแสไฟฟ้า (Electrical pulse) ที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว สำหรับการออกแบบภาครับของระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรด ข้อกำหนดสำคัญๆ ที่ใช้ในการเลือกโฟโอดีเทคเตอร์ ก็คือค่าความไวในการตอบสนองของตัวรับ (Responsivity: A/W) ค่ากระแสไฟฟ้ามืด (Dark current: nA) พื้นที่รับคลื่นสมมุทธ์ (Photosensitive surface: mm^2) สัญญาณรบกวน (Spectral noise current density: pA/\sqrt{Hz}) ค่าคาปาซิแตนซ์ (Capacitance: pF) ค่าคาบเวลาของการการตอบสนอง (Response time: ns) ซึ่งโดยส่วนใหญ่แล้ว โฟโอดีเทคเตอร์จะสร้างมาจากสารกึ่งตัวนำชนิดซิลิคอน (Si: Silicon) เนื่องจากจะมีต้นทุนในการผลิตที่ต่ำเมื่อเทียบกับใช้สารชนิดอื่นๆ ซึ่งซิลิคอนจะมีค่าแถบช่องว่างพลังงาน (Band gap energy: E_g) อยู่ที่ 1.15 eV ซึ่งความแตกต่างของการตอบสนอง (Spectral responsivity) ระหว่างซิลิคอนและเยอรมันเนียมแสดงได้ดังรูปที่ 2.13 ในสภาวะคงตัว (Steady-state) ค่ากระแสที่เกิดขึ้นขณะที่มีโฟตอนลงมาตกกระทบจะเป็นไปตามสมการที่ 2.19

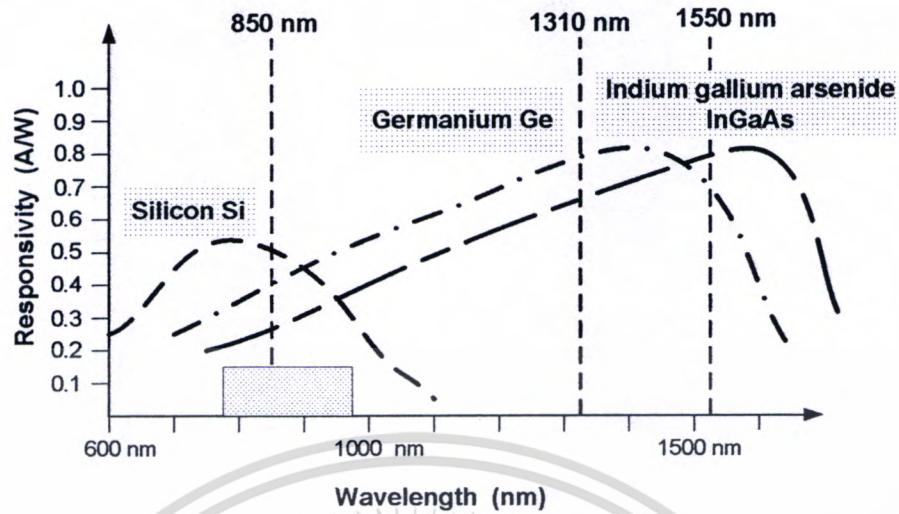
$$I_p = q\eta_i \frac{P_p}{hf} \quad (2.19)$$

โดยที่

- I_p = กระแสเฉลี่ยที่ถูกสร้างขึ้น (Average photocurrent generated)
- P_p = ค่ากำลังงานคลื่นอินฟราเรดที่ตกกระทบลงบนพื้นที่รับคลื่น (Incident optical power)
- hf = ค่ากำลังงานของโฟตอน (Photonic energy)
- η_i = ความน่าจะเป็นในการเกิดคู่อิเล็กตรอนและโฮลขณะที่มีโฟตอนตกกระทบ หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าประสิทธิภาพทางควอนตัม (Quantum efficiency)

ซึ่งโดยทั่วไป ค่าความน่าจะเป็นในการเกิดคู่อิเล็กตรอนและโฮลจะอยู่ที่ประมาณ 0.6 – 0.7 จากสมการที่ 2.19 สามารถเขียนใหม่ให้อยู่ในรูปของค่าความไวในการรับคลื่นอินฟราเรดซึ่งค่าความไวนี้จะเป็นตัวแปรสำคัญที่จะบอกถึงประสิทธิภาพของการเปลี่ยนพลังงาน จากคลื่นอินฟราเรดไปเป็นพลังงานไฟฟ้า เพราะค่าความไวในการตอบสนองจะมีหน่วยเป็นแอมป์ต่อวัตต์ (A/W) ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ 2.20

$$R = \frac{I_p}{P_p} = \frac{q\eta_i}{hf} \quad (2.20)$$

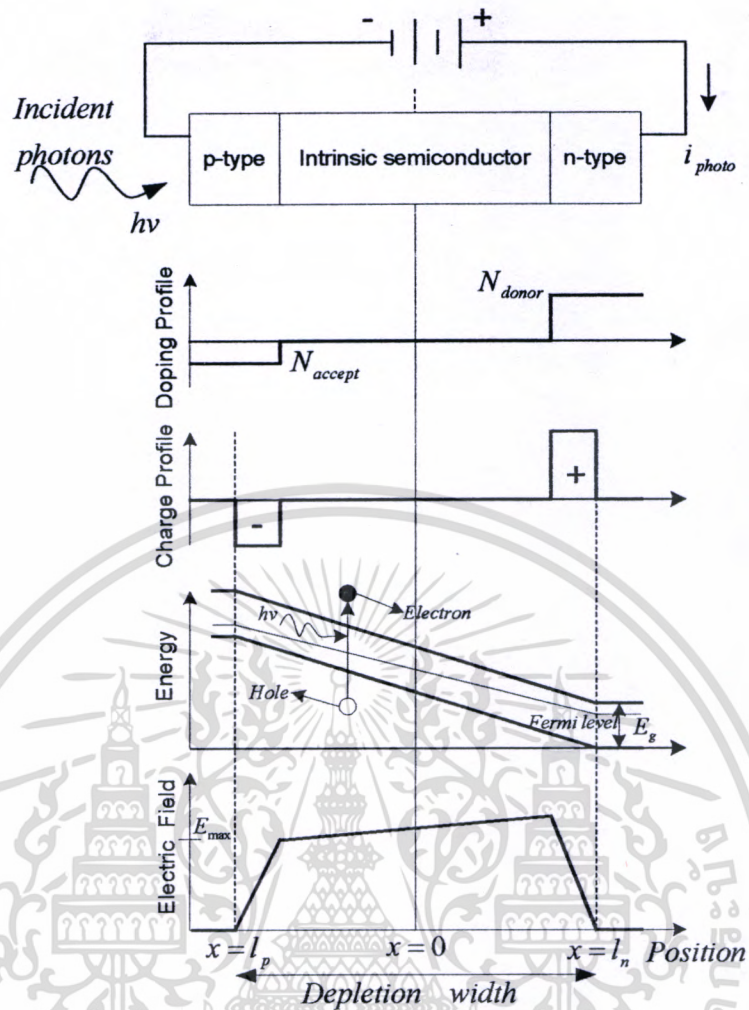


รูปที่ 2.13 ค่าความไวในการตอบสนองระหว่างซิลิคอนและเจอร์เมเนียมที่ความยาวคลื่นต่างๆ

โดยที่ R คือค่าความไวในการตอบสนองของโฟโตรีเซปเตอร์ (Responsivity: A/W) ในปัจจุบัน โฟโตรีเซปเตอร์ที่เราใช้กันมาใช้ในการรับคลื่นอินฟราเรดก็มีอยู่ 2 ชนิดใหญ่ๆ ด้วยกัน คือ PIN โฟโตรีเซปเตอร์ (PIN Photodiode) และอะวาลันซ์โฟโตรีเซปเตอร์ (Avalanche Photodiode) ซึ่งทั้งคู่จะทำงานขณะที่วงจรมีการไบอัสกลับ (Reverse bias)

2.2.2.1 PIN โฟโตรีเซปเตอร์

PIN โฟโตรีเซปเตอร์จะมีลักษณะโครงสร้างทั่วไปดังรูปที่ 2.14 คือจะมีชั้น i (intrinsic) ซึ่งเป็นชั้นสารกึ่งตัวนำบริสุทธิ์สูง ชั้นอยู่ระหว่างชั้นสารกึ่งตัวนำชนิด n และ p เมื่อมีคลื่นอินฟราเรดตกกระทบลงบน PIN โฟโตรีเซปเตอร์ทางด้านสารชั้น p จะทำให้เกิดคู่อิเล็กตรอนและโฮลอิสระขึ้นในชั้นต่างๆ ทั้งในชั้น i ชั้น n และชั้น p พหุประจุที่เกิดขึ้นจากคลื่นอินฟราเรดจะกลายเป็นกระแสไฟฟ้าไหลออกไปสู่วงจรภายนอกได้ ซึ่งการที่จะเกิดกระแสที่เอาท์พุทได้จะประกอบไปด้วยกลไก 2 กรณี คือ 1 ถ้าพหุประจุอิสระจากชั้น i ถูกพัดพาให้ไหลออกสู่วงจรภายนอกได้ด้วยปรากฏการณ์พัดพาด้วยศักย์ไฟฟ้าภายใน (Built-in potential) โดยอิเล็กตรอนจะไหลออกทางชั้น n และโฮลจะไหลออกทางชั้น p กระแสไฟฟ้าที่ได้ในลักษณะเช่นนี้เรียกว่า กระแสพัดพา (I_{dr} : Drift currents) ส่วนชั้น i นี้เรียกว่าชั้นปลอดพาหะ ส่วนในกรณีที่ 2 ถ้าโฮลที่เกิดขึ้นในชั้น n มีระยะทางการแพร่ซึม (Diffusion length) ที่ไกลเพียงพอที่จะแพร่ซึมจากชั้น n ผ่านเข้าสู่ชั้น i และไหลไปสู่ชั้น p ได้ และกลายเป็นกระแสไฟฟ้าแพร่ซึม (I_{diff} : Diffusion currents) [18] ในทำนองเดียวกัน อิเล็กตรอนที่เกิดขึ้นในชั้น p ถ้ามีระยะทางการแพร่ซึมที่ไกลเพียงพอที่จะแพร่ซึมจากชั้น p เข้าไปสู่ชั้น i และชั้น n ได้ และจะกลายเป็นกระแสไฟฟ้าแพร่ซึมด้วยเช่นกัน



รูปที่ 2.14 ลักษณะ โครงสร้างของพิน โฟโตไดโอด (PIN Photodiode)

ดังนั้นกระแสไฟฟ้ารวม I_{total} ที่เกิดขึ้นในพิน โฟโตไดโอด จึงเป็นผลรวมของกระแสไฟฟ้าที่คัปพากับกระแสไฟฟ้าแพร่ซึม ดังสมการที่ 2.21 และ 2.22

$$I_{total} = I_{dr} + I_{diff} \tag{2.21}$$

และ

$$I_{total} = q\Phi_0 \left(1 - \frac{e^{-\alpha w}}{1 + \alpha L_p} \right) + qP_{no} \frac{D_p}{L_p} \tag{2.22}$$

$$L_p = \sqrt{D_p \tau_p} \tag{2.23}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Phi_0 = P_{opt}(1-R)/Ahv \quad (2.24)$$

โดยที่	α = สัมประสิทธิ์การดูดกลืนในชั้น i
	Φ_0 = ปริมาณโฟตอนที่ตกกระทบลงบนพื้นโฟโอดีไดโอดต่อหน่วยพื้นที่
	A = พื้นที่รับคลื่นสมมูลของพื้นโฟโอดีไดโอด
	R = สัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นที่ผิวของพื้นโฟโอดีไดโอด
	D_p = สัมประสิทธิ์การแพร่ซึมของโฮลส่วนเกิน
	τ_p = ช่วงเวลาอายุของโฮลส่วนเกิน
	P_{n0} = ความหนาแน่นของโฮลในสภาพสมดุลเชิงความร้อน
	P_{opt} = กำลังงานคลื่นอินฟราเรดอินพุท

ส่วนค่าแบนด์วิดท์ใช้งานของพื้นโฟโอดีไดโอด จะพิจารณาในช่วงความถี่สูงสุดที่ทำให้สัญญาณเอาต์พุตลดลง 3 dB ซึ่งหาได้จากสมการที่ 2.25

$$B = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.25)$$

โดยที่	B = แบนด์วิดท์ใช้งาน (Hz)
	RC = ค่าคงที่ของเวลาในการดิสชาร์จประจุไฟฟ้า ผ่านตัวเก็บประจุตรงรอยต่อ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ $R_T \times C_T$ ซึ่ง R_T คือค่าความต้านทานของโหลดและ C_T คือค่าความจุไฟฟ้าของรอยต่อ PIN Photodiode

2.2.2.2 อวาลานซ์โฟโอดีไดโอด

อวาลานซ์โฟโอดีไดโอดหรือ APD เป็นโฟโอดีไดโอดชนิดหนึ่งที่ทำงนด้วยปรากฏการณ์ อวาลานซ์ (Avalanche effect) เป็นโฟโอดีไดโอดที่ทำงนภายใต้การไบแอสย้อนกลับด้วยแรงดันไฟฟ้าที่สูงมากจนสามารถเร่งพาหะที่เกิดจากคลื่นอินฟราเรดให้วิ่งไปชนอะตอมในผลึก จนเกิดการแตกตัวเป็น ไอออนและเกิดอิเล็กตรอนทุติย (Secondary electron) เพิ่มขึ้นเป็นจำนวนมาก ซึ่งโครงสร้างของอวาลานซ์โฟโอดีไดโอดแสดงได้ดังรูปที่ 2.15 หลักการทำงานของอวาลานซ์โฟโอดีไดโอดจะคล้ายกับพื้นโฟโอดีไดโอด เพียงแต่แตกต่างกันตรงที่ในอวาลานซ์โฟโอดีไดโอดจะมีส่วนขยายสัญญาณอยู่ด้วย โดยคลื่นอินฟราเรดที่เข้ามาทางขั้วแคโทดจะถูกดูดกลืนในชั้นปลดพาหะ p- เมื่อมีสนามไฟฟ้ามาบิอนแบบไบแอสย้อนกลับ อิเล็กตรอนจะเคลื่อนตัวไปสู่ชั้น n+ และโฮลจะเคลื่อนตัวไปสู่ชั้น p+ เนื่องจากในการผลิตจะออกแบบให้ชั้น p มีค่าความต้านทานไฟฟ้าสูงกว่าชั้น

p+ และ p- ดังนั้นสนามไฟฟ้าที่ป้อนส่วนใหญ่จะไปตกคร่อมที่ชั้น p มากที่สุด อิเล็กตรอนและโฮลที่ถูกฉีดให้เข้ามาสู่ชั้น p จะถูกเร่งด้วยสนามไฟฟ้าที่สูงมาก จนวิ่งไปชนกับโครงผลึกแตกตัวเป็นไอออน นั่นคือจะกระตุ้นให้อิเล็กตรอนกระโดดขึ้นไปสู่แถบคอนดักชัน และมีโฮลเกิดขึ้นใหม่ในแถบวาเลนซ์และเกิดปรากฏการณ์เช่นนี้ซ้ำๆ เรื่อยไป ตลอดเวลาที่มีการป้อนแรงดันไบแอสย้อนกลับจึงทำให้มีพาหะอิสระเพิ่มขึ้นเป็นจำนวนมากมาย และทำให้กระแสไฟฟ้าโฟโต้เอาท์พุทมีค่าสูงขึ้น ฉะนั้นอะวอลานซ์โฟโต้ไดโอดจึงสามารถขยายสัญญาณได้หรือมีค่าอัตราขยาย (Gain) มากกว่าหนึ่งนั่นเอง ซึ่งจะแตกต่างจากพินโฟโต้ไดโอดที่มีค่าอัตราขยายสัญญาณที่มีค่าไม่เกินหนึ่ง ซึ่งค่าอัตราขยายสัญญาณของอะวอลานซ์โฟโต้ไดโอดหาได้จากสมการที่ 2.26 2.27 และ 2.28

$$G(\text{gain}) = \frac{i_{\text{photo}}}{i_{\text{primary}}} \quad (2.26)$$

$$i_{\text{primary}} = \frac{\eta q}{h\nu} P_{\text{rcvd}} \quad (2.27)$$

และ
$$\eta = (1 - R)(1 - e^{-\alpha l_a}) \quad (2.28)$$

โดยที่ i_{photo} = กระแสโฟโต้ช่วงแรกขณะที่ APD ยังไม่เกิดปรากฏการณ์อะวอลานซ์ (Observable photocurrent at APD terminals)

i_{primary} = กระแสโฟโต้ไพรมารีหรือกระแสโฟโต้ที่ผ่านการขยายมาแล้ว (Internal photocurrent before multiplication)

η = ประสิทธิภาพควอนตัมของโฟโต้ดีเทคเตอร์ (Quantum efficiency)

l_a = ช่วงความกว้างของชั้นสารที่ดูดกลืนกำลังงานคลื่นอินฟราเรด (Length of absorption region)

P_{rcvd} = ค่ากำลังงานของคลื่นอินฟราเรด (Received optical signal power)

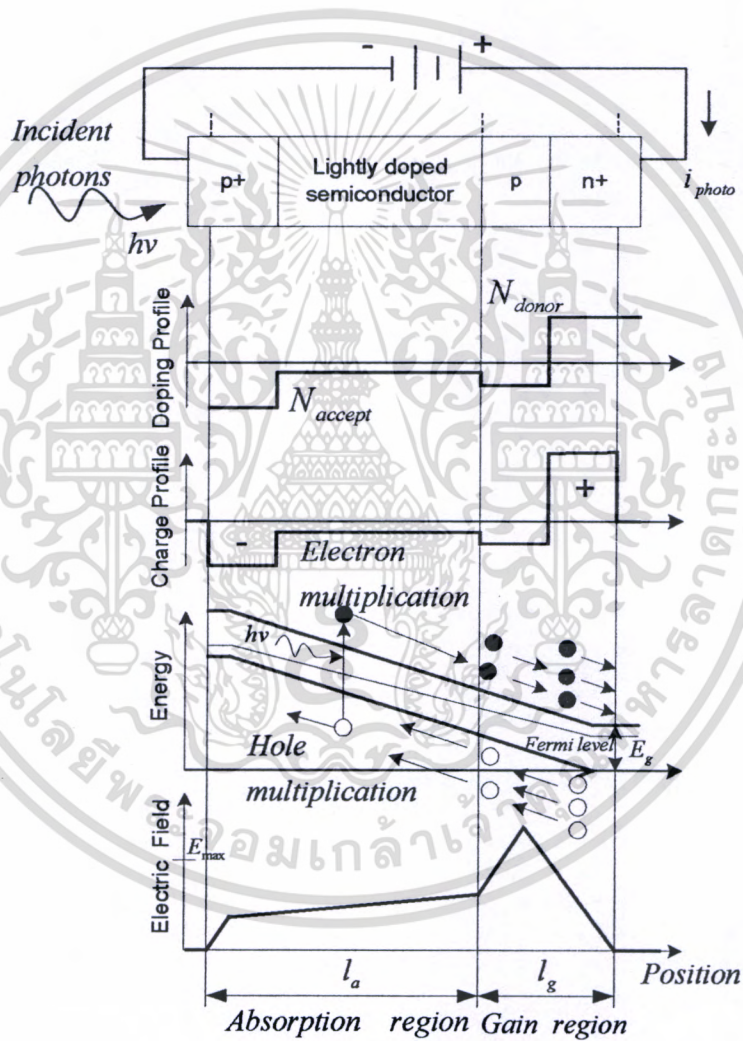
α = สัมประสิทธิ์การไอออไนส์เซชันของอิเล็กตรอน (Ionization coefficient for electron)

และถ้าเราจะพิจารณาค่าของกระแสโฟโต้เอาท์พุทที่อยู่ใน โดเมนของความถี่ก็จะแสดงได้ดังสมการที่ 2.29

$$i_{\text{photo}}(f) \cong RP_{\text{rcvd}} G \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} + i_{\text{dark}} + \text{Noise} \quad (2.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- โดยที่
- f = ความถี่สัญญาณข้อมูล (Electrical frequency)
 - f_c = แบนด์วิดท์ของอะวาลานซ์โฟโตไดโอด (Bandwidth of the photodetector)
 - R = ความไวในการตอบสนองของสารเซมิคอนดักเตอร์ (Responsivity of the semiconductor material)
 - G = อัตราการขยาย (Gain) สำหรับอะวาลานซ์โฟโตไดโอดโดยทั่วไปจะอยู่ที่ประมาณ 100 ถึง 10,000 เท่า
 - i_{dark} = กระแสมืด (Dark current)



รูปที่ 2.15 ลักษณะโครงสร้างของอะวาลานซ์โฟโตไดโอด (Avalanche photodiode : APD)

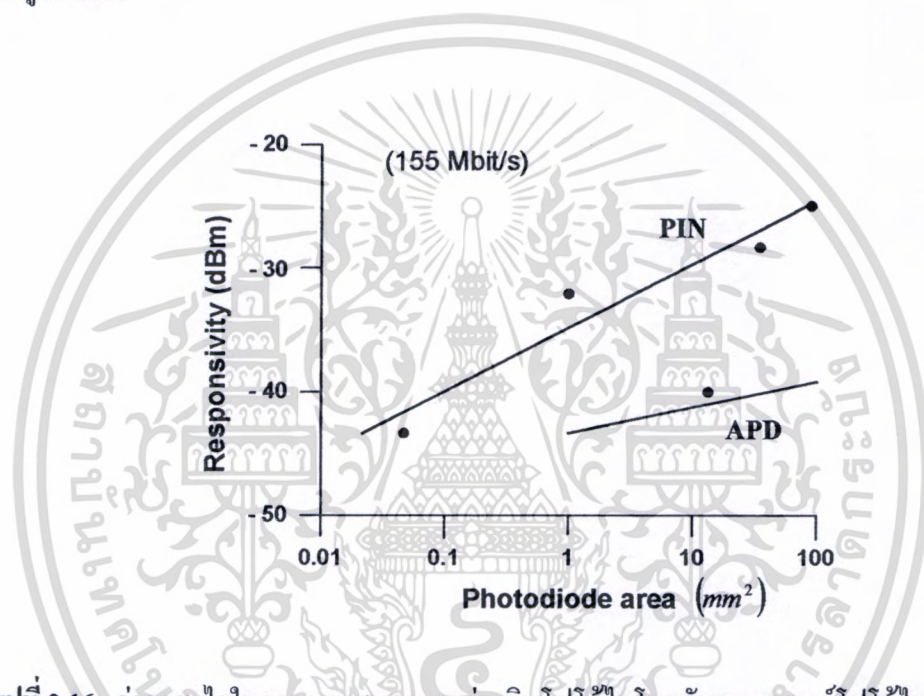
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.5 สรุปคุณสมบัติต่างๆ ระหว่างพินโฟโต้ไดโอดกับอะวาลานซ์โฟโต้ไดโอด [22]

Characteristic	Si PIN	Si APD	Ge PIN	InGaAs PIN	InGaAs APD
Useful λ region	400-1150 nm	400-1150 nm	800-1750 nm	900-1700 nm	900-1700 nm
Quantum efficiency	60-90 %	70-80 %	50-80%	70-90%	60-90%
Gain	1	50-300	10-100	1	10-40
Carrier ionization ratio	-	0.01-0.10	0.6-0.9	-	0.2-0.5
Dark current	1 nA	0.1 nA	1-50 nA	1-10 nA	0.5-5 nA
Multiplied dark current	-	0.1-1.0 nA	5-100 nA	-	0.5-5 nA
Detector capacitance	1-5 pF	1-5 pF	1-5 pF	0.2-2 pF	0.2-2 pF
Response time	0.3-3 nS	0.5-5 nS	0.3-3 nS	0.05-1 nS	0.1-1 nS
Modulation bandwidth	10 MHz to 10 GHz	100 MHz to 10 GHz	-	-	-
Special circuitry required	None	High bias voltages	-	-	-
Linearity	High	Low – suited to digital	-	-	-
Cost	Low	Moderate to high	-	-	-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนตารางที่ 2.5 เป็นการสรุปคุณสมบัติของพินโฟโต้ไดโอดกับอะวาลานซ์โฟโต้ไดโอด ซึ่งจากตารางจะเห็นว่าพินโฟโต้ไดโอดจะมีความเหมาะสมกว่าอะวาลานซ์โฟโต้ไดโอดที่จะนำมาใช้เป็นภาครับของระบบ ทั้งในแง่ของต้นทุน ความเป็นลิเนียร์ และที่สำคัญพินโฟโต้ไดโอดไม่ต้องมีภาคจ่ายไฟแรงดันสูง ฉะนั้นในปัจจุบันการค้นคว้าและวิจัยเพื่อพัฒนาระบบส่วนใหญ่จึงใช้พินโฟโต้ไดโอดเป็นหลัก ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ก็จะใช้พารามิเตอร์ต่างๆ ของพินโฟโต้ไดโอดเป็นภาครับของระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรด ที่มีการมอดูเลทแบบ L-PPM L-DPPM และ [N K] MPPM ด้วยเช่นกัน เมื่อเราเปรียบเทียบค่าความไวในการตอบสนองต่อหน่วยพื้นที่รับคลื่นระหว่างพินโฟโต้ไดโอดกับอะวาลานซ์โฟโต้ไดโอดที่ความเร็ว 155 เมกะบิตต่อวินาที แสดงได้ดังรูปที่ 2.16

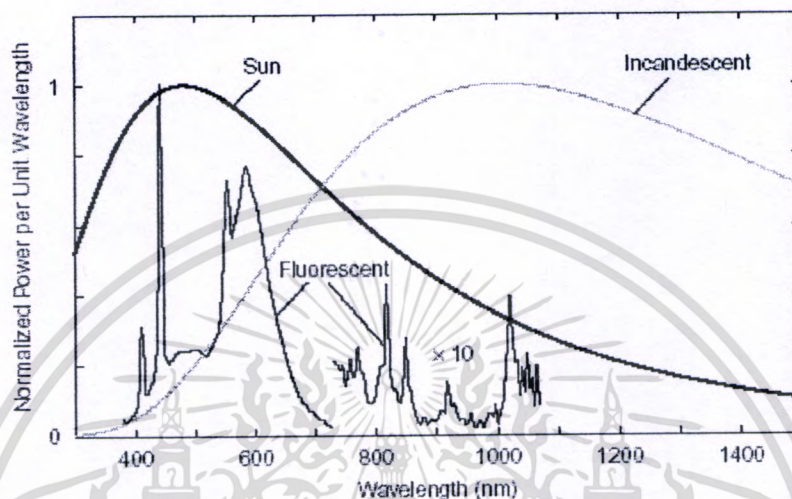


รูปที่ 2.16 ค่าความไวในการตอบสนองระหว่างพินโฟโต้ไดโอดกับอะวาลานซ์โฟโต้ไดโอด

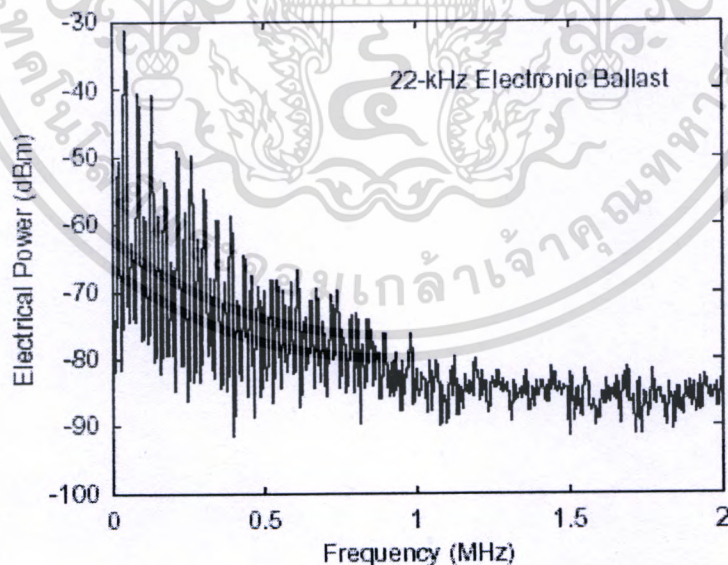
2.2.3 สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบ

สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดสามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วนใหญ่ๆ ด้วยกันคือ สัญญาณรบกวนที่เกิดจากสภาวะแวดล้อม (Ambient light noise) และสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นภายในโฟโตรีเซปเตอร์ (Photo detector) และปริแอมป์รีไฟเออร์ (Preamplifiers) เอง ซึ่งค่าของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากสภาวะแวดล้อมนั้น จะเกิดมาจากแสงอาทิตย์ที่สามารถผ่านเข้ามาในห้องหรือระบบได้อาจจะเป็นทางหน้าต่างหรือช่องทางใดๆก็แล้วแต่ซึ่งสามารถที่จะผ่านเข้าไปยังตัวรับคลื่นอินฟราเรดได้ เพราะคลื่นแสงธรรมชาติกับคลื่นอินฟราเรดจะมีช่วงความถี่คลื่น ที่ใกล้เคียงกัน และนอกจากนั้นยังมีสัญญาณรบกวนที่เกิดจากแสงหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ใช้หลอดทรงแทงอนิกส์ บัลบาสต์ และหลอดอินแคนเดสเซนต์ที่มีไส้หลอดทำมาจากทั้งสแตน ซึ่งคลื่นแสงที่ผลิตขึ้นจาก

หลอดไฟเหล่านี้จะก่อให้เกิดสัญญาณรบกวน แบบช็อตคนอยส์ (Photocurrent shot noise) ซึ่งค่าสเปกตรัมกำลังงานของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากสถานะแวดล้อมแบบต่างๆ ที่สัมพันธ์กับความยาวคลื่นแสดงได้ดังรูปที่ 2.17 และ 2.18



รูปที่ 2.17 สเปกตรัมกำลังงานของสัญญาณรบกวนจากสถานะแวดล้อม



รูปที่ 2.18 สเปกตรัมกำลังงานของคลื่นจากหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ใช้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางทฤษฎีถ้าเรากำหนดให้สัญญาณรบกวนมีแบนด์วิดท์จำกัดเป็น $\Delta\lambda$ ค่ากำลังงานของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากสภาวะแวดล้อมสามารถประมาณได้ดังสมการที่ 2.30 [15-17]

$$P_{n,localized} = p_n \Delta\lambda_n T_0 A g(\psi_n) \cos \psi_n \quad (2.30)$$

จากสมการที่ 2.30 ถ้าเรากำหนดให้สัญญาณรบกวนที่เกิดจากแสงอาทิตย์เป็นแบบ Isotropic และที่ภาครับมีมุมรับคลื่น FOV (Field Of View) เท่ากับ ψ_c สมการสัญญาณรบกวนที่เกิดจากแสงอาทิตย์ ก็จะเป็นดังสมการที่ 2.31

$$P_{n,isotropic} = p_n \Delta\lambda_n T_0 A n^2 \quad (2.31)$$

โดยที่ p_n = กำลังงานของสัญญาณรบกวนจากแสงอาทิตย์ (w/cm^2)
 ψ_n = มุมตกกระทบของสัญญาณรบกวนบนตัวรับเมื่อเทียบกับแกนตั้งฉากบนพื้นที่รับคลื่นอินฟราเรด (degree)
 $\Delta\lambda_n$ = ช่วงความยาวคลื่นของสัญญาณรบกวน (nm)
 T_0 = ช่วงความยาวของสัญญาณรบกวนที่มีแอมปริจูดสูงสุด (s)
 A = พื้นที่รับคลื่น (cm)
 n^2 = สัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นอินฟราเรดภายในตัวรับ

ส่วนสมการสัญญาณรบกวนที่เกิดจากแสงของหลอดอินแคนเดสเซนต์และ หลอดฟลูออเรสเซนต์สามารถจำลองโดยใช้อนุกรมฟูเรียร์ ดังสมการที่ 2.32 ถึง 2.39

$$i_{incandescent} = \frac{I_B}{F_1 A_1} \sum_{i=1}^{\infty} a_i \cos(2\pi 100it + \phi_i) \quad (2.32)$$

$$i_{fluorescent..conventional..ballasts}(t) = \frac{I_B}{F_2 A_2} \sum_{i=1}^{20} [b_i \cos(2\pi(100i - 50)t + \phi_i) + c_i \cos(2\pi 100it + \phi_i)] \quad (2.33)$$

และ $i_{fluorescent..electronic..ballasts}(t) = i_{low}(t) + i_{high}(t) \quad (2.34)$

$$i_{low}(t) = \frac{I_B}{F_3 A_3} \sum_{i=1}^{20} [b_i \cos(2\pi(100i - 50)t + \phi_i) + c_i \cos(2\pi 100it + \phi_i)] \quad (2.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{high}(t) = \frac{I_B}{F_3 A_4} \sum_{j=1}^3 d_j \cos(2\pi f_{high} j t + \theta_j) \quad (2.36)$$

$$b_i = 10^{(-13.1 \ln(100i-50) + 27.1/20)} \quad 1 \leq i \leq 20 \quad (2.37)$$

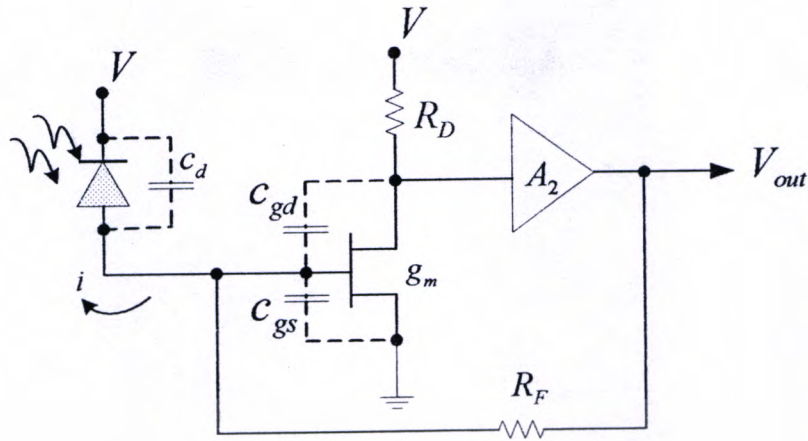
$$c_i = 10^{(-20.8 \ln(100i) + 92.4/20)} \quad 1 \leq i \leq 20 \quad (2.38)$$

$$I_B = R P_n \quad (2.39)$$

โดยที่ I_B = กระแสเอาต์พุตที่เกิดจากแสงอาทิตย์ (Background noise)
 F_1, F_2, F_3 = อัตราการลดทอนของตัวกรองแสง (Optical filter attenuation factor)
 A_1, A_2, A_3, A_4 = ค่าคงที่ซึ่งจะสัมพันธ์กับการแทรกสอดทางแอมปริจูดของกระแส
 เอาต์พุตที่เกิดจากแสงอาทิตย์
 a_i, ϕ_i = ค่าแอมปริจูดและเฟสของแต่ละฮาร์โมนิกส์ ที่เป็นส่วนประกอบของ
 ความถี่ 100 Hz ที่เกิดจากบัลลาสธรรมดา (coil)
 b_i, ϕ_i = ค่าแอมปริจูดและเฟสของฮาร์โมนิกส์คู่ที่เป็นส่วนประกอบของ
 ความถี่ 50 Hz
 c_i, ϕ_i = ค่าแอมปริจูดและเฟสของฮาร์โมนิกส์ คี่ที่เป็นส่วนประกอบของ
 ความถี่ 50 Hz
 d_j, θ_j = ค่าแอมปริจูดและเฟสของแต่ละฮาร์โมนิกส์ ที่เป็นส่วนประกอบของ
 ความถี่สูงที่เกิดจากอิเล็กทรอนิกส์บัลลาส
 R = ค่าความไวในการตอบสนองของพินโฟโต้ไดโอด

และสัญญาณรบกวนอีกส่วนหนึ่ง ซึ่งเกิดขึ้นภายในภาครับเอง ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะพิจารณา เฉพาะภาครับแบบพินโฟโต้ไดโอดเท่านั้น สำหรับสัญญาณรบกวนภายในพินโฟโต้ไดโอดจะ ประกอบด้วย 2 ส่วนใหญ่ๆด้วยกันคือ สัญญาณรบกวนแบบช็อตนอยส์ (Shot noise) และเทอร์มอล นอยส์ (Thermal noise) ซึ่งวงจรสมมูลของภาครับแบบพินโฟโต้ไดโอด แสดงได้ดังรูปที่ 2.19 สำหรับภาครับแบบพินโฟโต้ไดโอด วงจรภาครับส่วนหน้าส่วนใหญ่มักจะเป็น FET (Field effect transistor) มากกว่า BJT (Bipolar junction transistor) เนื่องจาก FET จะมีอินพุตอิมพีแดนซ์ ที่สูงกว่า BJT มากนั่นเอง จากรูป 2.19 เป็นวงจรสมมูลของภาครับแบบพินโฟโต้ไดโอดที่ใช้ FET เป็นวงจรภาครับส่วนหน้า โดยสมมุติฐานให้มีอัตราขยายเป็น A_2 จากวงจรเราสามารถหาผล ตอบสนองเชิงความถี่ที่ f_{-3dB} หรือ $0.707V_{max}$ และค่าอินพุตคาปาซิแตนซ์ (Input capacitance)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 วงจรสมมูลของภาครับแบบพินโฟโต้ไดโอด

ค่ากำลังงานของสัญญาณรบกวน (Power spectrum density of noise) ที่เกิดขึ้นภายในภาครับแบบพินโฟโต้ไดโอดแสดงได้ดังสมการที่ 2.40 ถึง 2.44

$$f_{-3dB} = (g_m R_D A_2 + 1) / (2\pi R_F C_T) \quad (2.40)$$

$$C_T = C_d + C_{gs} + C_{gd} \quad (2.41)$$

$$S_{total}(f) = S_{shot}(f) + S_{thermal}(f) \quad (2.42)$$

$$S_{shot}(f) = 2qRP_n \quad (2.43)$$

$$S_{thermal}(f) = \frac{4kT}{R_F} + \frac{16\pi^2 kT}{g_m} \left(\Gamma + \frac{1}{g_m R_D} \right) C_T^2 f^2 + \frac{4\pi^2 K I_D^2 C_T^2 f}{g_m^2} \quad (2.44)$$

โดยที่

K, a = สัมประสิทธิ์น้อยส์ ของ FET ($1/f_{noise}$ coefficients)

k = อุณหภูมิ (k°)

I_D = กระแสเดรน (A)

C_T = คาปาซิแตนซ์รวม (pF)

C_d = คาปาซิแตนซ์ที่พินโฟโต้ไดโอด (pF)

C_{gs} = คาปาซิแตนซ์ระหว่างขาเกตกับซอร์ซ (pF)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C_{gd}	= คาปาซิแตนที่ระหว่างขาเกิดกับแครอน (pF)
R_b	= อัตราความเร็วของข้อมูล (Mbps)
R_F	= ความต้านทานป้อนกลับ (k Ω)
g_m	= ความนำรวมของพินโฟโต้ไดโอด (mS)
f	= ความถี่ (MHz)
q	= ประจุ 1.602×10^{-19} (coulomb)

2.2.4 ข้อกำหนดเรื่องความปลอดภัยของระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรด

โดยปกติแล้วดวงตามนุษย์สามารถที่จะรับคลื่นได้ตั้งแต่ 400-700 นาโนเมตร ซึ่งเป็นช่วงความยาวคลื่นแสงธรรมชาติที่ไม่เป็นอันตราย แต่เมื่อเราคิดที่จะนำคลื่นย่านอินฟราเรดมาใช้งานซึ่งมีความยาวคลื่นประมาณ 700 - 1,050 นาโนเมตร ซึ่งเป็นช่วงความยาวคลื่นที่ดวงตาของมนุษย์เรารู้สึกหรือได้รับกำลังงานคลื่นอินฟราเรดในปริมาณที่มีความเข้มมากเกินไป ก็อาจจะทำให้เกิดความร้อนขึ้นภายในเรติน่าของดวงตา ซึ่งจะเป็นอันตรายได้ ฉะนั้น IEC (International Electrotechnical Commission) ซึ่งเป็นองค์กรที่ทำหน้าที่ กำหนดมาตรฐาน กฎเกณฑ์และข้อบังคับต่างๆ ของอุปกรณ์ที่ใช้ส่งคลื่นอินฟราเรด เช่น แอลอีดี (LED) และเลเซอร์ไดโอด (LD) เป็นต้น สำหรับมาตรฐาน IEC ที่ใช้กับระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดก็คือ IEC 825-1 ซึ่งได้แบ่งมาตรฐานและเงื่อนไขในการจัดหมวดหมู่ของตัวส่งคลื่นอินฟราเรดไว้ 4 กรณีดังแสดงในตารางที่ 2.6

ตารางที่ 2.6 มาตรฐาน IEC 825-1 สำหรับตัวส่งคลื่นอินฟราเรด

	Interpretation
Class 1	Safe under reasonably foreseeable conditions of operation
Class 2	Eye protection afforded by aversion responses including blink reflex (for visible sources only $\lambda = 400 - 700$ nm)
Class 3A	Safe for viewing with unaided eye. Direct intra – beam viewing with optical aids may be hazardous.
Class 3B	Direct intra – beam viewing is always hazardous. Viewing diffuse reflection is normally safe

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 2.6 จะเห็นว่ากรณีที่ 1 (class 1) เป็นกรณีที่ปลอดภัยที่สุดซึ่งค่ากำลังงานของคลื่นอินฟราเรดที่คำนวณตามมาตรฐาน IEC 825-1 ที่ใช้คลื่นอินฟราเรดเป็นตัวส่งข้อมูลแสงได้ตั้งตารางที่ 2.7 [19-21]

ตารางที่ 2.7 กำลังงานคลื่นอินฟราเรดของระบบต่างๆที่คำนวณตาม IEC 825-1

	Typical product Emission intensity	Max. Optical Source Intensity IEC 825-1	Optical Power Class1 Limit IEC 825-1
TV remote	70-300 mW/Sr	91.8 mW/Sr	0.7 mW/Sr
Audio phones	240 mW/Sr	577 mW/Sr	8.8 mW/Sr
IrDA links	40-500 mW/Sr	1165 mW/Sr	8.8 mW/Sr

ซึ่งการคำนวณค่าความเข้มกำลังงานคลื่นอินฟราเรดตามมาตรฐานของ IEC 825-1 หรือ AEL (Accessible Emission Limit) ที่ความยาวคลื่น 700 -1,050 nm คำนวณได้ดังสมการที่ 2.45

$$AEL_s = 7 \times 10^{-4} x t^{0.75} x C_4 x C_6 \quad (\text{Joules}) \quad (2.45)$$

โดยที่

$$C_4 = 10^{0.002(1-700)}$$

$$C_6 = 1 \dots \dots \text{for } \alpha \leq \alpha_{\min}$$

$$C_6 = \alpha / \alpha_{\min} \dots \dots \text{for } \alpha_{\min} \leq \alpha \leq \alpha_{\max}$$

$$C_6 = \alpha_{\max} / \alpha_{\min} \dots \dots \text{for } \alpha \geq \alpha_{\max}$$

ซึ่งค่าของ α คือมุมทรงตัน (Solid angle) ที่มองจากจุดสังเกต (Collecting aperture) เข้าไปยังตัวส่ง (Source) โดยจะสัมพันธ์กับระยะเวลา หรือช่วงเวลาในการปล่อยคลื่นอินฟราเรดของตัวส่ง โดยกำหนดให้เป็น t (Second) ซึ่งมุม α แสดงได้ดังรูปที่ 2.20 ค่าความสัมพันธ์ของมุม α_{\max} และ α_{\min} กับค่าเวลา t จะเป็นไปตามสมการ

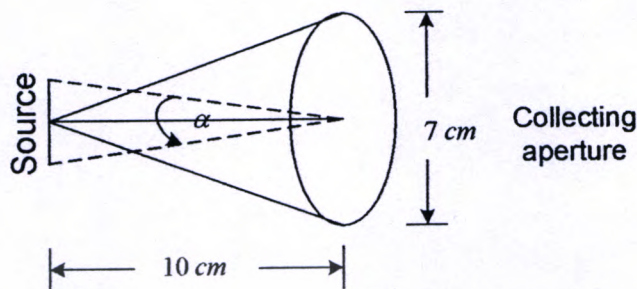
$$\alpha_{\max} = 0.1 \quad \text{rad}$$

$$\alpha_{\min} = 11 \quad \text{mrad for } t \geq 10 \text{ sec}$$

$$\alpha_{\min} = 1.5 \quad \text{mrad for } t \leq 0.75 \text{ sec}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\alpha_{\min} = 2t^{3/4} \quad \text{mrad for } 0.75 \leq t \leq 10 \text{sec}$$



รูปที่ 2.20 ลักษณะของมุม α ตามมาตรฐาน IEC 825-1

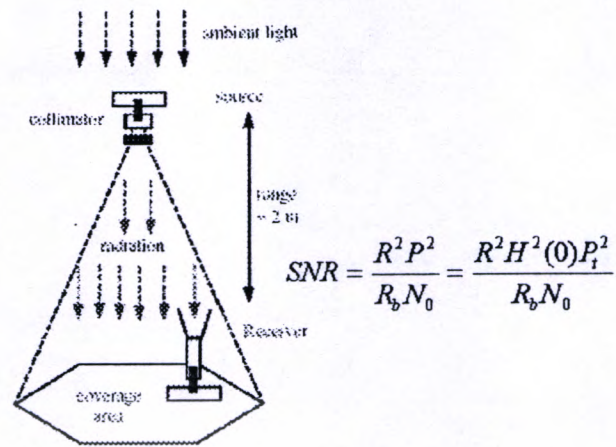
จากสมการที่ 2.45 จะใช้เฉพาะการส่งพัลส์คลื่นอินฟราเรดเพียง 1 พัลส์ในช่วงเวลา t แต่ถ้าจะพิจารณาในลักษณะที่มีการส่งพัลส์แบบต่อเนื่องค่าของ AEL (Accessible Emission Limit) จะเป็นดังสมการที่ 2.46

$$AEL_{\text{train}} = AEL_s \times C_5 \quad (2.46)$$

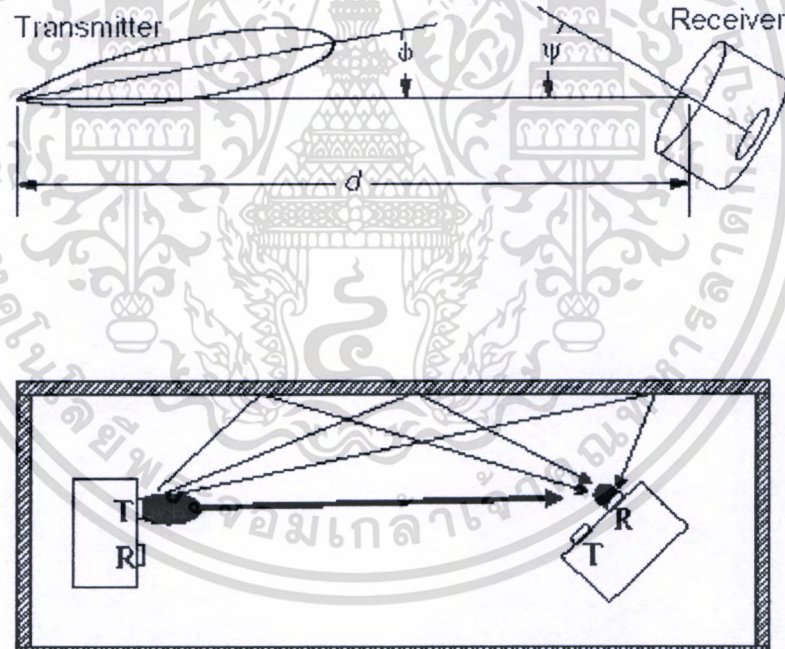
โดยที่ $C_5 = N^{-1/4}$ ซึ่ง N คือค่าจำนวนพัลส์คลื่นอินฟราเรดในช่วงเวลา t (sec)

2.3 ระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดแบบ Line of sight

สำหรับการจำแนกระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรด โดยใช้ทิศทางการส่งคลื่นระหว่างตัวส่งถึงตัวรับเป็นเกณฑ์ เราสามารถแบ่งระบบออกได้เป็น 2 แบบใหญ่ๆด้วยกันคือ แบบ LOS (Line of sight) และ แบบ Diffuse (Diffuse link) ซึ่งลักษณะของระบบที่เป็นแบบ LOS แสดงได้ดังรูปที่ 2.21 และ 2.22 ซึ่งเป็นระบบที่มีการวางตำแหน่งตัวส่งและตัวรับที่มีบีมของการส่งคลื่นที่ตรงกัน ซึ่งระบบแบบนี้ จะมีประสิทธิภาพด้านกำลังงานของระบบสูงสุด (Maximum power efficiency) และมีค่าสูญเสียระหว่างเส้นทาง (Path loss) ต่ำสุด แต่ข้อเสียของระบบนี้คือมีความยืดหยุ่นในการใช้งานน้อย เพราะต้องปรับบีมการส่งคลื่นระหว่างตัวส่งกับตัวรับให้ตรงกันอยู่ตลอดเวลา จึงไม่เหมาะสำหรับการติดต่อสื่อสารที่เป็นแบบหลายช่องทาง (Multi users) จากรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 ระบบแบบ Line of sight ที่มีตัวส่งอยู่ด้านบนและตัวรับอยู่ด้านล่าง



รูปที่ 2.22 ระบบแบบ Line of sight ที่มีตัวส่งและตัวรับอยู่บนแนวนอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าเราพิจารณาผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณแบบ LOS ที่ความถี่เท่ากับศูนย์ หรือค่าระดับสัญญาณคลื่นที่เรียกคล้ายแรงดันคิซี (DC) ซึ่งเรากำหนดให้เป็นอัตราขยายระดับแรงดันคิซีของช่องสัญญาณ (Channel DC gains : $H(0)$) หรือมีความหมายอีกนัยหนึ่งว่า $H(0)$ ก็คือผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณอินฟราเรดนั่นเอง และจากสมการ $P = H(0)P_i$ คือค่ากำลังงานคลื่นอินฟราเรดที่ตัวรับสามารถรับได้ จะมีค่าเท่ากับค่ากำลังงานของตัวส่งคูณกับผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณอินฟราเรด เมื่อเราแทนสมการ 2.6 ลงในสมการที่ 2.19 ก็จะได้สมการกระแสจากตัวโฟโตรีเซเตอร์เป็นดังสมการที่ 2.47

$$I_p = q\eta_i \frac{P_i H(0)}{h\nu} + I_{total..noise} \quad (2.47)$$

โดยที่

$$H(0) = \begin{cases} \frac{A}{d^2} R_0(\phi) T_s(\psi) g(\psi) \cos\psi & 0 \leq \psi \leq \psi_c \\ 0 & \theta > \psi_c \end{cases} \quad (2.48)$$

และถ้าตัวส่งมีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นอินฟราเรดเป็นแบบทรงกลมหรือ Lambertian model สมการของผลตอบสนองเชิงความถี่ของช่องสัญญาณแบบ LOS หรือ $H(0)$ จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$H(0) = \begin{cases} \frac{(m+1)A}{2\pi d^2} \cos^m \phi T_s(\psi) g(\psi) \cos\psi & 0 \leq \psi \leq \psi_c \\ 0 & \theta > \psi_c \end{cases} \quad (2.49)$$

ซึ่ง

$$g(\psi) = \begin{cases} \frac{n^2}{\sin^2 \psi_c} & 0 \leq \psi \leq \psi_c \\ 0, & \psi > \psi_c \end{cases} \quad (2.50)$$

$$R_0(\phi) = [(m+1)/2\pi] \cos^m \phi \quad (2.51)$$

$$m = -\ln 2 / \ln(\cos \phi_{1/2}) \quad (2.52)$$

โดยที่

- d = ระยะจากตัวส่งถึงตัวรับในแนวนอน (m)
- A = พื้นที่รับคลื่นของตัวรับ (Effective area) (cm^2)
- m = จำนวนโหนดของตัวส่งที่ใช้กำหนดความกว้างของ빔คลื่นอินฟราเรด ซึ่งจะสัมพันธ์กับมุม ϕ ดังแสดงในรูปที่ 2.23

$T_s(\psi)$ = ค่ากำลังงานของคลื่นอินฟราเรดที่สามารถผ่านฟิลเตอร์เข้ามายังพื้นที่รับคลื่นภายในตัวรับได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.24

$g(\psi)$ = ค่าอัตราขยายรวมของฟิลเตอร์ (Concentrate gain)

$R_0(\phi)$ = รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นอินฟราเรด (Radiant intensity)

n = ดัชนีการหักเหคลื่นอินฟราเรดภายในตัวรับ (Internal refractive index)

ส่วนค่าสูญเสียหรือการลดทอนกำลังงานคลื่น (Path loss) ในระบบที่เป็นแบบ LOS ที่ตัวส่งคลื่นเป็นแบบ Lambertian model สามารถประมาณค่าได้จากสมการที่ 2.53

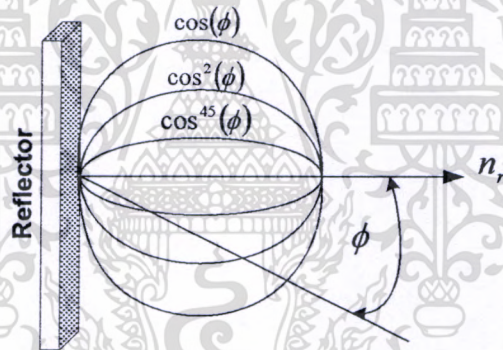
$$LOS..path.loss(optical..dB) = -10 \log_{10} \left[\frac{A_R}{\pi} \frac{h^2}{(h^2 + d^2)^2} \right] \quad (2.53)$$

โดยที่

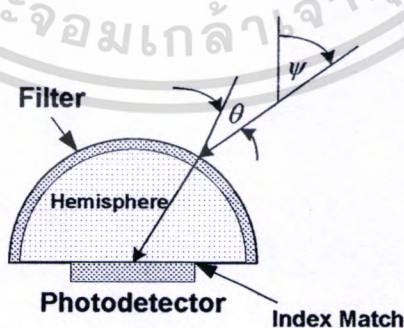
A_R = พื้นที่รับคลื่นของตัวรับ (Effective area) (cm^2)

d = ระยะจากตัวส่งถึงตัวรับในแนวนอน (m)

h = ระยะจากตัวส่งถึงตัวรับในแนวตั้ง (m)



รูปที่ 2.23 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนโหนดของตัวส่ง m กับมุม ϕ

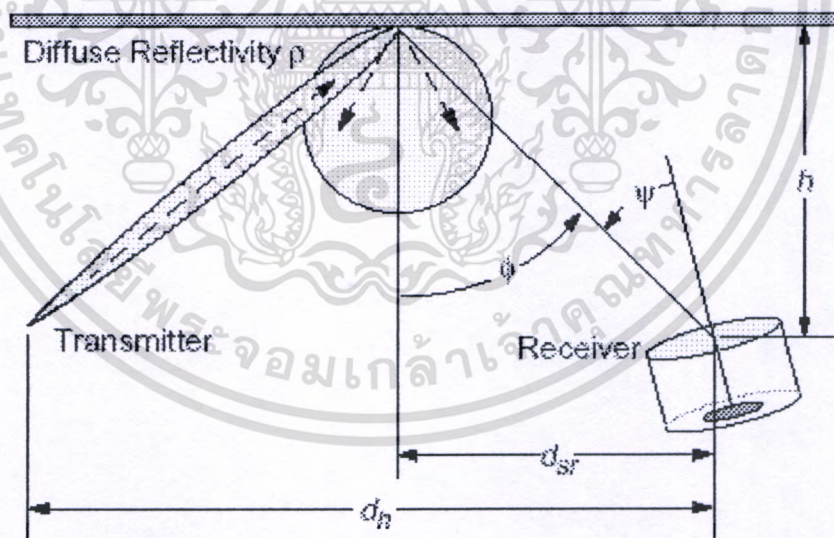


รูปที่ 2.24 การวางตำแหน่งของฟิลเตอร์บนพื้นที่รับคลื่นของโฟโตรีเซปเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

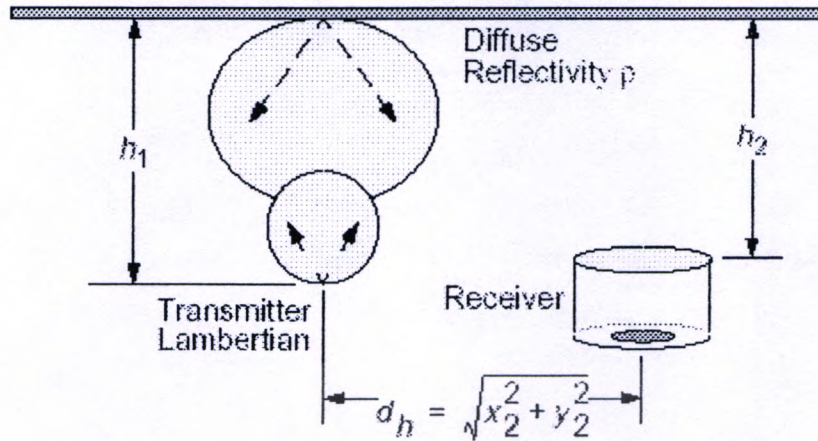
2.4 ระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดแบบ Diffuse Link

สำหรับระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดแบบนี้ ตัวส่งและตัวรับจะถูกวางอย่างอิสระภายในห้อง (Area) โดยที่บีม (Beam) ของการส่งคลื่นระหว่างตัวส่งกับตัวรับอาจจะไม่ต้องตรงกันก็ได้ แต่จะอาศัยการสะท้อนคลื่นจากผนังหรือเพดานห้องแทน จึงทำให้ระบบแบบนี้มีความยืดหยุ่นสูง และเหมาะที่จะนำไปสร้างใช้งานจริง แต่ทว่าระบบนี้จะมีค่าการสูญเสียระหว่างเส้นทางสูง (Path loss) และจะมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นของวัสดุที่ใช้ทำผนังห้องเข้ามาเกี่ยวข้องกับคีย์ ซึ่งลักษณะโครงสร้างของระบบแบบ Diffuse link แสดงได้ดังรูปที่ 2.25 และ 2.26 ซึ่งรูปที่ 2.25 เป็นระบบ Diffuse link แบบ Direct non line of sight ส่วนรูปที่ 2.26 เป็นระบบ Diffuse link แบบ Non direct non line of sight ในระบบแบบ Diffuse link นั้นค่ากำลังงานคลื่นอินฟราเรดที่ผ่านช่องสัญญาณมาสู่ตัวรับ จะได้จากคลื่นอินฟราเรดที่สะท้อนมาจากส่วนต่างๆของห้อง ไม่ว่าจะเป็นผนังห้อง ทั้งสี่ด้าน เพดานห้อง หรืออาจจะเป็นคลื่นที่สะท้อนจากวัสดุต่างๆ ที่อยู่ภายในห้อง จึงเป็นสาเหตุให้คลื่นที่เดินทางมาถึงตัวรับไม่พร้อมกัน ซึ่งจะทำให้เกิดค่าดีเลย์ของคลื่นขึ้นในระบบ ซึ่งค่าดีเลย์ของคลื่นนี้จะส่งผลให้เกิดมัลติพาทดิสเพชัน (Multipath dispersion) และผลของการเกิดมัลติพาทดิสเพชัน (Multipath dispersion) นี้เอง จะก่อให้เกิดปัญหาเรื่องของ ISI (Inter Symbol Interference) ขึ้นในระบบได้



รูปที่ 2.25 ระบบ Diffuse link แบบ Direct non line of sight

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.26 ระบบ Diffuse link แบบ Non direct non line of sight

ซึ่งการเกิดมัลติพาทคิดสเฟอซันนี้ จะเป็นอุปสรรคที่สำคัญสำหรับการออกแบบระบบจากรูปที่ 2.25 และ 2.26 เราสามารถประมาณค่ากำลังงานคลื่นอินฟราเรดที่ตัวรับได้ดังสมการที่ 2.54 และ 2.55 โดยที่ยังไม่ได้พิจารณาสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบ ส่วนค่าอัตราขยายระดับแรงดันคิซีของช่องสัญญาณ (Channel DC gain) หรือ $H(0)$ ในระบบ Diffuse link แบบ Direct non line of sight จะประมาณค่าได้ดังสมการที่ 2.56

$$P_{received} = I_S(d_{sr,h}) A_{eff}(\psi) \quad (2.54)$$

$$I_S(d_{sr,h}) = \rho h P_t / \pi (h^2 + d_{sr}^2)^{3/2} \quad (2.55)$$

$$\text{และ } H(0)_{Direct..Non..Line..Of..Sight} = \begin{cases} \frac{\rho A h}{\pi (h^2 + d_{sr}^2)^{3/2}} T_s(\psi) g(\psi) \cos \psi & 0 \leq \psi \leq \psi_c \\ 0, & \theta > \psi_c \end{cases} \quad (2.56)$$

ส่วนระบบ Diffuse link แบบ Non direct non line of sight ดังรูปที่ 2.26 จะเห็นว่าถ้าเรา กำหนดให้รูปแบบการสะท้อนคลื่นอินฟราเรดของผนังห้องหรือเพดานเป็นแบบ Lambertian model ค่าของอัตราขยายระดับแรงดันคิซีของช่องสัญญาณ (Channel DC gain) หรือ $H(0)$ ก็จะประมาณค่า ได้ดังสมการที่ 2.57 [5-10]

$$H(0)_{Non.Direct.Non.LOS} = \frac{\rho T_s g A h_1^2 h_2^2}{\pi^2} \iint_{Ceiling} \frac{dxdy}{(h_1^2 + x^2 + y^2)^2 [(h_2^2 + (x-x_2)^2 + (y-y_2)^2)^2]} \quad (2.57)$$

โดยที่

ρ = สัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นอินฟราเรดของวัสดุที่ใช้ทำผนังหรือเพดานห้อง

A = พื้นที่รับคลื่นของตัวรับ (Detector area) (cm^2)

d_{sr} = ระยะทางจากตัวรับถึงจุดสะท้อนคลื่นบนเพดานห้องในแนวนอน (m)

h = ระยะทางจากตัวรับถึงเพดานห้องในแนวตั้งฉากของระบบ Direct non LOS (m)

h_1 = ระยะทางจากตัวส่งถึงเพดานห้องในแนวตั้งฉาก (m)

h_2 = ระยะทางจากตัวรับถึงเพดานห้องในแนวตั้งฉากของระบบ Non direct non LOS (m)

x, y = ตำแหน่งของตัวส่งและตัวรับที่กีดกันตามแนวพื้นห้องหรือระนาบ x, y โดย

กำหนดให้ตัวส่งอยู่ที่พิกัด $0,0$ ส่วนตัวรับอยู่ที่พิกัด x_2, y_2 ตามลำดับ (m)

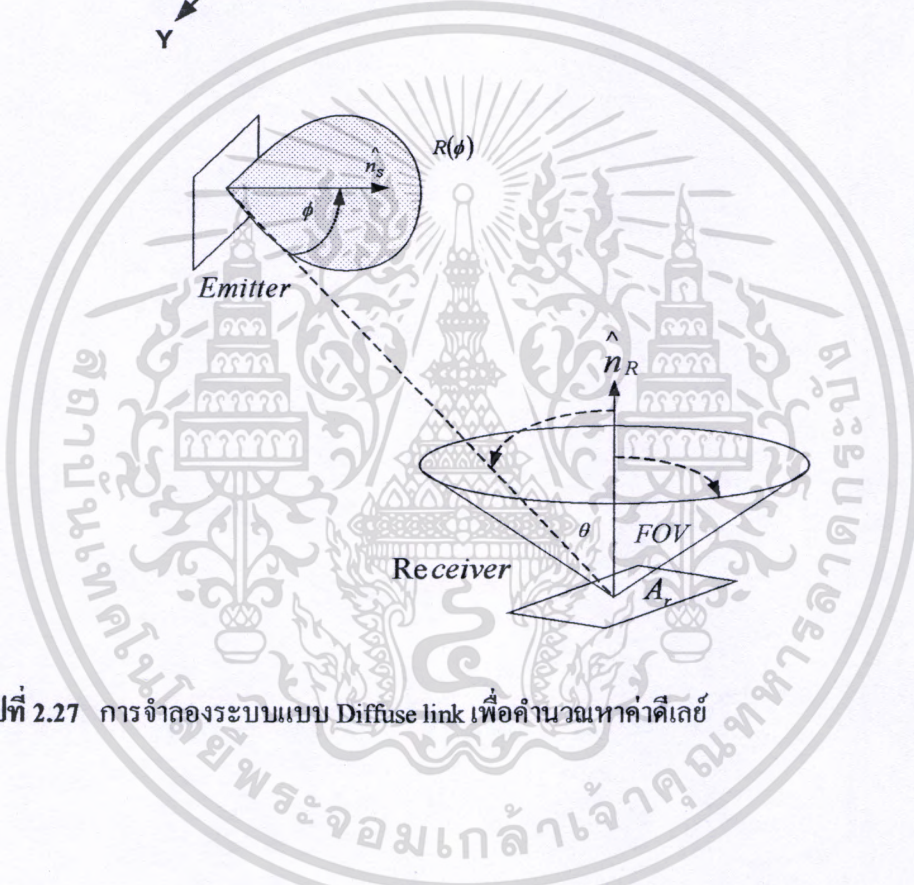
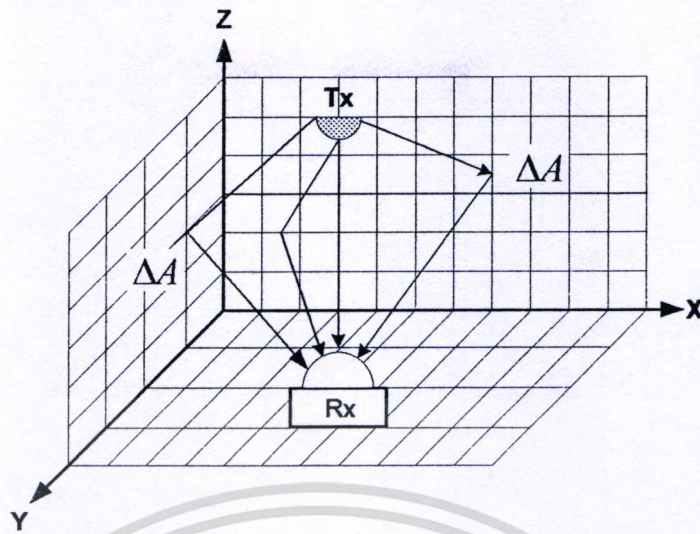
สำหรับการลดทอนที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณแบบ Diffus Link จะพิจารณาในลักษณะค่าอัตราการลดทอนกำลังงานคลื่น ในหน่วยเดซิเบลซึ่งสามารถหาได้จากสมการที่ 2.58

$$Diffuse_{path.loss} = -10 \log_{10} \frac{\rho T_s g A h_1^2 h_2^2}{\pi^2} \iint_{Ceiling} \frac{dxdy}{(h_1^2 + x^2 + y^2)^2 [(h_2^2 + (x-x_2)^2 + (y-y_2)^2)^2]} \quad (2.58)$$

ส่วนการคำนวณหาค่าเฉลี่ย ในช่องสัญญาณแบบ Diffuse link นั้น นับเป็นเรื่องที่ยุ่งยากพอสมควร ก่อนอื่นเราต้องสมมุติฐานให้ตัวส่งและผนังห้องทุกด้านมีรูปแบบการแพร่กระจายและสะท้อนคลื่นอินฟราเรดที่เป็นแบบ Lambertian model ดังแสดงในรูปที่ 2.27 จากรูปถ้าเราสมมุติฐานให้ตัวส่งอยู่ที่จุด Emitter และตัวรับอยู่ที่ตำแหน่ง Receiver ภายในห้อง โดยกำหนดให้ $h^{(k)}(t)$ คือผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ ในคลื่นสะท้อนลำดับที่ k ($k.reflections$) มายังตัวรับที่เป็นแบบ Diffuse link และ $h^{(0)}(t)$ คือผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณอินฟราเรดจากตัวส่งมายังตัวรับที่เป็นแบบ Line of sight ฉะนั้นผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณรวมทั้งระบบแสดงได้ดังสมการที่ 2.59 ถึง 2.64 ส่วนการจำลองระบบ Diffuse link ในทางคณิตศาสตร์จะมีรูปแบบแสดงได้ดังรูปที่ 2.28 ซึ่งผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณจะค่าเป็นดังสมการ

$$h(t; S, R) = \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; S, R) \quad (2.59)$$

$$h^{(k)}(t; S, R) = \int_S h^{(0)}\left(t; S, \left\{r, \hat{n}, \pi/2, dr^2\right\}\right) \otimes h^{(k-1)}\left(t; \left\{r, \hat{n}, 1\right\}, R\right) \quad (2.60)$$



รูปที่ 2.27 การจำลองระบบแบบ Diffuse link เพื่อคำนวณหาค่าดีเลย์



รูปที่ 2.28 แบบจำลองระบบทางคณิตศาสตร์ของช่องสัญญาณแบบ Diffuse link

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$h^{(k)}(t; S, R) = \frac{n+1}{2\pi} \int_s \frac{\rho_r \cos^n(\phi) \cos(\theta)}{R^2} \text{rect}(2\theta/\pi) h^{(k-1)}\left(t - R/c; \left\{r, \hat{n}, 1\right\}, R\right) dr^2 \quad (2.61)$$

ซึ่ง $R = \|r - r_s\|$ (2.62)

$$\cos(\phi) = \hat{n}_s \cdot (r - r_s) / R \quad (2.63)$$

$$\cos(\theta) = \hat{n} \cdot (r_s - r) / R \quad (2.64)$$

ซึ่งจากสมการที่ 2.59 ถ้าเราใช้วิธีคำนวณแบบ Numerical โดยกำหนดให้พื้นผิวของผนังห้องตรงจุดที่คลื่นตกกระทบแล้วสะท้อนไปยังตัวรับที่มีพื้นที่เป็น ΔA สมการที่ 2.59 ก็จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็นสมการที่ 2.65 และ 2.66

$$h^{(k)}(t; S, R) \approx \sum_{i=1}^N h^{(0)}(t; S, \varepsilon_i) \otimes h^{(k-1)}(t; \varepsilon_i, R) \quad (2.65)$$

$$h^{(k)}(t; S, R) = \frac{n+1}{2\pi} \sum_{i=1}^N \frac{\rho_i \cos^n(\phi) \cos(\theta)}{R^2} \text{rect}(2\theta/\pi) h^{(k-1)}\left(t - R/c; \left\{r, \hat{n}, 1\right\}, R\right) \Delta A \quad (2.66)$$

โดยที่

\otimes = การคอนโวลูชันในโดเมนของเวลา (Convolution)

s = พื้นผิวทั้งหมดของห้อง

r = ตำแหน่งของตัวรับ

R = ระยะทางจากตัวส่งหรือจุดสะท้อนคลื่นมายังตัวรับ

\hat{n} = เวกเตอร์ที่ตั้งฉากกับจุดสะท้อนคลื่นบนพื้นผิว s

ρ_r = สัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นของพื้นที่ ΔA

ΔA = พื้นที่ส่วนย่อยๆ ของพื้นผิว s ในแต่ละ N ..elements

ε_i = Signifies ของแต่ละ i_{th} ..elements

เมื่อเราทราบค่าผลตอบอิมพัลส์ของช่องสัญญาณอินฟราเรดหรือ $h(t)$ แล้ว ถ้าดับคอปไปเราก็สามารถที่จะหาค่าของดีเลย์ได้ ซึ่งค่าดีเลย์ของคลื่นหาได้จากสมการที่ 2.67 และ 2.68 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$D = \left[\frac{\int (t - \mu)^2 h^2(t) dt}{\int h^2(t) dt} \right]^{1/2} \quad (2.67)$$

โดยที่ μ คือค่าเฉลี่ยของการเคลื่อนที่ ซึ่งหาได้จากสมการ

$$\mu = \frac{\int t h^2(t) dt}{\int h^2(t) dt} \quad (2.68)$$

สำหรับการจำลองระบบเพื่อหาค่าเฉลี่ยของคลื่นนั้น นับว่าเป็นเรื่องที่ยุ่งยากพอสมควรที่จะจำลองให้เหมือนจริง ซึ่งอย่างมากก็ทำได้แค่เพียงให้ใกล้เคียงกับระบบที่เป็นจริงให้ได้มากที่สุดเท่าที่จะกระทำได้ ซึ่งวิธีการจำลองระบบในการหาค่าเฉลี่ยของคลื่น ในปัจจุบันก็มีอยู่ 2 แบบใหญ่ๆ คือแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล (Exponential delay model) และแบบซิติลิ่งบราวด์ (Ceiling bounce model) ซึ่งการหาค่าเฉลี่ยแบบ Exponential delay model นั้น จะสมมุติฐานให้ผลตอบสนองทางแอมพลิจูดของคลื่นอินฟราเรดที่เดินทางจากตัวส่งถึงตัวรับในทิศทาง Line of sight และแบบ Diffuse link มีค่าอัตราการลดทอนของช่องสัญญาณเป็นแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล ซึ่งแสดงได้ดังสมการ 2.69 ถึง 2.71

$$h_{\text{exponential}}(t, \tau) = \frac{1}{\tau} e^{-(t/\tau)} u(t) \quad (2.69)$$

และผลตอบสนองที่ความถี่คัทออฟ -3 dB (-3 dB cutoff frequency)

$$f_{-3\text{dB}}(h_{\text{exponential}}(t, \tau)) = \frac{1}{4\pi D(h_c(t, \tau))} \quad (2.70)$$

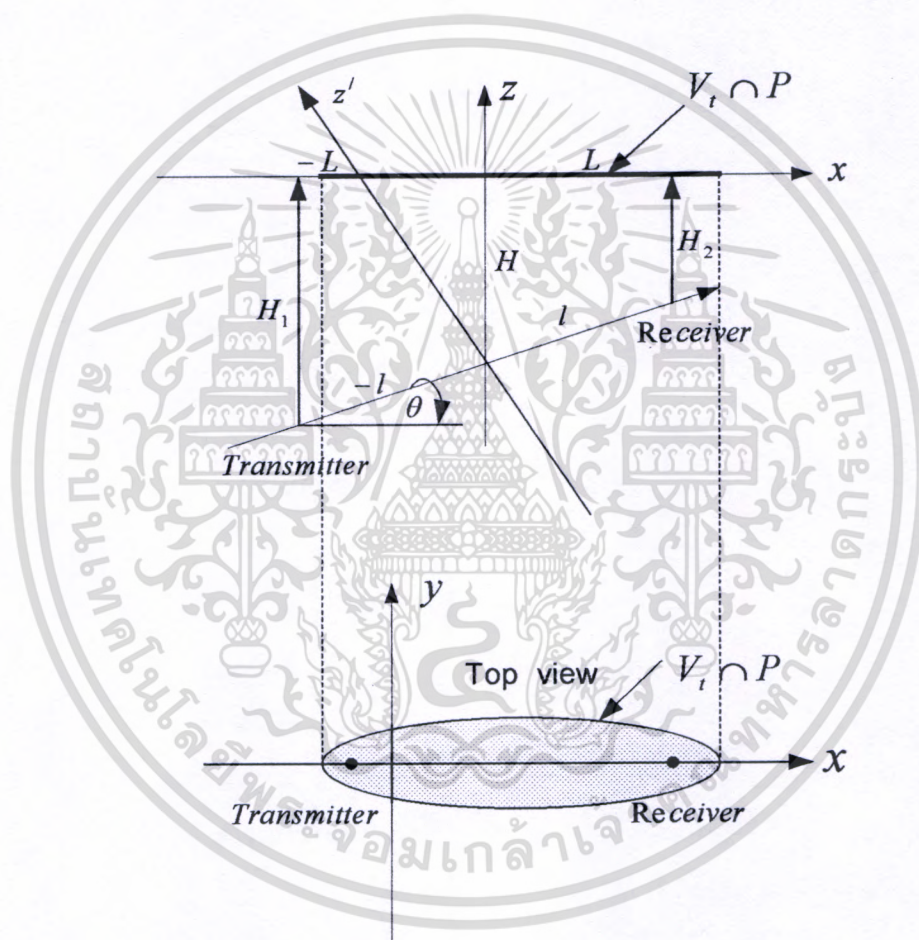
และค่าเฉลี่ยที่ความถี่คัทออฟ -3 dB แบบเอ็กซ์โพเนนเชียลจะมีสมการเป็น

$$D(h_c(t, \tau)) = \frac{\tau}{2} \quad (2.71)$$

ส่วนการจำลองระบบแบบซิติลิ่งบราวด์ (Ceiling bounce model) แสดงได้ดังรูปที่ 2.29 ซึ่งเป็นระบบพิกัดฉาก x, y, z เพื่อให้ง่ายในการพิจารณาโดยกำหนดให้ตัวส่งอยู่ที่พิกัด $-L, 0, -H_1$ ส่วนตัวรับอยู่ที่พิกัด $+L, 0, -H_2$ จากการกำหนดตำแหน่งดังกล่าว จะเห็นว่าเราให้ระยะในแกน y นั้น

คงที่ คือเราจะพิจารณาค่าดีเลย์ของคลื่นที่ออกจากตัวส่งแล้วไปกระทบกับเพดานห้อง (Ceiling) ที่มีสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นเป็น ρ ก่อนที่จะมาถึงยังตัวรับ โดยมีความสูงของเพดานห้องในแนวแกน Z ซึ่งกำหนดให้ H_1 คือระยะทางจากตัวส่งถึงเพดานห้อง และ H_2 คือระยะทางจากตัวรับถึงเพดานห้อง จากรูปที่ 2.29 ถ้าเรากำหนดให้จุดเริ่มต้นของตัวส่งอยู่ที่พิกัด $-L, 0, 0$ และตัวรับอยู่ที่พิกัด $+L, 0, 0$ ในแนวแกน x ฉะนั้นค่าระยะทาง l หาได้จากสมการ 2.72

$$l^2 = L^2 + \left(\frac{H_1 - H_2}{2} \right)^2 \quad (2.72)$$



รูปที่ 2.29 การจำลองแบบ Ceiling bounce เพื่อหาค่าดีเลย์

และเมื่อเราเปลี่ยนตำแหน่งของตัวรับ ค่าพิกัดใหม่ของตัวรับ x', y', z' หาได้จากสมการ 2.73

$$\begin{pmatrix} x' \\ y' \\ z' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & 0 & \sin(\theta) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(\theta) & 0 & \cos(\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} H \sin(\theta) \\ 0 \\ H \cos(\theta) \end{pmatrix} \quad (2.73)$$

และ
$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{H_1 - H_2}{2L} \right) \quad (2.74)$$

$$H = \frac{H_1 + H_2}{2} \quad (2.75)$$

ถ้าเราให้ V_i คือตำแหน่งจุดโฟกัสที่อยู่บนเพดานห้องในพื้นที่รูปวงรีที่เคลื่อนตกกระทบและสะท้อนมายังตัวรับ ซึ่งจะพิจารณาเฉพาะ single bounce ที่เวลาตั้งแต่ 0 ถึง t ที่อยู่ภายในรัศมีของวงรีดังในรูปที่ 2.29 ซึ่งจะได้สมการ V_i เป็น [7]

$$V_i: \frac{(x')^2}{(ct/2)^2} + \frac{(y')^2}{(ct/2)^2 - l^2} + \frac{(z')^2}{(ct/2)^2 - l^2} < 1 \quad (2.76)$$

และถ้าเราให้ $V_i \cap P$ คือค่า Contribute ของผลตอบสนองิมพัลส์ที่อยู่บน Ceiling plane ที่เวลาตั้งแต่ 0 ถึง t ก็จะได้สมการที่ 2.77

$$V_i \cap P: \frac{(H \sin(\theta) + x \cos(\theta))^2}{(ct/2)^2} + \frac{y^2}{(ct/2)^2 - l^2} + \frac{(H \cos(\theta) - x \sin(\theta))^2}{(ct/2)^2 - l^2} < 1 \quad (2.77)$$

ฉะนั้นสมการผลตอบสนองิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่อยู่ภายในพื้นที่วงรีที่พิจารณาเฉพาะ single bounce ที่เวลาตั้งแต่ 0 ถึง t จะได้สมการเป็น

$$h(t) = \frac{d}{dt} \left[\int_{V_i \cap P} f(x, y) dA \right] \quad (2.78)$$

โดยที่
$$f(x, y) = \frac{\frac{\rho A}{\pi^2} H_1^2}{(H_1^2 + (x - l \cos(\theta))^2 + y^2)^2} \frac{H_2^2}{(H_2^2 + (x + l \cos(\theta))^2 + y^2)^2} \quad (2.79)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการอินทิเกรตในสมการที่ 2.78 ถ้าเราไม่นำค่า L, H_1, H_2 มาพิจารณาทำให้ $L=0$ ซึ่งก็หมายความว่าเรากำหนดให้ระยะทางระหว่างตัวส่งถึงตัวรับในแนวนอนมีค่าเท่ากับศูนย์ ฉะนั้นสมการ $f(x, y)$ ของผลตอบสนองอิมพัลส์ในช่องสัญญาณตามแนวรัศมีของวงรีที่มีพื้นที่เป็น $V_t \cap t$ ก็จะได้เป็น

$$x^2 + y^2 < \left((ct/2)^2 - H^2 \right) \left(1 - \frac{l^2}{(ct/2)^2} \right) = g^2(t) \quad (2.80)$$

$$f(x, y) = \frac{\frac{\rho A}{\pi^2} H_1^2}{(H_1^2 + x^2 + y^2)^2} \frac{H_2^2}{(H_2^2 + x^2 + y^2)^2} \quad (2.81)$$

จากสมการที่ 2.81 เมื่อเราทำการเปลี่ยนระบบจากระบบพิกัดฉาก (x, y) ไปเป็นระบบพิกัดเชิงขั้ว (Polar coordinate : r, ϕ) ก็จะได้สมการผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณใหม่เป็น

$$\begin{aligned} h(t) &= \frac{\rho A}{\pi^2} \frac{d}{dt} \left[\int_0^{g(t)} \int_0^{2\pi} \frac{H_1^2 H_2^2 r d\phi dr}{(H_1^2 + r^2)^2 (H_2^2 + r^2)^2} \right] \\ &= \frac{2\rho A H_1^2 H_2^2}{\pi} \frac{d}{dt} \left[\int_0^{g(t)} \frac{r dr}{(H_1^2 + r^2)^2 (H_2^2 + r^2)^2} \right] \end{aligned} \quad (2.82)$$

และเมื่อใช้กฎ Chain rule มาประยุกต์ใช้ $(d/dt) \int_0^{g(t)} f(r) dr = f(g(t)) g'(t)$ ก็จะได้

$$\begin{aligned} h(t) &= \frac{\rho A H_1^2 H_2^2}{\pi} \frac{2g(t)g'(t)}{(H_1^2 + g^2(t))^2 (H_2^2 + g^2(t))^2} \\ &= \frac{\rho A H_1^2 H_2^2}{\pi} \frac{\frac{d}{dt} [g^2(t)]}{(H_1^2 + g^2(t))^2 (H_2^2 + g^2(t))^2} \end{aligned} \quad (2.83)$$

และเมื่อเราแทนค่า $g^2(t)$ จากสมการ 2.80 ลงในสมการที่ 2.83 ก็จะได้

$$h(t) = \frac{c\rho AH_1^2 H_2^2}{\pi} \frac{ct}{2} \left(1 - \frac{l^2 H^2}{(ct/2)^4}\right) u(t - 2H/c)$$

$$\times \left[H_1^2 + \left(\left(\frac{ct}{2} \right)^2 - H^2 \right) \left(1 - \frac{l^2}{(ct/2)^2} \right) \right]^{-2}$$

$$\times \left[H_2^2 + \left(\left(\frac{ct}{2} \right)^2 - H^2 \right) \left(1 - \frac{l^2}{(ct/2)^2} \right) \right]^{-2} \quad (2.84)$$

จากสมการผลตอบสนองอิมพัลส์ในช่องสัญญาณตามแนวรัศมีของวงรีที่มีพื้นที่เป็น $V_r \cap t$ ดังสมการที่ 2.83 และ 2.84 จะเห็นว่านับเป็นเรื่องที่ยากมากเลยทีเดียว สำหรับการจำลองระบบให้ใกล้เคียงกับความเป็นจริงในที่นี้เพื่อให้ง่ายแก่การจำลองระบบ จากสมการที่ 2.84 ถ้าเรากำหนดให้ ตัวส่งและตัวรับอยู่ที่จุดเดียวกัน ในแนวนอน ซึ่งก็กำหนดให้ $l=0$ ก็จะได้สมการ $h(t)$ เป็น

$$h(t) = \frac{c\rho AH^4}{\pi} \frac{ct}{2} u\left(t - \frac{2H}{c}\right) = \frac{2^7 \rho AH^4}{c^6 \pi^7} u\left(t - \frac{2H}{c}\right) \quad (2.85)$$

โดยที่ ρ = สัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นอินฟราเรดของวัสดุที่ใช้ทำผนังหรือเพดานห้อง
 A = พื้นที่รับคลื่นของตัวรับ (cm^2)
 H = ระยะทางจากตัวส่งและตัวรับถึงเพดานห้องในแนวตั้งฉาก (m)

จากสมการที่ 2.85 ถ้ากำหนดให้เวลาน้อยที่สุดสำหรับการเดินทางของคลื่นอินฟราเรดที่ออกจากตัวส่งแล้วกระทบกับเพดานห้องสะท้อนกลับลงมายังตัวรับที่พิจารณาเฉพาะ single bounce มีเวลาเท่ากับ $2H/c$ โดยที่ c คือค่าความเร็วแสง จากสมการที่ 2.85 ถ้าเราทำการเลื่อนเวลา (Shifting the time) เท่ากับ $2H/c$ ก็จะได้สมการผลตอบสนองอิมพัลส์ในช่องสัญญาณเป็น 2.86

$$h(t) = \frac{\rho A}{3\pi H^2} \frac{6(2H/c)^6}{(t + 2H/c)^7} u(t) \quad (2.86)$$

จากสมการที่ 2.86 ถ้าเรากำหนดให้ $\rho A / (3\pi H^2) = G_0$, $a = 2H/c$ และ $G_0 = 1$ ซึ่งเป็นค่าคงที่เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาก็จะได้สมการผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบแบบซิติลิ่งบราวด์ (Ceiling bounce model) ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$h_c(t,a) = \frac{6a^6}{(t+a)^7} u(t) \quad (2.87)$$

จากความสัมพันธ์ของสมการที่ 2.67 2.68 และ 2.87 ทำยที่สุดแล้วสมการค่าดีเลย์ของคลื่น สำหรับระบบแบบ Ceiling bounce model ก็จะได้เป็นสมการ 2.88

$$D(h_c(t,a)) = \frac{a}{12} \sqrt{\frac{13}{11}} \quad (2.88)$$

และค่าดีเลย์ของคลื่นที่ความถี่คัทออฟ -3 dB แบบ Ceiling bounce model จะมีสมการเป็น

$$f_{3dB}(h_c(t,a)) = \frac{K}{4\pi D(h_c(t,a))} \quad (2.89)$$

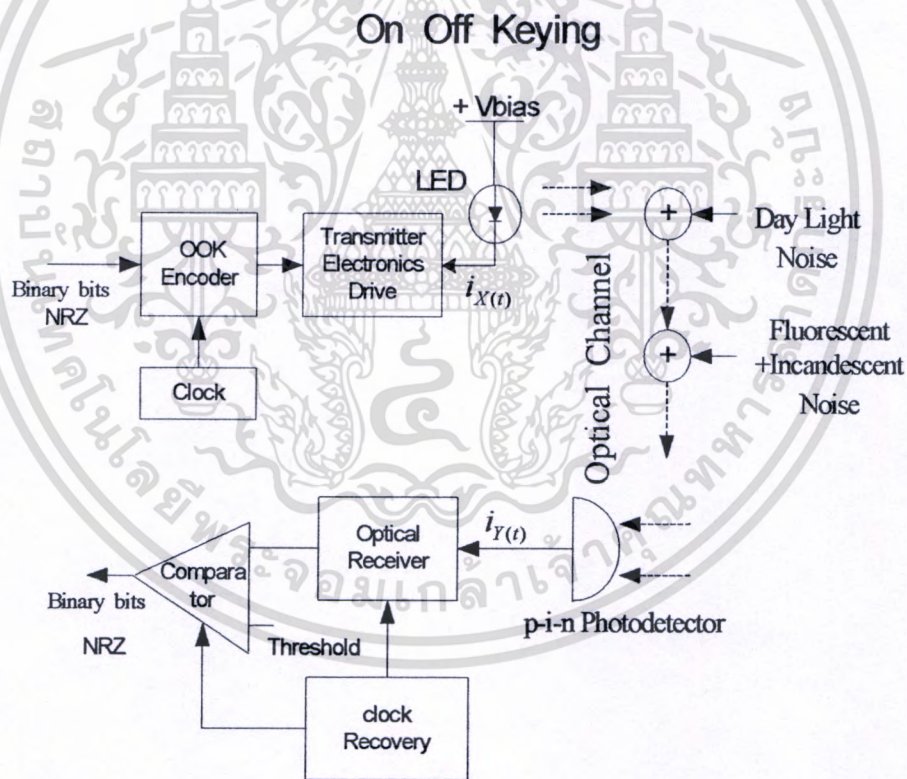
โดยกำหนดให้

$$K = \int_0^\infty \frac{\exp(-j.6Ku\sqrt{11/13})}{(1+u)^7} du = \frac{1}{6\sqrt{2}} \quad (2.90)$$

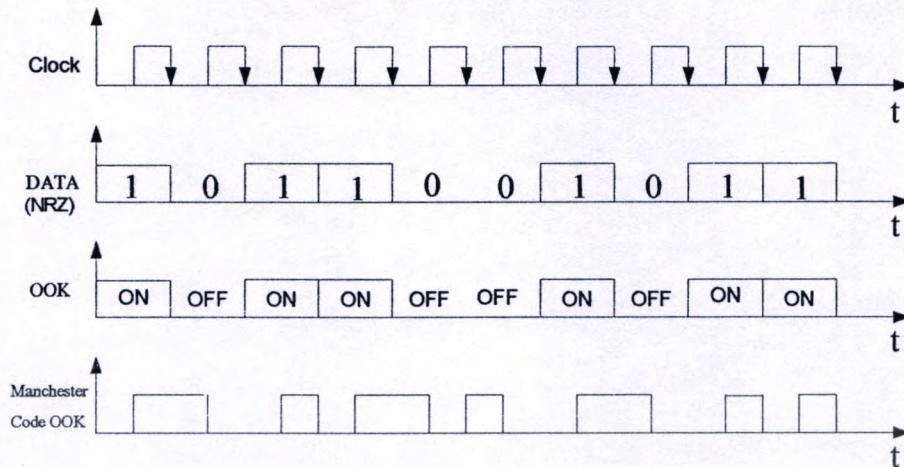
ทฤษฎีการมอดูเลตแบบตำแหน่งพัลส์

3.1 การมอดูเลตแบบ OOK

ในระบบสื่อสาร ไร้สายอินฟราเรดสิ่งสำคัญที่เราจะต้องคำนึงถึงในการเลือกเทคนิคการมอดูเลต สัญญาณข้อมูลเข้ากับคลื่นพาหอินฟราเรด คือค่าประสิทธิภาพทางด้านกำลังงานของสัญญาณ ภายใต้เงื่อนไขและขอบเขตในเรื่องของ Eye Safety ความทนทานต่อสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณและประสิทธิภาพด้านแบนด์วิดท์ที่ใช้งาน ซึ่งเทคนิคการมอดูเลตที่ง่ายที่สุดและไม่มี ความซับซ้อนของวงจรมากมายนัก คือการมอดูเลตแบบ OOK (On Off Keying) ซึ่งลักษณะ โครงสร้างทั่วไป และรูปสัญญาณของการมอดูเลตแบบ OOK แสดงได้ดังรูปที่ 3.1 และ 3.2 ตามลำดับ [23-24] [32]



รูปที่ 3.1 ระบบสื่อสาร ไร้สายอินฟราเรดที่ใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ OOK



รูปที่ 3.2 รูปแบบของสัญญาณที่ใช้เทคนิคการมอดูเลทแบบ OOK

จากรูปที่ 3.1 สัญญาณข้อมูลที่เป็นแบบ NRZ ซึ่งเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าแบบไบนารี (0,1) จะถูกมอดูเลทแบบ OOK ให้เปลี่ยนเป็นพัลส์กำลังงานคลื่นอินฟราเรด โดยใช้ LED ส่งผ่านช่องสัญญาณซึ่งในช่องสัญญาณก็จะประกอบด้วยสัญญาณรบกวนที่มาจากสภาวะแวดล้อม เช่น แสงอาทิตย์ และสัญญาณรบกวนที่เกิดจากหลอดอินแคนเดสเซนต์ หรือหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ใช้อิเล็กทรอนิกส์บัลลาสต์ จากนั้นสัญญาณพัลส์คลื่นอินฟราเรดรวมกับสัญญาณรบกวน จะถูกเปลี่ยนกลับมาเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าที่อยู่ในรูปของกระแสที่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ถ้าดับถัดมาสัญญาณก็จะถูกดีมอดูเลทแบบ OOK ให้กลับมาเป็นสัญญาณข้อมูลที่เป็นแบบ NRZ ซึ่งเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าแบบไบนารี (0,1) ซึ่งการมอดูเลทและดีมอดูเลทระหว่างภาคส่งกับภาครับจะต้องทำงานภายใต้สัญญาณนาฬิกา (Clock) เดียวกัน ส่วนรูปที่ 3.2 จะเห็นว่าการมอดูเลทแบบ OOK จะมีรูปสัญญาณที่เหมือนกับสัญญาณของข้อมูล (Data signals) ฉะนั้นการทำงานของตัวส่งคลื่นอินฟราเรด (LED หรือ LD) ก็จะออน (ON) และออฟ (OFF) ตามสัญญาณข้อมูลที่เข้ามา ซึ่งอาจจะเป็นสัญญาณเบสแบนด์แบบ NRZ (Non Return to Zero) หรือ RZ (Return to Zero) ก็ได้ ซึ่งการมอดูเลทแบบ OOK จึงมีอัตราความเร็วในการส่งบิตข้อมูล (Bit rate) เท่ากับความเร็วของข้อมูล (Data rate) และจากรูปที่ 3.1 ถ้าเรากำหนดให้สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบทั้งในช่องสัญญาณและที่ภาครับให้เป็นแบบเกาท์เซียน (Additive White Gaussian Noise) ที่มีค่าสเปกตรัมกำลังงานเป็น N_0 และมีอัตราความเร็วของการส่งข้อมูลเป็น R_b (Bit rate) และให้ $x_r(t)$ คือพัลส์คลื่นอินฟราเรดแบบต่อเนื่องที่ออกจากตัวส่ง ส่วน $y_r(t)$ คือสัญญาณเอาท์พุทของโฟโอดีทีเทคเตอร์ ซึ่งจะอยู่ในรูปของกระแสแบบต่อเนื่อง เมื่อสัญญาณ $x_r(t)$ เดินทางผ่านช่องสัญญาณมายังตัวโฟโอดีทีเทคเตอร์ ในภาครับส่วนหน้า (Front end) และวงจรมายขยาย (Amplifier) ถ้าเราใช้กระบวนการทางสถิติ (Statistical process) มาช่วยในการหาสมรรถนะของระบบซึ่งกระบวนการนี้ก็จะมีส่วนที่เกี่ยวข้องกัน 2 ส่วน

ใหญ่ๆ ด้วยกันคือ ความน่าจะเป็นที่ภาครับจะทำการตีเทคสัญญาณ $x_i(t)$ ได้เป็นผลสำเร็จ (Probability of success) และค่าความน่าจะเป็นที่ภาครับทำการตีเทคสัญญาณ $x_i(t)$ ผิดพลาดหรือล้มเหลว (Probability of failure) ซึ่งอัตราการตีเทคสัญญาณผิดพลาดรวมกันจะเรียกว่า BER (Bit Error Rate) ซึ่งระบบที่ดีจะต้องมีค่าอัตราความผิดพลาดต่ำที่สุดเท่าที่จะทำได้ ในระบบที่ต้องการค่า BER ที่ต่ำมากก็จะทำการวัดค่า BER ที่เกิดขึ้นต่อ 1 บิตข้อมูล [22] [43-45] ในทฤษฎีระบบสื่อสารแบบดิจิทัลสำหรับภาครับสัญญาณไบนารีที่เป็นแบบ MAP (Maximum a posteriori) กำหนดให้

$$P(x_i | y_i) = \text{คือค่าความน่าจะเป็นของการส่งสัญญาณ } x_i(t) \text{ และที่ภาครับสามารถตีเทคสัญญาณได้เป็น } y_i(t)$$

และ

$$\begin{aligned} x_{one} &= \text{สัญญาณด้านส่งสำหรับข้อมูลที่เป็นหนึ่ง} \\ x_{zero} &= \text{สัญญาณด้านส่งสำหรับข้อมูลที่เป็นศูนย์} \\ y_{one} &= \text{สัญญาณด้านรับที่ตัดสินใจให้เป็นหนึ่ง} \\ y_{zero} &= \text{สัญญาณด้านรับที่ตัดสินใจให้เป็นศูนย์} \end{aligned}$$

ฉะนั้นการตัดสินใจว่าสัญญาณที่รับได้ $y_i(t)$ จะเป็นสัญญาณข้อมูลบิตหนึ่งหรือบิตศูนย์ แสดงได้ดังสมการค่าความน่าจะเป็นที่ 3.1 ถึง 3.3

$$P(x_{one} | y_i) > P(x_{zero} | y_i) \text{ ภาครับจะตัดสินใจให้เป็นบิตหนึ่ง} \quad (3.1)$$

$$P(x_{one} | y_i) < P(x_{zero} | y_i) \text{ ภาครับจะตัดสินใจให้เป็นบิตศูนย์} \quad (3.2)$$

และถ้า $P(x_{one} | y_i) = P(x_{zero} | y_i)$ ภาครับจะตัดสินใจให้เป็นหนึ่งหรือศูนย์แบบสุ่ม (3.3)

ส่วนความผิดพลาดที่เกิดในระบบก็จะเป็นไปได้ 2 กรณี คือภาคส่งทำการส่งพัลส์สัญญาณที่เป็นบิตหนึ่ง แต่ที่ภาครับตีเทคสัญญาณที่ได้เป็นบิตศูนย์ และเช่นเดียวกันที่ภาคส่งทำการส่งพัลส์สัญญาณที่เป็นบิตศูนย์ แต่ที่ภาครับตีเทคสัญญาณที่รับได้เป็นบิตหนึ่ง ดังแสดงในสมการ

$$\begin{aligned} P_e &= (\text{Probability of deciding } zero \text{ when a } one \text{ is sent}) \times (\text{Probability that a } one \text{ is being sent}) \\ &+ (\text{Probability of deciding } one \text{ when a } zero \text{ is sent}) \times (\text{Probability that a } zero \text{ is being sent}) \end{aligned} \quad (3.4)$$

$$P_e = P(zero|one)P(one) + P(one|zero)P(zero) \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{หรือ} \quad Pe = P(0|1)P(1) + P(1|0)P(0) \quad (3.6)$$

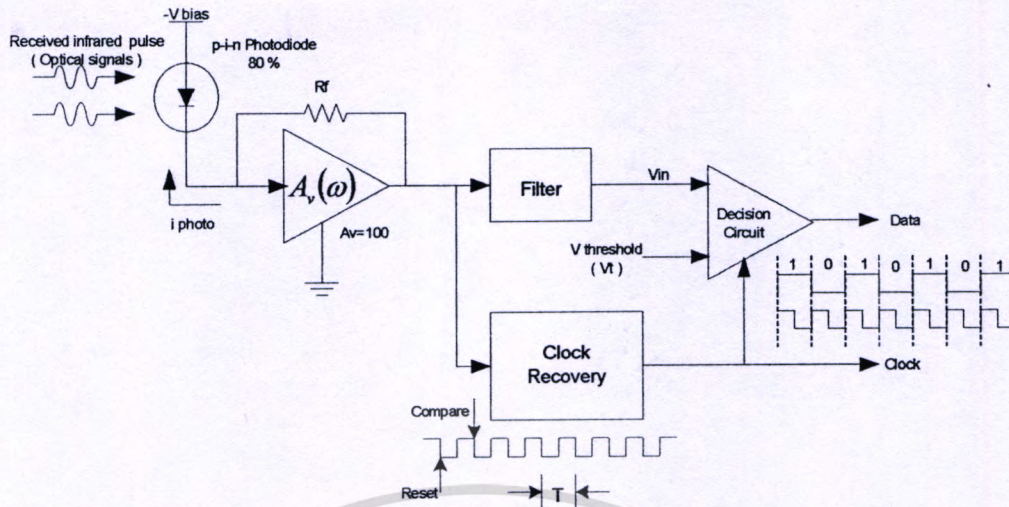
และถ้าเราให้ค่าความน่าจะเป็นของการส่งบิตหนึ่งและบิตศูนย์มีค่าเท่ากัน สามารถที่จะเขียนสมการที่ 3.5 ใหม่ได้เป็น

$$Pe = \frac{1}{2}P(0|1) + \frac{1}{2}P(1|0) \quad (3.7)$$

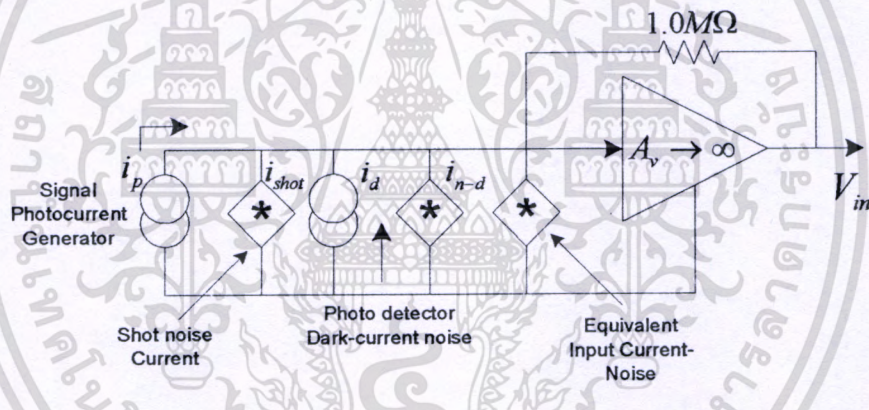
ตั้งแต่สมการที่ 3.1 ถึง 3.7 เป็นการพิจารณาภาครับที่เป็นแบบอุดมคติ แต่ในความเป็นจริงจะต้องคำนึงสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบด้วย สำหรับภาครับ OOK แบบพินโฟโอดีไดโอด (PIN Photodiode) จะมีโครงสร้างทั่วไปดังแสดงในรูปที่ 3.3 จากรูปจะเห็นว่าวงจรภาครับจะประกอบไปด้วย 2 ส่วนใหญ่ด้วยกันคือ ส่วนแรกจะเป็นภาครับส่วนหน้า (Front-end) ซึ่งจะประกอบไปด้วยพินโฟโอดีไดโอด และวงจรขยายสัญญาณแบบสัญญาณรบกวนต่ำ (Low noise amplifier) และส่วนที่สองเป็นภาคตัดสินใจ (Decision circuit) ซึ่งจะประกอบด้วยวงจรเปรียบเทียบแรงดันและวงจรกู้สัญญาณนาฬิกา (Clock recovery) ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะเป็นการเปรียบเทียบแรงดันระหว่าง V_{in} กับ $V_{Threshold}$ โดยถ้า $V_{in} > V_{Threshold}$ สัญญาณเอาต์พุตจะเป็นบิตหนึ่ง แต่ถ้า $V_{in} < V_{Threshold}$ สัญญาณเอาต์พุตจะเป็นบิตศูนย์ ซึ่งการเปรียบเทียบทั้งสองกรณี V_{in} จะทำงานภายใต้สัญญาณนาฬิกาเดียวกัน สำหรับภาครับสัญญาณ OOK แบบพินโฟโอดีไดโอด ถ้าเรากำหนดให้กระแสรบกวนทั้งหมดที่เกิดขึ้นภายในภาครับส่วนหน้ามีการแจกแจงแบบเกาส์เซียน (Gaussian probability distribution) จะ ได้สมการเป็น [22]

$$i_n(i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}I_{elec}} \exp\left\{-\frac{i^2}{2I_{elec}^2}\right\} \quad (3.8)$$

โดยที่ I_{elec} คือค่ากระแสของสัญญาณรบกวนทั้งหมด ที่เกิดจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ภายในภาครับส่วนหน้า (Front end receiver) แต่ในความเป็นจริง ค่าความน่าจะเป็นที่เหมาะสมในการตกกระทบของโฟตอนลงบนพื้นที่รับคลื่นโฟโอดีไดโอด จะเป็นแบบปัวร์ซอง (Poisson distribution) แต่ถ้ากรณีที่เราพิจารณาคลื่นอินฟราเรดในลักษณะที่เป็นพัลส์ต่อเนื่อง และปริมาณโฟตอนต่อหนึ่งพัลส์มีมากกว่า 100 โฟตอน ก็พอที่จะอนุโลมให้ค่าความน่าจะเป็นสะสมหรือค่าฟังก์ชัน (PDF : Probability density function) ในการตกกระทบของโฟตอนลงบนพื้นที่รับคลื่นให้เป็นแบบเกาส์เซียน (Gaussian distribution) ได้ ซึ่งจากรูปที่ 3.3 และ 3.4 สมการกระแสของการมอดูเลตแบบ OOK ที่มีภาครับแบบพินโฟโอดีไดโอดจะประมาณได้ดังสมการ 3.9



รูปที่ 3.3 ภาครับสัญญาณ OOK โดยใช้พินโฟโต้ไดโอด



รูปที่ 3.4 วงจรสมมูลของภาครับสัญญาณ OOK แบบพินโฟโต้ไดโอด

$$i_{photo}(i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}I_{shot}} \exp\left\{-\frac{(i-i_{DC})^2}{2I_{shot}^2}\right\} \quad (3.9)$$

$$i_{DC} = \frac{\eta q}{hf} P_{rcvd} \quad (3.10)$$

$$I_{shot} = \sqrt{2qi_{DC}B} \quad (3.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $\bar{p}_{rcvd} =$ ค่ากำลังเฉลี่ยของคลื่นอินฟราเรดขณะส่งพัลส์ที่เป็นบิตหนึ่ง
 $B =$ ช่วงแบนด์วิดท์ของพินโฟโต้ไดโอด

ในทางปฏิบัติสำหรับการมอดูเลตแบบ OOK ตัวส่งจะทำการส่งพัลส์คลื่นอินฟราเรด เฉพาะบิตข้อมูลที่เป็นหนึ่งเท่านั้น ส่วนบิตศูนย์จะไม่ส่งพัลส์คลื่นอินฟราเรดฉะนั้นในทางทฤษฎีตัวรับพินโฟโต้ไดโอด ก็น่าจะดีเทคโฟตอนได้เฉพาะพัลส์ที่เป็นบิตข้อมูลบิตหนึ่งเท่านั้น แต่ในทางปฏิบัติจริง ขณะที่ตัวส่งทำการส่งบิตที่เป็นศูนย์ ตัวรับพินโฟโต้ไดโอดจะมีค่ากระแสโฟโต้ที่เอาท์พุทจำนวนหนึ่ง ซึ่งเกิดจากสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบไม่ว่าจะเป็น คลื่นอินฟราเรดจากแสงอาทิตย์ หลอดฟลูออเรสเซนต์ และสัญญาณรบกวนแบบช็อคนอยส์และเทอร์มอลนอยส์ ที่เกิดขึ้นภายในภาครับเอง ฉะนั้นการที่จะให้ภาครับแบบพินโฟโต้ไดโอดทำงานได้อย่างถูกต้อง ปริมาณโฟตอนสำหรับบิตข้อมูลที่เป็นหนึ่ง จะต้องมามีค่ามากกว่าปริมาณโฟตอนของสัญญาณรบกวนทั้งหมดที่เกิดขึ้นในระบบ ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ 3.12

$$n_s > \frac{I_{elec}}{qxNEP} \quad (3.12)$$

$$NEP = \frac{\sqrt{2qi_d}}{\eta q} \frac{\text{amps}}{\sqrt{\text{Hz}}} = \frac{\text{amps}}{\text{watt}} \frac{\text{watts}}{\sqrt{\text{Hz}}} \quad (3.13)$$

โดยที่ $n_s =$ ปริมาณโฟตอนเฉลี่ยต่อหนึ่งพัลส์ขณะที่ส่งบิตหนึ่ง
 $\frac{\eta q}{hf} = R =$ ค่าความไวในการตอบสนองของตัวรับพินโฟโต้ไดโอด
 $NEP =$ ค่ากำลังงานรวมของสัญญาณรบกวนทั้งหมดที่เกิดขึ้นในระบบ
 (Noise equivalent power)

จากรูปที่ 3.3 ถ้าเราไม่นำค่ากระแสรบกวนที่เกิดจากแสงภายนอก โดยพิจารณาเฉพาะสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเทอร์มอลนอยส์ และช็อคนอยส์ ที่เกิดขึ้นภายในภาครับ ซึ่งจะได้สมการเป็น $i_{n_{equivalent}}^2 = i_{elec}^2 + i_{shot}^2$ แล้วให้สัญญาณทั้งสองมีการแจกแจงแบบเกาส์เซียน (Gaussian distribution) เราสามารถประมาณค่าของแรงดันอินพุท (V_{in}) ก่อนที่จะเข้าไปยังวงจรถัดสินใจ (Decision circuits) ของภาครับ OOK แบบพินโฟโต้ไดโอดได้ ดังสมการ [22]

$$P(V_{one}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{one}} \exp\left\{-\frac{(v-v_{one})^2}{2\sigma_{one}^2}\right\} \quad \text{ขณะรับพัลส์ที่เป็นบิทหนึ่ง} \quad (3.14)$$

และ

$$P(V_{zero}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{zero}} \exp\left\{-\frac{(v-v_{zero})^2}{2\sigma_{zero}^2}\right\} \quad \text{ขณะรับพัลส์ที่เป็นบิทศูนย์} \quad (3.15)$$

โดยที่

$$\sigma_{one}^2 = Z_t^2 I_{n_{one}}^2 \quad (3.16)$$

$$\sigma_{zero}^2 = Z_t^2 I_{n_{zero}}^2 \quad (3.17)$$

$$I_{n_{one}}^2 = (i_{elec}^2 + 2qi_d)BI_2 + 2qRP_{rcvd_{one}}BI_1 \quad (3.18)$$

$$I_{n_{zero}}^2 = (i_{elec}^2 + 2qi_d)BI_2 + 2qRP_{rcvd_{zero}}BI_1 \quad (3.19)$$

$$V_{one} = Z_t(i_d + RP_{rcvd_{one}}) \quad (3.20)$$

$$V_{zero} = Z_t(i_d + RP_{rcvd_{zero}}) \quad (3.21)$$

$$I_1 = \text{Re}\left\{\int_0^{\infty} H'_{rcvd}(f)H'_t(f)*H'_t(f)\right\} \quad (3.22)$$

$$I_2 = \int_0^{+\infty} |H'_t(f)|^2 df \quad (3.23)$$

$$H'_{rcvd}(f) = \frac{1}{\tau} H_{rcvd}\left(\frac{y}{\tau}\right) \quad (3.24)$$

$$H'_t(y) = \frac{H'_{out}\left(\frac{y}{\tau}\right)}{H'_{rcvd}\left(\frac{y}{\tau}\right)} \quad (3.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H'_{out}(y) = \frac{1}{\tau} H_{out}\left(\frac{y}{\tau}\right) \quad (3.26)$$

ซึ่ง $H_{out}(f) = FT\{h_{out}(t)\}$ คือค่าฟูเรียร์ทรานฟอร์มของเอาต์พุตพัลส์ในภาครับส่วนหน้า

$H_{rcvd}(f) = FT\{h_{rcvd}(t)\}$ คือค่าฟูเรียร์ทรานฟอร์มของอินพุตพัลส์ในภาครับส่วนหน้า

และ $y = f\tau$ (3.27)

โดยที่ $\tau =$ ค่าผลตอบสนองของตัวกรองคลื่นอินฟราเรดที่อยู่ด้านหน้าของพินโฟ
โต้ไคโอค (Time response of the front end filter)

$f =$ ค่าความถี่คลื่นอินฟราเรดที่ใช้

$B =$ แบนด์วิดท์ของพินโฟโต้ไคโอค

จากสมการที่ 3.14 ถึง 3.26 จะมีความยุ่งยากพอสมควรเพื่อให้ง่ายขึ้นเราจะสมมุติฐานให้ในระบบไม่มีสัญญาณรบกวนที่เกิดจากสภาวะแวดล้อมภายนอก เช่น แสงอาทิตย์หรือแสงจากหลอดฟลูออเรสเซนต์เป็นต้น ซึ่งก็คือ $i_d = 0$ และให้แรงดันเอาต์พุตของภาครับส่วนหน้าขณะที่รับพัลส์บิตศูนย์มีค่าเท่ากับศูนย์ $V_{zero} \approx 0$ และกำหนดให้ $i_{n_{one}} = i_{n_{zero}}$, $i_{n_{eq}} = i_{elec}$ และ $\sigma_{one} = \sigma_{zero} = \sigma_n$ จากสมการที่ 3.5 และ 3.6 ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดในการรับสัญญาณ (Probability of error) ของการมอดูเลตแบบ OOK สามารถประมาณค่าได้ดังสมการ [22]

$$P_e = P(one) \int_{-\infty}^{V_t} P(v|one) dv + P(zero) \int_{V_t}^{\infty} P(v|zero) dv \quad (3.28)$$

โดยที่ $P(one) =$ ความน่าจะเป็นที่บิตหนึ่งจะถูกส่งออกมาจากภาคส่ง

$P(zero) =$ ความน่าจะเป็นที่บิตศูนย์จะถูกส่งออกมาจากภาคส่ง

$P(v|one) =$ ความน่าจะเป็นในการตัดสินใจผิดพลาดของภาครับ คือที่วงจรเปรียบเทียบแรงดันระหว่าง v_{in} กับ $v_{threshold}$ โดยตัดสินใจให้เป็นบิตหนึ่งแต่บิตที่ส่งจริงเป็นบิตศูนย์

$P(v|zero) =$ ความน่าจะเป็นในการตัดสินใจผิดพลาดของภาครับ คือที่วงจรเปรียบเทียบแรงดันระหว่าง v_{in} กับ $v_{threshold}$ โดยตัดสินใจให้เป็นบิตศูนย์แต่บิตที่ส่งจริงเป็นบิตหนึ่ง

จากสมการที่ 3.28 ถ้าหากเรากำหนดให้ค่าความน่าจะเป็นที่บิตหนึ่งและบิตศูนย์จะถูกส่งออกมาจาก

ภาคส่งมีค่าเท่ากัน และเมื่อเราแทนค่าแรงดันตามสมการที่ 3.14 และ 3.15 ซึ่งเป็นสมการแรงดันอินพุทของภาครับสัญญาณ OOK ที่ใช้พินโพโตไดโอดก็จะได้สมการเป็น

$$P_e = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{V_t} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left\{-\frac{(v-v_{one})^2}{2\sigma_n^2}\right\} dv + \frac{1}{2} \int_{V_t}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left\{-\frac{(v-v_{zero})^2}{2\sigma_n^2}\right\} dv \quad (3.29)$$

โดยที่ $\sigma_n^2 = Z_t^2 I_{n_{eq}}^2$, $v_{one} = Z_t \frac{\eta q}{hf} P_{rcvd_{one}}$ และ $v_{zero} = Z_t \frac{\eta q}{hf} P_{rcvd_{zero}} \approx 0.0$

จากสมการที่ 3.29 จะเห็นว่าการเลือกค่าแรงดันอ้างอิงหรือ $v_{threshold}$ จะมีผลอย่างมากต่อค่าความผิดพลาดของการตีเทคสัญญาณ OOK ซึ่งวิธีในการหาค่าแรงดัน $v_{threshold}$ ที่จะทำให้เกิด P_e หรือค่าความน่าจะเป็นในการตัดสินใจผิดพลาดของภาครับให้มีค่าน้อยที่สุด สามารถหาได้โดยทำการดิฟเฟอเรนเชียล (differentiate) ค่าของ P_e เทียบกับ $v_{threshold}$ แล้วเท่ากับศูนย์ คือ

$$\frac{dP_e}{dv_t} = P(one)P(v_t|one) - P(zero)P(v_t|zero) = 0 \quad (3.30)$$

และถ้าเราให้ค่าความน่าจะเป็นของ $P(one) = P(zero)$ จะทำให้ค่าแรงดันอ้างอิงที่เหมาะสมที่สุดจะเกิดขึ้นในขณะที่ ค่าของ $P(v_t|one) = P(v_t|zero)$ ซึ่งก็คือค่าแรงดันของ $v_{threshold}$ ที่เหมาะสมที่สุดจะมีค่าดังสมการที่ 3.31

$$v_{threshold} (optimum) = \frac{v_{zero} + v_{one}}{2} \quad (3.31)$$

จากสมการที่ 3.29 ถ้าเราใช้คุณสมบัติของ Q-function และ Complementary error function (erfc) ซึ่งมีรูปแบบของฟังก์ชัน (function) เป็น [43-45]

$$Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^{\infty} e^{-x^2/2} dx \quad (3.32)$$

$$Q(z) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}z} e^{-z^2/2} \quad \text{ที่ค่า } z > 3 \quad (3.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ
$$\operatorname{erfc}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_z^{\infty} e^{-x^2} dx \quad (3.34)$$

ฉะนั้น
$$Q(z) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{z}{\sqrt{2}}\right) \quad (3.35)$$

จากเทอมของ Q-function ก็จะทำให้สมการที่ 3.29 ซึ่งเป็นสมการค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดของการดีเทคสัญญาณ OOK ที่ใช้ตัวรับแบบพินโฟลต์ไดโอด สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$P_e = \frac{1}{2} Q\left(\frac{-v_t + v_{one}}{\sigma_n}\right) + \frac{1}{2} Q\left(\frac{v_t - v_{zero}}{\sigma_n}\right) \quad (3.36)$$

และเมื่อเราแทนสมการที่ 3.31 ลงในสมการที่ 3.36 ก็จะได้สมการค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดของการดีเทคสัญญาณ OOK ที่ใช้ตัวรับแบบพินโฟลต์ไดโอด ซึ่งเป็นสมการที่เรายังไม่พิจารณา สัญญาณรบกวนที่เกิดจากแสงในสภาวะแวดล้อม ซึ่งก็คือค่าแรงดันที่พินโฟลต์ไดโอดรับได้ขณะที่สัญญาณพัลส์ที่เป็นบิตศูนย์ จะมีค่าเท่ากับศูนย์ หรือ $v_{zero} = 0.0$ ซึ่งเป็นค่าในทางอุดมคติ ฉะนั้นจากสมการที่ 3.36 สามารถเขียนสมการ P_e ใหม่ได้ดังสมการ 3.37

$$P_e = Q\left(\frac{v_{one}}{2\sigma_n}\right) \quad (3.37)$$

และเมื่อเราแทนค่าของ v_{one} ให้อยู่ในรูปของค่ากำลังงานของสัญญาณคลื่นอินฟราเรด ที่พินโฟลต์ไดโอดสามารถรับได้ ขณะที่ส่งบิตหนึ่งต่อค่ากระแสรบกวนอินพุตทั้งหมดที่เกิดขึ้นภายในภาครับสมการที่ 3.37 ก็จะได้สมการเป็น

$$P_e = Q\left(\frac{\eta q P_{rcvd_{one}}}{hf I_{n_{eq}}}\right) = Q(SNR_e) \quad (3.38)$$

โดยที่ $P_{rcvd_{one}}$ = กำลังงานของสัญญาณคลื่นอินฟราเรดที่พินโฟลต์ไดโอดสามารถรับได้ ขณะที่ส่งบิตหนึ่ง

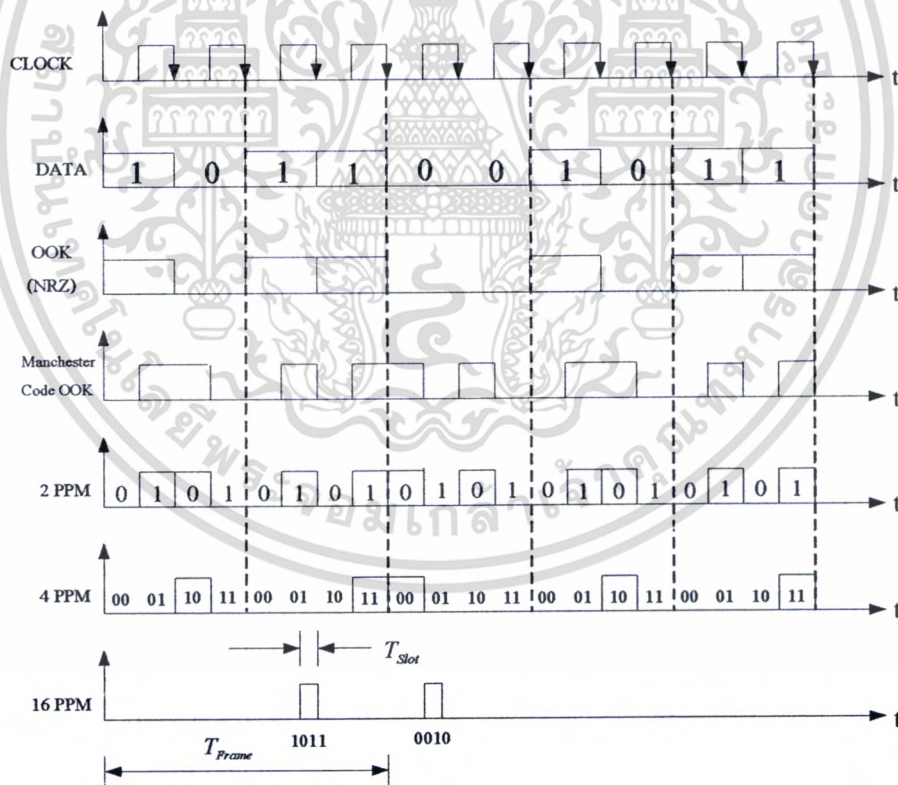
$I_{n_{eq}}$ = กระแสรบกวนอินพุตทั้งหมดที่เกิดขึ้นที่ภาครับ (Receiver's total equivalent input current noise)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$SNR_c = \text{อัตราส่วนกำลังงานของสัญญาณต่อกำลังงานสัญญาณรบกวน}$$

3.2 การมอดูเลตแบบ L-PPM

การมอดูเลตตำแหน่งพัลส์แบบ L-PPM (L- Pulse Position Modulation) เป็นวิธีการมอดูเลตที่มีประสิทธิภาพทางด้านกำลังงานเฉลี่ยของคลื่นอินฟราเรดที่ดีกว่าการมอดูเลตแบบ OOK (On Off Keying) และมีค่าความทนทานต่อสัญญาณรบกวนที่เป็นแบบเกาส์เซียน (Additive White Gaussian Noise) และสัญญาณรบกวนที่มาจากสภาวะแวดล้อมภายนอก ได้ดีกว่าการมอดูเลตแบบ OOK แต่ทว่าข้อเสียของการมอดูเลตแบบ L-PPM ก็คือค่าของแบนด์วิดท์ที่ใช้งาน จะเพิ่มมากขึ้นตามค่า L โดยที่ L คือจำนวนสล็อต(Slot) ต่อหนึ่งเฟรม หรือลำดับของการมอดูเลต แต่ในระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรด เป็นระบบที่ไม่มีกรจำกัดค่าแบนด์วิดท์ ซึ่งจะแตกต่างกับระบบที่ใช้คลื่นย่านวิทยุ ที่ต้องมีการควบคุมแบนด์วิดท์ที่ใช้งานอย่างเคร่งครัด เพื่อลดปัญหาการรบกวนที่เกิดจากการแทรกสอดระหว่างกันของช่องสัญญาณ ความแตกต่างของรูปสัญญาณระหว่างการมอดูเลตแบบ L-PPM และแบบ OOK แสดงได้ดังรูป 3.5 [22]



รูปที่ 3.5 รูปสัญญาณการมอดูเลตแบบ 2-PPM 4-PPM 16-PPM และ OOK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.5 จะเห็นว่ากรรมมอดูเลทแบบ L-PPM จะมีลักษณะเป็นเฟรม โดยในแต่ละเฟรมจะประกอบไปด้วย L สล็อต ซึ่งจำนวนสล็อตจะมีค่าเท่ากับ 2^n โดยที่ n แทนจำนวนบิตข้อมูลที่ส่งต่อหนึ่งเฟรม อย่างเช่น 16 - PPM ซึ่งก็คือ 2^4 - PPM ฉะนั้นการส่งสัญญาณ 16-PPM ออกไปสู่ภาครับหนึ่งเฟรมก็จะเท่ากับส่งข้อมูลได้ 4 บิต ซึ่งในแต่ละเฟรมจะมีจำนวนสล็อตทั้งหมด 16 สล็อต แต่จะมีพัลส์คลื่นอินฟราเรดที่ส่งออกไปเพียงพัลส์เดียวต่อหนึ่งเฟรม โดยที่ลำดับของสัญญาณข้อมูลที่เข้ามาเป็นแบบไบนารี (0, 1) จะเป็นตัวกำหนดตำแหน่งของพัลส์ที่อยู่บนเฟรมข้อมูล อย่างเช่นข้อมูลที่เข้ามาเป็น 0000 ตำแหน่งของพัลส์บนเฟรมก็จะอยู่ที่สล็อตหนึ่งเป็นต้น ซึ่งในหนึ่งเฟรมสามารถแทนข้อมูลข่าวสาร(Information)ได้เท่ากับ $\log_2 L$ บิตต่อเฟรม อย่างเช่นการมอดูเลทแบบ 4-PPM ในหนึ่งเฟรมสามารถแทนข้อมูลข่าวสาร(Information)ได้เท่ากับ $\log_2 4 = 2$ บิตต่อเฟรม และถ้าเรากำหนดให้ R_b คืออัตราความเร็วในการส่งข้อมูล (บิตต่อวินาที) ค่าความยาวความกว้างของเฟรมที่ส่ง สามารถหาได้จากสมการ 3.39 [23-25]

$$T_{frame} = \frac{\log_2 L}{R_b} \quad (\text{second}) \quad (3.39)$$

และค่าความยาวความกว้างของแต่ละสล็อตในหนึ่งเฟรม และค่าแบนด์วิดท์ที่ใช้งานของการมอดูเลทแบบ L-PPM เมื่อกำหนด R_b คืออัตราความเร็วของการส่งข้อมูล (บิตต่อวินาที) สามารถหาได้จากสมการ 3.40 และ 3.41

$$T_{slot} = \frac{T_{frame}}{L} \quad (\text{second}) \quad (3.40)$$

$$B_{L-PPM} = \frac{L}{T_{frame}} = \frac{LR_b}{\log_2 L} \quad (\text{Hz}) \quad (3.41)$$

จากรูปที่ 3.6 เป็นลักษณะโครงสร้างทั่วไปของการมอดูเลทแบบ L-PPM ในระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรด ซึ่งจากรูปที่ 3.5 จะเห็นว่ารูปสัญญาณของการมอดูเลทแบบ 2-PPM กับรูปสัญญาณของการมอดูเลทแบบ OOK ที่ใช้สัญญาณเบสแบนท์แบบ NRZ (Non Return to Zero) จะมีรูปสัญญาณที่เหมือนกันทุกประการ หรืออาจจะนิยามได้ว่าการมอดูเลทแบบ OOK ก็คือการมอดูเลทแบบ 2-PPM นั่นเอง ถ้าเรากำหนดให้ $x_i(t)$ คือค่ากำลังงานของคลื่นอินฟราเรดของแต่ละสล็อตในหนึ่งเฟรม ก็จะได้เซตความสัมพันธ์ตามลำดับสล็อตดังสมการที่ 3.42

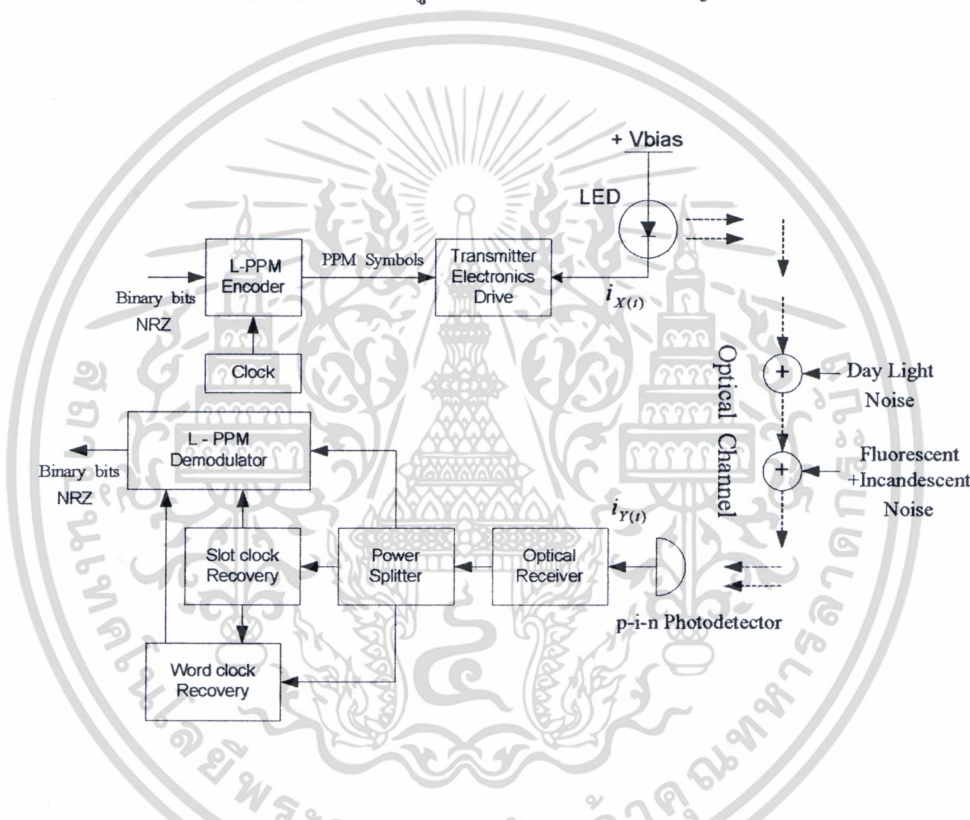
$$x_i(t) = \{x_1(t), x_2(t), x_3(t), \dots, x_L(t)\} \quad (3.42)$$

และค่ากำลังงานเฉลี่ยต่อหนึ่งเฟรม $P_{average, power, per, frame} = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L x_i(t)$ (3.43)

จากทฤษฎี Minimum Euclidean distance หรือ d_{min} ของสัญญาณแบบ Orthogonal signal จะมีสมการเป็น

$$d_{min}^2 = \min_{i \neq j} \int [x_i(t) - x_j(t)]^2 dt \tag{3.44}$$

โดยที่ i และ j คือคู่ลำดับของสัญญาณที่ส่งในแต่ละเฟรมที่อยู่ชิดติดกัน และ d_{min} คือจำนวนตำแหน่งของพัลส์ที่แตกต่างกันระหว่างคู่ลำดับของเฟรมที่ i และ j



รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมของการมอดูเลตแบบ L-PPM ในระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรด

จากสมการที่ 3.44 เราสามารถประมาณค่า d_{min} ของการมอดูเลตแบบ OOK และแบบ L-PPM ได้ดังสมการ

$$d_{min, (OOK)}^2 = \frac{(2P)^2}{R_b} \tag{3.45}$$

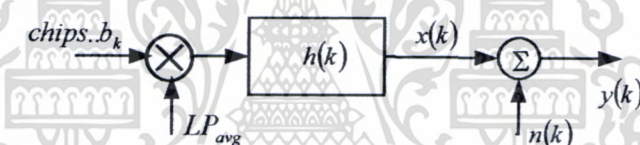
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$d_{\min(L-PPM)}^2 = \frac{2LP^2 \log_2 L}{R_b} \quad (3.46)$$

เราอาจจะใช้อัตราส่วนของค่า d_{\min} มาเป็นตัวบอกคุณลักษณะของค่ากำลังงานที่ต้องการ ของการมอดูเลตแต่ละแบบได้โดยกำหนดให้ตัวแปรอื่นๆ คงที่ อาทิเช่น ความเร็วในการส่ง (R_b) ค่ากำลังงานของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ซึ่งแสดงได้ดังสมการ [26-27]

$$P_{L-PPM} / P_{OOK} = d_{OOK} / d_{L-PPM} = \sqrt{\frac{2}{L \log_2 L}} \quad (3.47)$$

จากสมการที่ 3.47 จะเห็นว่าถ้าค่า L มากกว่า 2 ขึ้นไป ค่ากำลังงานของสัญญาณในการมอดูเลตแบบ L-PPM จะน้อยกว่าการมอดูเลตแบบ OOK ส่วนค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดในการส่งข้อมูลที่มอดูเลตแบบ L-PPM ดังรูปที่ 3.6 เมื่อเราแทนการจำลองระบบที่อยู่ในรูปของ Discrete time model ก็จะได้ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 การมอดูเลตแบบ L-PPM ที่จำลองระบบแบบดิสครีต

ซึ่งเราให้อัตราการสุ่มตัวอย่างสัญญาณ $x(t)$ ซึ่งเป็นสัญญาณพัลส์ L-PPM แบบต่อเนื่อง ด้วยอัตราการสุ่ม $\frac{KT}{L}$ ส่วนภาครับให้เป็นแบบเมทซ์ฟิลเตอร์ (matched filter) โดยมีค่า a unit-energy filter เป็น $g(t)$ และมีค่าผลตอบสนองของระบบแบบดิสครีตดังสมการ

$$h_k = p(t) \otimes h(t) \otimes g(t) \Big|_{t=KT/L} \quad (3.48)$$

$$\text{และสัญญาณเอาท์พุทของระบบ} \quad y_k = x_k + n_k \quad (3.49)$$

$$\text{โดยที่} \quad x_k = LP_{avg} b_k \otimes h_k \quad \text{เมื่อ} \quad b_k \in \{0,1\} \quad (3.50)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณค่าอัตราความผิดพลาดของระบบที่มีการมอดูเลทแบบ L-PPM จะเริ่มต้นด้วยการหาค่าความน่าจะเป็นในการที่จะดีเทคสัญญาณได้ถูกต้อง โดยกำหนดให้สัญญาณที่ส่งอยู่ในสล็อตที่ 1 แต่ที่ภาครับจะรับสัญญาณในลักษณะที่เป็นเฟรม ซึ่งแต่ละเฟรมก็จะประกอบไปด้วยสล็อตที่ 1 จนถึงสล็อตที่ L และให้สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในแต่ละสล็อตเป็นแบบเกาส์เซียน ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ และให้มีค่าความแปรปรวนเป็น n_0 สมการของสัญญาณที่รับได้ ในแต่ละสล็อตจะเป็นดังสมการ 3.51 [23-35]

$$\begin{aligned}y_1 &= x_1 + n_1 \\y_2 &= x_2 + n_2 \\y_3 &= x_3 + n_3 \\&\vdots \\y_L &= x_L + n_L\end{aligned}\quad (3.51)$$

และถ้าเรากำหนดให้สัญญาณที่ส่งอยู่ในสล็อตที่หนึ่งส่วนสล็อตที่สองจนถึงสล็อตที่ L มีค่ากำลังงานของสัญญาณเท่ากับศูนย์ ฉะนั้นค่าความน่าจะเป็นของการที่จะดีเทคสัญญาณในสล็อตที่หนึ่งได้ถูกต้องคือ

$$P[\text{correct..symbol}] = P[y_1 > y_2, y_1 > y_3, y_1 > y_4 \cdots y_1 > y_L] \quad (3.52)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ 3.51 ลงในสมการที่ 3.52 ก็จะได้สมการ 3.53

$$P[\text{correct..symbol}] = P\left[\begin{matrix} x_1 + n_1 > x_2 + n_2, x_1 + n_1 > x_3 + n_3, \\ \cdots x_1 + n_1 > x_L + n_L \end{matrix} \right] \quad (3.53)$$

$$P[\text{correct..symbol}] = E\left\{ P\left[\begin{matrix} x_1 - x_2 + n_1 > n_2, x_1 - x_3 + n_1 > n_3, \\ \cdots x_1 - x_L + n_1 > n_L \end{matrix} \right] \middle| n_1 \right\} \quad (3.54)$$

$$P[\text{correct..symbol}] = E\left\{ \begin{matrix} P[n_2 < x_1 - x_2 + n_1 | n_1] \cdot P[n_3 < x_1 - x_3 + n_1 | n_1] \\ \cdots P[n_L < x_1 - x_L + n_1 | n_1] \end{matrix} \right\} \quad (3.55)$$

จากทฤษฎีของ Q-function ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดในการดีเทคสัญญาณ (P_e) ในระบบที่มีสัญญาณรบกวนที่เป็นแบบเกาส์เซียน (AWGN) และภาครับเป็นแบบแมทซ์ฟิลเตอร์

$$P_e(\text{probability of error}) = Q(\rho_{\max}) \quad (3.56)$$

โดยที่ ρ_{\max} คือค่าสูงสุดของอัตราส่วนระหว่างค่ากำลังงานของสัญญาณต่อค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน จากสมการที่ 3.56 สามารถเขียนสมการที่ 3.54 ได้เป็น [25]

$$P[\text{correct symbol}] = E \left\{ \left[1 - Q \left(\frac{x_1 - x_2 + n_1}{\sqrt{N_0}} \right) \right] \cdot \left[1 - Q \left(\frac{x_1 - x_3 + n_1}{\sqrt{N_0}} \right) \right] \cdot \dots \right. \\ \left. \dots \left[1 - Q \left(\frac{x_1 - x_L + n_1}{\sqrt{N_0}} \right) \right] \right\} \quad (3.57)$$

$$P[\text{correct symbol}] \cong E \left\{ 1 - Q \left(\frac{x_1 - x_2 + n_1}{\sqrt{N_0}} \right) - Q \left(\frac{x_1 - x_3 + n_1}{\sqrt{N_0}} \right) - \dots - Q \left(\frac{x_1 - x_L + n_1}{\sqrt{N_0}} \right) \right\} \quad (3.58)$$

$$P[\text{correct symbol}] \cong 1 - Q \left(\frac{x_1 - x_2}{\sqrt{2N_0}} \right) - Q \left(\frac{x_1 - x_3}{\sqrt{2N_0}} \right) - \dots - Q \left(\frac{x_1 - x_L}{\sqrt{2N_0}} \right) \quad (3.59)$$

จากทฤษฎี a random variable $x \sim N(\mu, \sigma^2)$ ค่า $E(Q)$ จะประมาณค่าได้เป็น

$$E[Q(x)] = Q \left(\frac{\mu}{\sqrt{\sigma^2 + 1}} \right) \quad (3.60)$$

ในสมการที่ 3.59 เมื่อเราทราบค่าความน่าจะเป็นของการดีเทคสัญญาณ ได้ถูกต้อง (probability of correct symbol) แล้วเราก็สามารถที่จะหาค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดได้เช่นกัน โดยใช้ความสัมพันธ์ของสมการ 3.61, 3.62 และ 3.63

$$P[\text{symbol error}] = 1 - P[\text{correct symbol}] \quad (3.61)$$

แทนค่า $P[\text{correct symbol}]$ จากสมการที่ 3.59 ลงในสมการ 3.61 ก็จะได้

$$P[\text{symbol.error}] = 1 - \left\{ 1 - Q\left(\frac{x_1 - x_2}{\sqrt{2N_0}}\right) - Q\left(\frac{x_1 - x_3}{\sqrt{2N_0}}\right) - \dots - Q\left(\frac{x_1 - x_L}{\sqrt{2N_0}}\right) \right\} \quad (3.62)$$

$$\text{ก็จะได้ว่า } P[\text{symbol.error}] = Q\left(\frac{x_1 - x_2}{\sqrt{2N_0}}\right) + Q\left(\frac{x_1 - x_3}{\sqrt{2N_0}}\right) + \dots + Q\left(\frac{x_1 - x_L}{\sqrt{2N_0}}\right) \quad (3.63)$$

$$\text{และ } P[\text{bit.error}] \cong \frac{L/2}{(L-1)} P[\text{symbol.error}] \quad (3.64)$$

แทนค่า $P[\text{symbol.error}]$ จากสมการที่ 3.63 ลงในสมการ 3.64 ก็จะได้สมการค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของบิตในการมอดูเลทแบบ L-PPM ดังสมการ

$$P[\text{bit.error}]_{L\text{-PPM}} = \frac{L/2}{(L-1)} \left[Q\left(\frac{x_1 - x_2}{\sqrt{2N_0}}\right) + Q\left(\frac{x_1 - x_3}{\sqrt{2N_0}}\right) + \dots + Q\left(\frac{x_1 - x_L}{\sqrt{2N_0}}\right) \right] \quad (3.65)$$

จากสมการที่ 3.65 เป็นสมการค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาด ที่พิจารณาในแง่ของลำดับสล็อตที่เข้ามายังภาครับแบบต่อเนื่อง แต่ถ้าเราพิจารณาค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดที่อยู่ในรูปค่ากำลังงานที่ส่ง โดยกำหนดให้แรงดันอ้างอิงหรือ $V_{\text{threshold}}$ เซ็ตไว้ที่ครึ่งหนึ่งของแอมปริจูดในสล็อตที่เป็นบิตหนึ่ง และสมมุติฐานให้ในหนึ่งเฟรมที่ส่ง จะมีสล็อตที่เป็นบิตหนึ่งอยู่เพียงสล็อตเดียว ส่วนสล็อตที่เหลือเป็นศูนย์หมด แต่ถ้าในหนึ่งเฟรมเราไม่สามารถดีเทคสล็อตที่เป็นบิตหนึ่งได้เลย เราจะกำหนดให้สล็อตหนึ่งที่เกิดขึ้นในเฟรมนั้นเป็นแบบแรนดอม(Random) หรือว่าในกรณีที่ดีเทคสล็อตที่เป็นพัลส์หนึ่งได้มากกว่าหนึ่งสล็อต เราจะเลือกเอามาแค่สล็อตเดียวแบบแรนดอม (Random) เช่นกัน และไม่มีการ Overlap ระหว่างเฟรม และกำหนดให้ $P_{01} = P_{10}$ โดยที่ P_{01} คือค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดในการตัดสินใจของภาค Decision circuits โดยตัดสินใจให้เป็นสล็อตศูนย์แต่ทว่าสล็อตที่ส่งจริงเป็นสล็อตหนึ่ง และ P_{10} คือค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดในการตัดสินใจของภาค Decision circuits โดยตัดสินใจให้เป็นสล็อตหนึ่งแต่สล็อตที่ส่งจริงเป็นสล็อตศูนย์ จากเงื่อนไขทั้งหมดเราสามารถประมาณค่าความผิดพลาดของการมอดูเลทแบบ L-PPM ($P[\text{symbol.error}]_{L\text{-PPM}}$) ดังสมการ 3.66 และ 3.67 [29]

$$P[\text{symbol.error}]_{L\text{-PPM}} = 1 - \left[\frac{1}{L} P_{01} (1 - P_{10})^{L-1} + \sum_{n=1}^{L-1} \frac{1}{n} \binom{L-1}{n-1} (1 - P_{01}) P_{10}^{n-1} (1 - P_{10})^{L-n} \right] \quad (3.66)$$

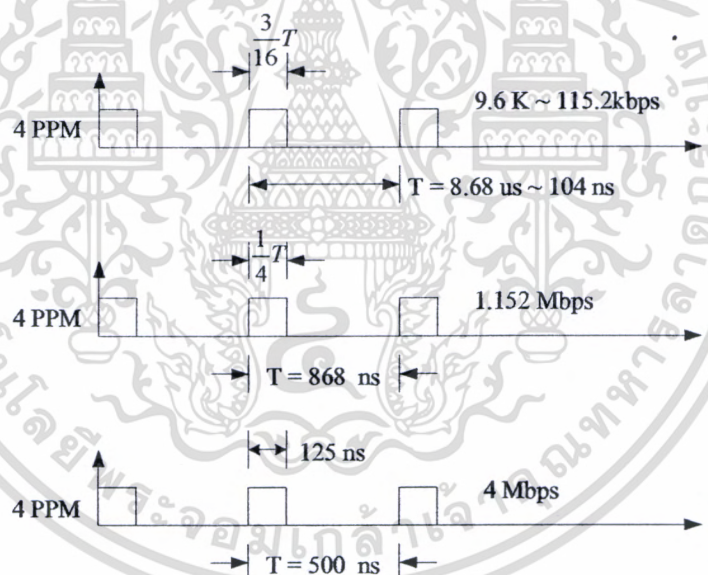
โดยที่

$$P_{01} = P_{10} = \frac{1}{2} \operatorname{Erfc} \left[\frac{LP_{\text{averag..power..receive}} R \sqrt{T_{\text{slot}}}}{2\sqrt{2qI_{\text{total..Photocurrent..noise}}}} \right] \quad (3.67)$$

ส่วนค่า Power spectral densities (PSD) ของการมอดูเลทแบบ L-PPM แสดงได้ดังสมการที่ 3.68 โดยกำหนดให้ A คือแอมป์ริจูดของพัลส์ L-PPM ที่อยู่ในเฟรม และ f คือความถี่ของสัญญาณ

$$PSD_{L-PPM}(f) = \frac{A^2 \log_2(L)}{4R_b} \operatorname{sinc}^2 \left(f \frac{\log_2 L}{LR_b} \right) \left(1 - \frac{\operatorname{sinc}^2 \left(\frac{\pi f \log_2(L)}{R_b} \right)}{L^2 \operatorname{sinc}^2 \left(\frac{\pi f \log_2(L)}{LR_b} \right)} \right) + \frac{A^2}{4} \sigma(f) \quad (3.68)$$

ซึ่งรูปของสัญญาณพัลส์ของการมอดูเลทแบบ L-PPM ที่ใช้ในงานจริงที่เป็นไปตามมาตรฐานของ IrDA (Infrared Data Association) ที่ความเร็วต่างๆ จะมีค่าคาบเวลาของ T_{slot} และ T_{frame} แสดงได้ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 คาบเวลาของ T_{slot} และ T_{frame} ตามมาตรฐานของ IrDA

3.3 การมอดูเลทแบบ L-DPPM

การมอดูเลทแบบ L-DPPM เป็นรูปแบบการมอดูเลทที่ปรับปรุงมาจากการมอดูเลทแบบ L-PPM ซึ่งจะมีรูปสัญญาณที่คล้ายกันเพียงแต่การมอดูเลทแบบ L-DPPM จะมีความกว้างของเฟรมที่ไม่เท่า

กัน แต่จะมีรูปแบบการวางสล็อตที่เป็นหนึ่ง ลงบนเฟรมเหมือนกับการมอดูเลตแบบ L-PPM คือ บิทของข้อมูล (Data) จะเป็นตัวกำหนดตำแหน่งของพัลส์คลื่นอินฟราเรดลงบนเฟรมแต่ละเฟรม แต่ว่าการมอดูเลตแบบ L-DPPM จะไม่ทำการส่งสล็อตที่เป็นศูนย์ที่อยู่ถัดมาจากสล็อตที่เป็นหนึ่งในเฟรมเดียวกัน จึงเป็นเหตุผลที่ทำให้ค่าความกว้างของเฟรมในการส่งระหว่างการมอดูเลตแบบ L-PPM และแบบ L-DPPM จึงมีขนาดไม่เท่ากัน ซึ่งความแตกต่างระหว่างการมอดูเลตแบบ L-PPM และแบบ L-DPPM แสดงได้ดังรูปที่ 3.9 จากรูปสัญญาณที่ 3.9 ถ้าเราทำการแมปปีง (Mapping) พัลส์คลื่นอินฟราเรดให้มีค่าเท่ากับหนึ่ง เราสามารถที่จะแสดงถึงความแตกต่างของตำแหน่งพัลส์ที่อยู่บนเฟรมในการส่งดังตารางที่ 3.1 จากรูปที่ 3.9 และตารางที่ 3.1 เราสามารถแสดงสมการของการมอดูเลตแบบ L-DPPM ได้เป็น [36-37]

$$S_n(t) = \begin{cases} 0 & t < nT_C \\ P(t) & nT_C \leq t \leq (n+1)T_C \end{cases} \quad (3.69)$$

โดยที่

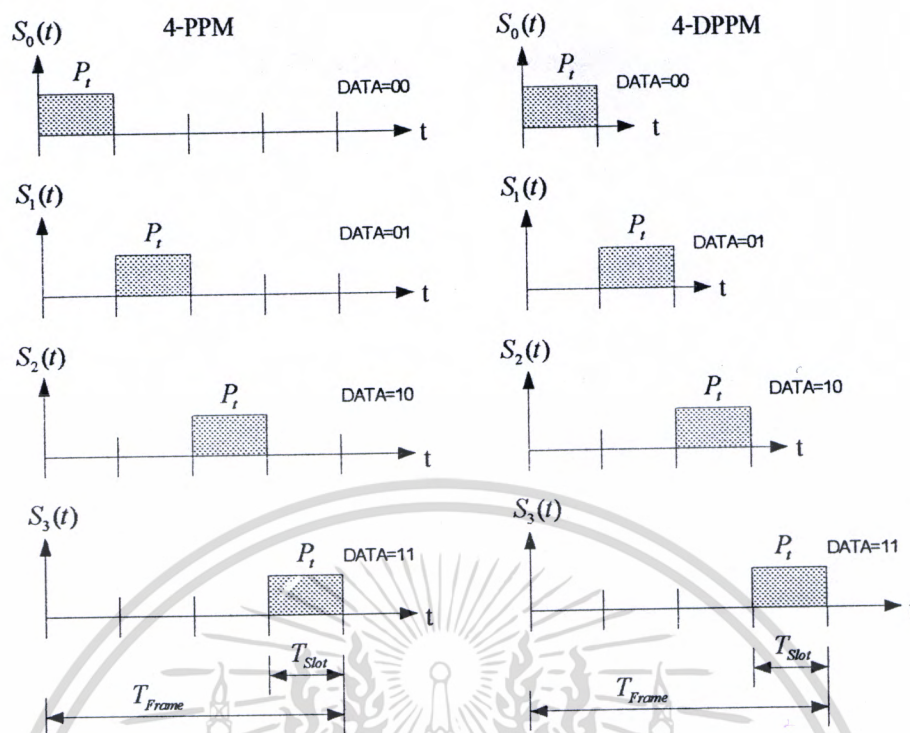
- $P(t)$ = ค่ากำลังงานของพัลส์คลื่นอินฟราเรดในสล็อตที่เป็นหนึ่ง
- T_C = คาบเวลาของแต่ละสล็อตหรือช่วงเวลาของการชิป (chips) จากสล็อตที่หนึ่งจนถึงสล็อตสุดท้ายซึ่งเป็นสล็อตที่เป็นพัลส์หนึ่งดังรูป 3.9
- n = ลำดับของการชิป (chips)

การมอดูเลตแบบ L-PPM และแบบ L-DPPM จะมีลักษณะที่คล้ายกันคือบิทของข้อมูล (Data) ที่เข้ามามอดูเลตจะเป็นตัวกำหนดตำแหน่งของพัลส์คลื่นอินฟราเรดที่อยู่บนเฟรม แต่จะต่างกันเพียงที่การมอดูเลตแบบ L-DPPM จะไม่ส่งสล็อตที่ต่อจากสล็อตเป็นหนึ่งบนเฟรมเดียวกัน ด้วยเหตุนี้เองการมอดูเลตแบบ L-DPPM จึงมีค่าเฉลี่ยกำลังงานคลื่นอินฟราเรดที่สูงกว่า การมอดูเลตแบบ L-PPM ที่ความเร็วในการส่งข้อมูลและลำดับของการมอดูเลต L ที่เท่ากัน ซึ่งลักษณะโครงสร้างของการจำลองระบบสื่อสาร ไร้สายอินฟราเรดที่มีการมอดูเลตแบบ L-DPPM แสดงได้ดังรูปที่ 3.10 ซึ่งสัญญาณที่ภาครับสามารถแทนได้ด้วยสมการ [36]

$$y(t) = x(t) \otimes h(t) + n(t) \quad (3.70)$$

หรือ

$$y(t) = S_n(t)P(t) \otimes h(t) + n(t) \quad (3.71)$$



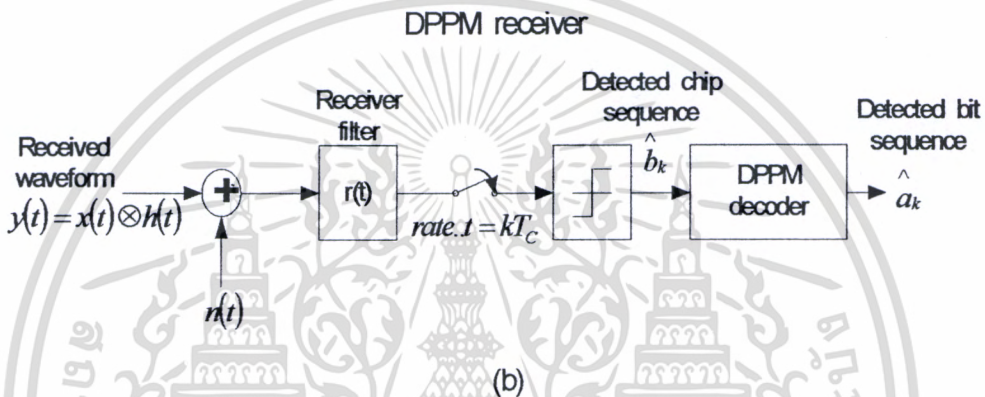
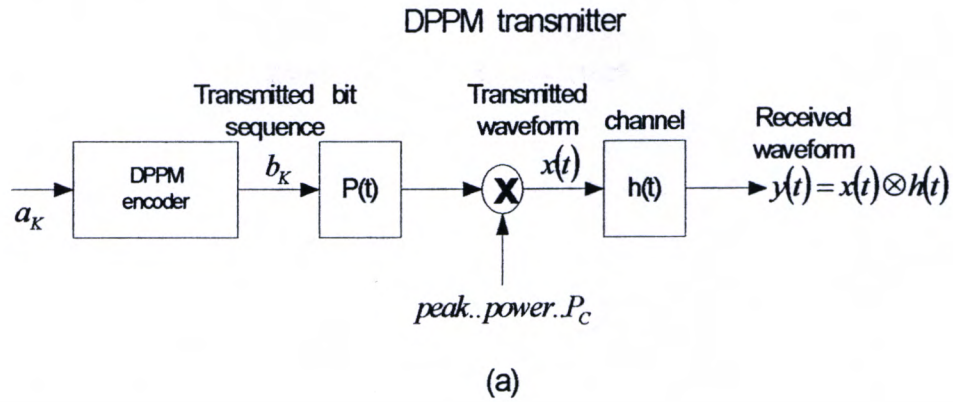
รูปที่ 3.9 รูปสัญญาณการมอดูเลตแบบ 4-PPM และ 4-DPPM

ตารางที่ 3.1 ความแตกต่างของตำแหน่งพัลส์ระหว่างการมอดูเลตแบบ 4-PPM และ 4-DPPM

[37-38]

Source bits	4-PPM chips (nominal mapping)	4-DPPM chips (nominal mapping)	4-DPPM chips (reverse mapping)
00	1000	1	0001
01	0100	01	001
10	0010	001	01
11	0001	0001	1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 การจำลองระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดที่มอดูเลตแบบ L-DPPM

จากรูปที่ 3.10 ถ้าเรากำหนดให้ f_k เป็นผลตอบสองอินพัลส์ของระบบที่มีอัตราการสุ่มตัวอย่าง (sampling) เท่ากับ $t_{\text{sampling}} = kT_c$ ดังสมการที่ 3.72

$$f_k = P_c p(t) \otimes h(t) \otimes p(-t) \Big|_{t=kT_c} \quad (3.72)$$

และที่ภาคตัดสินใจ(Decision) ถ้าเรากำหนดให้ค่า θ เป็นจุดเปรียบเทียบ (Threshold) โดยใช้การตัดสินใจแบบ hard-decision โดยที่ $\hat{b}_k = 1$ ถ้า $r_k \geq \theta$ และ $\hat{b}_k = 0$ ถ้า $r_k < \theta$ ส่วนค่าอัตราความเร็วเฉลี่ยในการส่งข้อมูล (R_b) และค่าแบนด์วิธที่เฉลี่ยที่ใช้งาน สำหรับการมอดูเลตแบบ L-DPPM ประมาณได้ดังสมการที่ 3.73 และ 3.74

$$R_{b..(L-DPPM)} = \frac{\log_2 L}{(L+1)T_c} \quad (\text{bps}) \quad (3.73)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B_{L-DPPM} = \frac{LR_b}{\log_2 L} \quad (\text{Hz}) \quad (3.74)$$

สมการค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดของการมอดูเลทแบบ L-DPPM ก็จะคล้ายกับการมอดูเลทแบบ L-PPM คือเราจะพิจารณาค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดที่อยู่ในรูปของค่ากำลังงานที่ส่ง โดย กำหนดให้แรงดันอ้างอิงหรือ $V_{threshold}$ เซตไว้ที่ครึ่งหนึ่ง ของแอมป์ริจูดในสล็อตที่เป็นบิตหนึ่งและสมมุติฐานให้ในหนึ่งเฟรมที่ส่งจะมีสล็อตที่เป็นบิตหนึ่งอยู่เพียงสล็อตเดียว ส่วนสล็อตที่เหลือเป็นศูนย์หมด แต่ถ้าในหนึ่งเฟรมเราไม่สามารถตีเทตสล็อตที่เป็นบิตหนึ่งได้เลย เราจะกำหนดให้บิตหนึ่งที่เกิดขึ้นในเฟรมนั้นเป็นแบบแรนดอม (Random) หรือว่าในกรณีที่ดีเทตสล็อตที่เป็นหนึ่งได้มากกว่าหนึ่งสล็อต เราจะเลือกเอามาแค่สล็อตเดียวแบบแรนดอม (Random) เช่นกัน และไม่มีการ Overlap ระหว่างเฟรมและกำหนดให้ $P_{01} = P_{10}$ โดยที่ P_{01} = ค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดในการตัดสินใจของภาคตัดสินใจ (Decision circuits) โดยตัดสินใจให้เป็นสล็อตศูนย์แต่หาสล็อตที่ส่งจริงเป็นสล็อตหนึ่ง และ P_{10} = ค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดในการตัดสินใจให้เป็นสล็อตหนึ่งแต่สล็อตที่ส่งจริงเป็นสล็อตศูนย์ การมอดูเลทแบบ L-DPPM จะมีจำนวนสล็อตในแต่ละเฟรมที่ไม่เท่ากัน ฉะนั้นเราจึงประมาณให้จำนวนสล็อตเฉลี่ยในแต่ละเฟรมมีค่าเป็น $N_{average} = (L+3)/2$ สมการความน่าจะเป็นความผิดพลาดของการมอดูเลทแบบ L-DPPM หรือ $(P[symbol.error]_{L-DPPM})$ ดังสมการ 3.75 และ 3.76

$$P_{error.L-DPPM} = 1 - \left[\frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} (1-P_{01})(1-P_{10})^n + \frac{1}{L} P_{01}(1-P_{10})^{L-1} \right] \quad (3.75)$$

โดยที่

$$P_{01} = P_{10} = \frac{1}{2} \text{Erfc} \left[\frac{(L+3)P_{aver..power..receive} R \sqrt{T_{slot}}}{4\sqrt{2qI_{total} Photocurrent..noise}} \right] \quad (3.76)$$

จากสมการที่ 3.75 และ 3.76 เป็นค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในแต่ละลำดับของสล็อตที่อยู่ภายในเฟรม แต่ถ้าเราพิจารณาค่าความผิดพลาดในลักษณะที่เป็นแบบแพคเกจ (Packet-error rate) หรือค่าความผิดพลาดต่อเฟรมที่ส่งก็จะประมาณค่าได้ดังสมการ 3.77 และ 3.78

$$P_{frame.error}(L-DPPM) = 1 - (1-p_{01})^{N-(F/\log_2 L)} (1-p_{10})^{(F/\log_2 L)} \quad (3.77)$$

หรือ

$$P_{frame.error}(L-DPPM) \approx \left(N - \frac{F}{\log_2 L} \right) p_{01} + \frac{F}{\log_2 L} p_{10} \quad (3.78)$$

และถ้ากำหนดให้ $p_{10} = p_{01}$ ก็จะประมาณค่าความผิดพลาดในลักษณะที่เป็นแบบแพคเกจ (Packet error rate) ของการมอดูเลทแบบ L-DPPM ได้เป็น 3.79

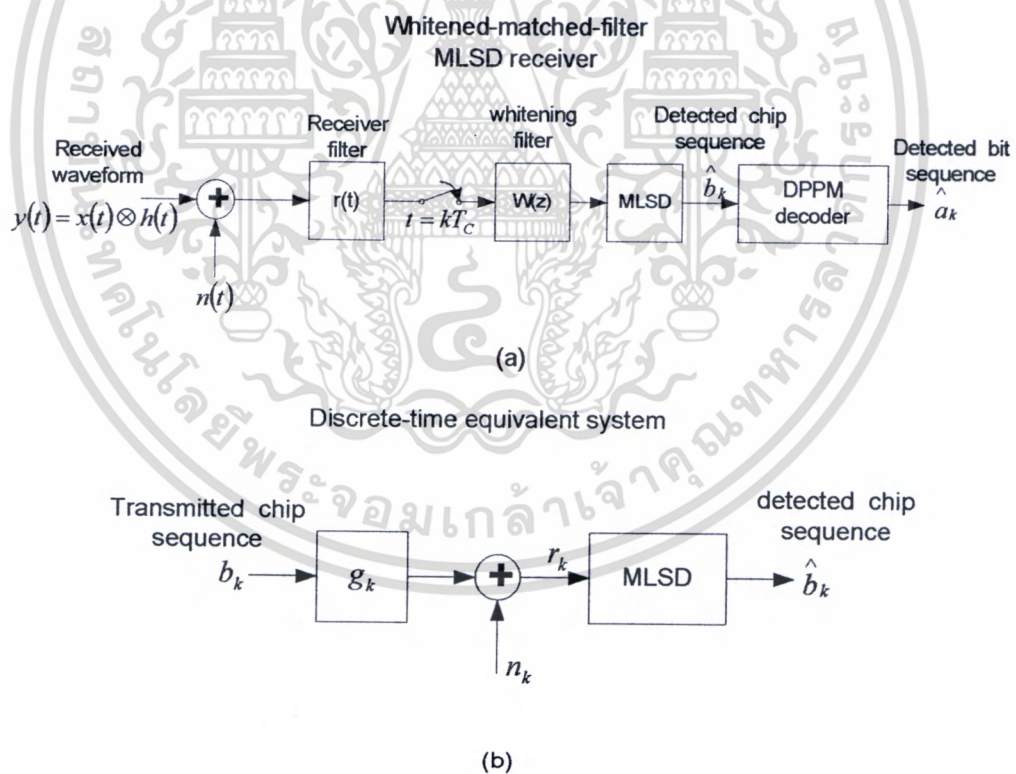
$$P_{frame..error}(L-DPPM) \approx NQ \left(RP_{average..power..receive} \sqrt{\frac{(L+1)\log_2 L}{8R_b N_0}} \right) \quad (3.79)$$

โดยที่ F = จำนวนบิตข้อมูลต่อหนึ่งเฟรมซึ่งจะเป็นตัวกำหนดตำแหน่งของสล็อตหนึ่งลงบนเฟรม

N = จำนวนสล็อตเฉลี่ยต่อหนึ่งเฟรม (chip) ซึ่งจะประมาณให้เท่ากับ $(L+3)/2$

R = ค่าความไวในการตอบสนองของตัวรับ

จากรูปที่ 3.10 เป็นภาครับที่ใช้การตัดสินใจแบบ hard-decision แต่ถ้าเราจะพิจารณาในกรณีที่ภาครับใช้การตัดสินใจแบบ Soft decision สำหรับการมอดูเลทแบบ L-DPPM ภาครับที่เหมาะสมก็เห็นจะเป็นภาครับแบบ MLSD (Maximum-Likelihood Sequence Detection) ซึ่งมีลักษณะการจำลองระบบแสดงดังรูปที่ 3.11 (a) และ (b) ตามลำดับ



รูปที่ 3.11 การจำลองระบบที่มีภาครับแบบ MLSD ของการมอดูเลทแบบ L-DPPM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และถ้าเราใช้ค่าของ Hamming distance หรือ $d_{\min..L-DPPM}$ เป็นตัวบอกสมรรถนะของการมอดูเลตแบบ L-DPPM ซึ่งค่าของ $d_{\min..L-DPPM}$ จะประมาณได้ดังสมการ

$$d_{\min..L-DPPM} \approx \left(\frac{L-1}{4} \right) \left(\frac{F}{\log_2 L} \right)^2 \quad (3.80)$$

ซึ่งค่าของ $d_{\min..L-DPPM}$ ในสมการที่ 3.80 เป็นการหาค่า Hamming distance ของเฟรมหรือแพคเกจที่มีจำนวนความยาวแพคเกจเฉลี่ย (\bar{N}) เป็นดังสมการที่ 3.81

$$\bar{N} = \left(\frac{F}{\log_2 L} \right) \left(\frac{L+1}{2} \right) \quad (3.81)$$

สำหรับกรณีที่ความยาวของเฟรมหรือแพคเกจมีความยาวไม่มากนัก (short packets) และค่าอัตราส่วนของกำลังงานคลื่นต่อค่ากำลังงานของสัญญาณรบกวน (SNR) มีค่าสูงมาก ก็จะประมาณค่าความผิดพลาดในลักษณะที่เป็นแบบแพคเกจ (Packet-error rate) ของการมอดูเลตแบบ L-DPPM ที่สัมพันธ์กับค่า Hamming distance หรือ $d_{\min..L-DPPM}$ ได้ดังสมการ

$$P_{\text{Packet-error..L-DPPM}} \cong d_{\min..L-DPPM} Q \left(R P_{\text{average..power..receive}} \sqrt{\frac{(L+1) \log_2 L}{4R_b N_0}} \right)$$

หรือ

$$P_{\text{Packet-error..L-DPPM}} \cong \left(\frac{L-1}{4} \right) \left(\frac{F}{\log_2 L} \right)^2 Q \left(R P_{\text{average..power..receive}} \sqrt{\frac{(L+1) \log_2 L}{4R_b N_0}} \right) \quad (3.82)$$

สำหรับการวิเคราะห์หาคุณลักษณะทางด้านสเปกตรัมกำลังงานของคลื่นอินฟราเรด ที่มีการมอดูเลตแบบ L-DPPM (Power Spectral Density of DPPM) โดยกำหนดให้สัญญาณ L-DPPM ในโดเมนของเวลาที่แสดงดังในรูป 3.11 (a) โดยเรากำหนดให้สัญญาณ $x(t)$ มีสมการเป็น

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k p(t - kT_C) \quad (3.83)$$

จากสมการที่ 3.83 เราสามารถคำนวณหาสเปกตรัมกำลังงานของคลื่นอินฟราเรดที่มีการมอดูเลตแบบ L-DPPM โดยแสดงค่าของสมการ $x(t)$ ที่เป็นไปตามคุณสมบัติดังสมการที่ 3.84 ถึง 3.86

$$S_X(\omega)_{L\text{-DPFM}} = \frac{1}{T_C} S_b(\omega) |P(\omega)|^2 \quad (3.84)$$

โดยที่ $|P(\omega)|^2 = T_C^2 \sin^2 c \left(\frac{\omega T_C}{2\pi} \right)$ สำหรับ Rectangular pulse $p(t)$ (3.85)

และ $\sin c(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$ (3.86)

ส่วนค่า $S_b(\omega)$ คือค่าสเปกตรัมกำลังงานของคลื่นในแต่ละสล็อต หรือลำดับของการชิป (chip sequence) ซึ่งค่าของ $S_b(\omega)$ คือค่าคิสริตฟูเรียร์ทรานฟอร์ม (Discrete time Fourier transform) ของสัญญาณ r_k (chip autocorrelation function) ดังรูป 3.11 (b) ซึ่งกำหนดโดยใช้คุณสมบัติ $r_{n-m} \equiv E(b_n b_m)$ ก็จะได้สมการ r_k เป็น

$$r_k = \frac{2}{L+1} \sum_{j=1}^{\min\{L, k-1\}} \Pr(b_k = 1, b_{k-1} = 0, b_{k-2} = 0, \dots, b_{k-j+1} = 0, b_{k-j} = 1 |_{b_0=1}) \quad (3.87)$$

เพื่อให้ง่ายขึ้นเรากำหนดให้ $r_0 = \frac{2}{L+1}$ (3.88)

และ $r_k = \begin{cases} \frac{2}{L^k} (L+1)^{k-2} & 1 \leq k \leq L \\ \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L r_{k-i} & k > L \end{cases}$ (3.89)

โดย $S_b(\omega)$ จะเท่ากับผลรวมขององค์ประกอบแบบต่อเนื่อง $S_c(\omega)$ (Continuous component) กับ องค์ประกอบคิสริต $S_d(\omega)$ (Discrete component) ซึ่งมีค่าดังสมการ

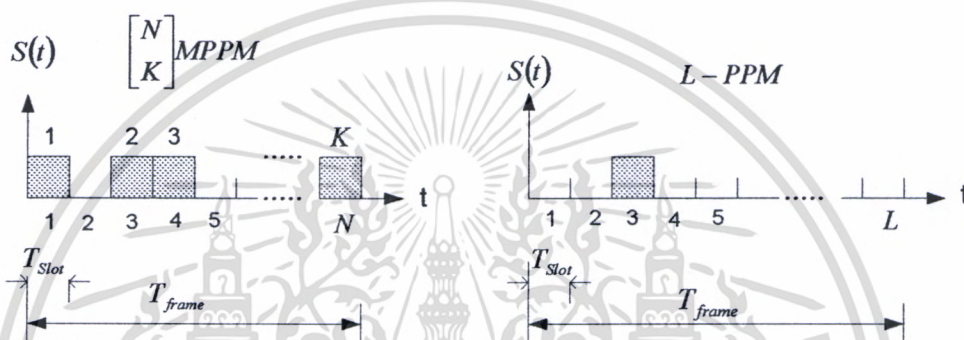
$$S_b(\omega) = S_c(\omega) + S_d(\omega) \quad (3.90)$$

โดยที่ $S_c(\omega) \equiv \sum_{k=-5L}^{5L} \left[r_k - \left(\frac{2}{L+1} \right)^2 \right] \exp(-jk\omega)$ (3.91)

และ $S_d(\omega) = \frac{2\pi}{T_C} \left(\frac{2}{L+1} \right)^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta \left(\omega - \frac{2\pi k}{T_C} \right)$ (3.92)

3.4 การมอดูเลตแบบ [N K] MPPM

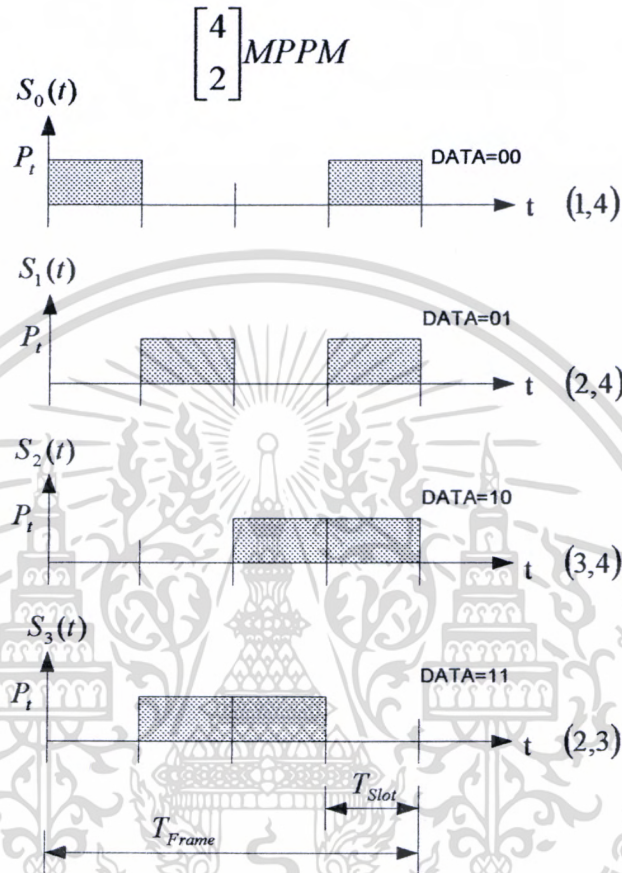
การมอดูเลตแบบ [N K] MPPM (Multi-pulse Pulse Position Modulation) เป็นรูปแบบการมอดูเลตที่ภายในหนึ่งเฟรมของการส่งอาจจะมีจำนวนพัลส์ (Optical pulse) มากกว่าหนึ่งพัลส์ หรืออาจจะกล่าวอีกนัยหนึ่งว่า ในหนึ่งเฟรมอาจจะมีจำนวนสล롯ที่เป็นหนึ่งมากกว่าหนึ่งสล롯 ซึ่งจะแตกต่างจากการมอดูเลตแบบ L-PPM และ L-DPPM ที่ในหนึ่งเฟรมจะมีจำนวนสล롯ที่เป็นหนึ่งหรือจำนวนพัลส์ (Optical pulse) อยู่เพียงพัลส์เดียว ซึ่งความแตกต่างของรูปสัญญาณระหว่างการมอดูเลตแบบ [N K] MPPM และแบบ L-PPM แสดงได้ดังรูปที่ 3.12 [38-42]



รูปที่ 3.12 การมอดูเลตแบบ $[N K] MPPM$ เมื่อเปรียบเทียบกับ การมอดูเลตแบบ L-PPM

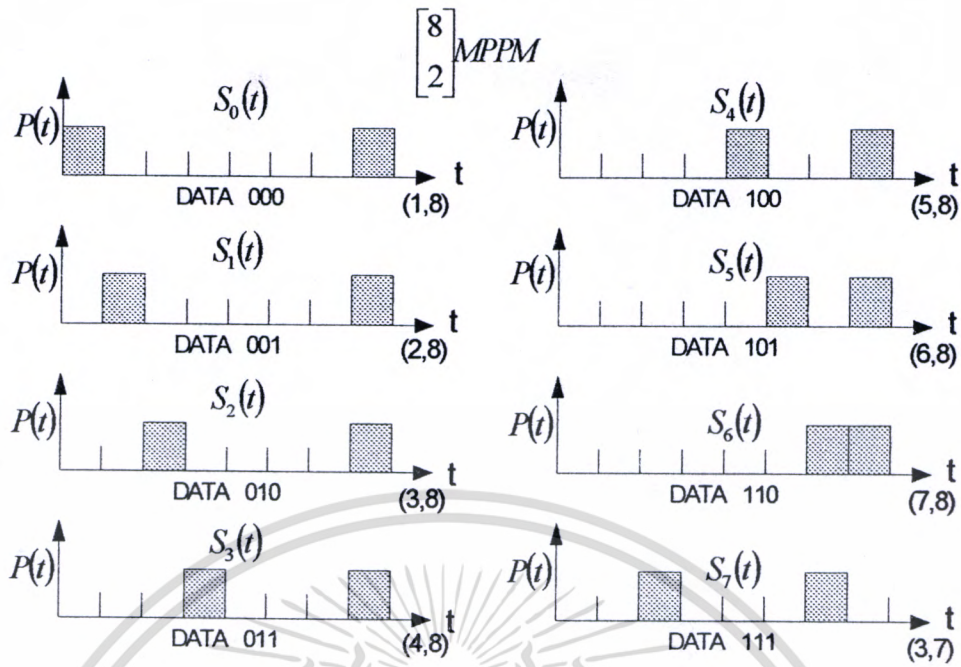
สำหรับการกำหนดจำนวนของพัลส์และจำนวนสลอตต่อหนึ่งเฟรม ของการมอดูเลตแบบ [N K] MPPM จะอยู่ในรูปแบบ [N K] โดย N คือจำนวนสลอตทั้งหมดต่อหนึ่งเฟรม และ K คือจำนวนของพัลส์ (Optical pulse) ต่อหนึ่งเฟรม อาทิเช่น การมอดูเลตแบบ [4 2] MPPM ซึ่งก็คือในหนึ่งเฟรมจะประกอบไปด้วย 4 สลอต และจะมีจำนวนพัลส์เท่ากับ 2 พัลส์ (Optical pulse) ต่อหนึ่งเฟรมหรือมีจำนวนสลอตที่เป็นพัลส์หนึ่งอยู่ 2 สลอต ส่วนรูปแบบของการวางตำแหน่งพัลส์ในแต่ละเฟรม เราสามารถคำนวณได้ โดยใช้ทฤษฎีความน่าจะเป็น โดยรูปแบบของการมอดูเลตแบบ [N K] MPPM จะเท่ากับ $N!/(K!(N-K)!)$ รูปแบบ อย่างเช่น [4 2] MPPM ก็จะมีรูปแบบของการวางตำแหน่งพัลส์เป็น $4!/(2!(4-2)!)$ ก็เท่ากับ 6 รูปแบบ และนอกจากนั้นตำแหน่งของพัลส์ที่อยู่ภายในเฟรมก็ยังจะขึ้นอยู่กับจำนวนของบิตข้อมูล (Data bits) ที่เข้ามาด้วย ซึ่งรูปแบบของการมอดูเลตแบบ [N K] MPPM ในหนึ่งเฟรม จะสามารถแทนข้อมูลข่าวสารได้เท่ากับ $\log_2[N!/(K!(N-K)!)]$ บิต ฉะนั้น [4 2] MPPM ก็จะสามารถแทนข้อมูลข่าวสารได้เท่ากับ $\log_2 6$ ซึ่งก็คือ 2.584 บิตต่อหนึ่งเฟรม แต่เราจะพิจารณาเฉพาะจำนวนบิตที่เป็นจำนวนเต็มคือ 2 บิต ฉะนั้นความแตกต่างของบิตข้อมูลจึงมีเพียง 4 รูปแบบคือ 00 01 10 และ 11 เราจะ

เลือกรูปแบบของการวางตำแหน่งพัลส์ลงบนเฟรมมาเพียง 4 รูปแบบจากทั้งหมด 6 รูปแบบ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 3.13 [40-42]



รูปที่ 3.13 การวางตำแหน่งพัลส์ลงบนเฟรมของการมอดูเลตแบบ $\begin{bmatrix} 4 \\ 2 \end{bmatrix} \text{MPPM}$

เช่นเดียวกัน ถ้าเป็นการมอดูเลต $\begin{bmatrix} 8 \\ 2 \end{bmatrix} \text{MPPM}$ ก็จะมีรูปแบบการวางตำแหน่งพัลส์ ลงบนเฟรมเท่ากับ $8!/(2!(8-2)!)$ ซึ่งจะทำกับ 28 รูปแบบ และในแต่ละเฟรมแทนบิตข้อมูลข่าวสารได้เท่ากับ $\log_2 8!/(2!(8-2)!)$ บิต ซึ่งก็จะเท่ากับ 4.80 บิตต่อเฟรม แต่ในที่นี้เราเลือกรูปแบบการวางตำแหน่งพัลส์ลงบนเฟรมมาเพียง 8 รูปแบบเท่านั้น เพราะเราต้องการแทนบิตข้อมูลเพียง 3 บิต ซึ่งจะมีการเปลี่ยนแปลงเพียงแค่ 8 รูปแบบคือ 000 001 010 011 100 101 110 และ 111 ซึ่งรูปแบบของการมอดูเลตแบบ $\begin{bmatrix} 8 \\ 2 \end{bmatrix} \text{MPPM}$ แสดงได้ดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 การวางตำแหน่งพัลส์ลงบนเฟรมของการมอดูเลตแบบ $\begin{bmatrix} 8 \\ 2 \end{bmatrix}$ MPPM

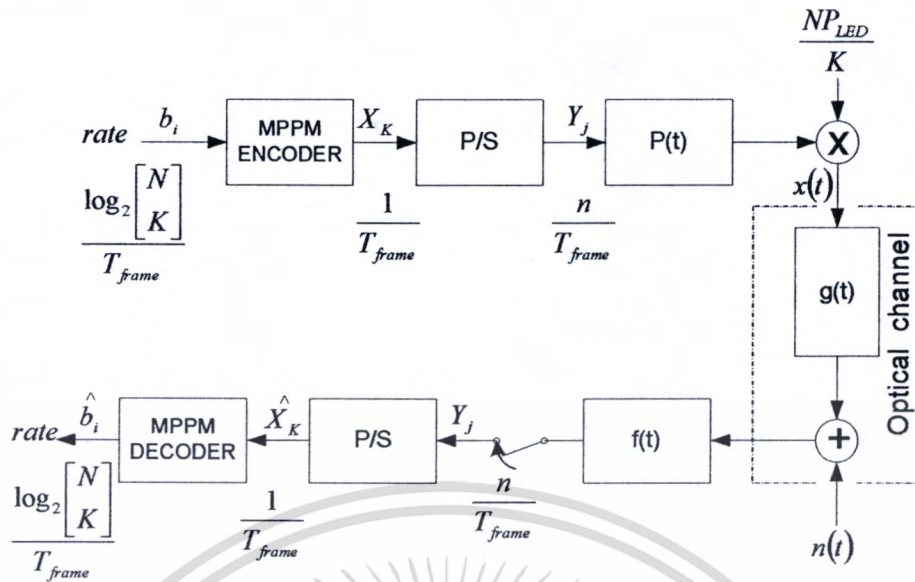
ส่วนค่าของแบนด์วิดที่ใช้งาน และอัตราความเร็วเฉลี่ยของการส่งข้อมูล สำหรับการมอดูเลตแบบ $[N \ K]$ MPPM สามารถประมาณได้จากสมการที่ 3.93 และ 3.94 ดังต่อไปนี้

$$B_{MPPM} \approx \frac{NR_{b,MPPM}}{T_{Frame}} \quad (\text{Hz}) \quad (3.93)$$

$$R_{b,MPPM} = \frac{\log_2 \begin{bmatrix} N \\ K \end{bmatrix}}{T_{Frame}} \quad (\text{Bps}) \quad (3.94)$$

และประสิทธิภาพของแบนด์วิดที่ใช้งาน $\eta = \frac{B_{MPPM}}{R_{b,MPPM}} = \frac{N}{T_{Frame}}$ (3.95)

สำหรับระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดที่มีการมอดูเลตแบบ $[N \ K]$ MPPM จะมีลักษณะโครงสร้างของระบบดังแสดงในรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 ระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดที่มอดูเลตแบบ [N K] MPPM

จากสมการที่ 2.4 ในบทที่ 2 เป็นสมการพื้นฐานสำหรับการวิเคราะห์ค่ากำลังงานคลื่นอินฟราเรดที่ผ่านช่องสัญญาณแบบ IM/DD (Intensity Modulation / Direct Detection) ซึ่งจากรูปที่ 3.15 ก็จะได้สมการเป็น

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t-\tau)d\tau + n(t) \tag{3.96}$$

และ

$$P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t)dt \tag{3.97}$$

โดยที่ $x(t)$ = ค่ากำลังงานของพัลส์คลื่นอินฟราเรดที่ออกมาจากตัวส่งซึ่งจะเป็นพัลส์แบบต่อเนื่อง

$y(t)$ = ค่าของสัญญาณที่รับได้ที่อยู่ในรูปของกระแสแบบต่อเนื่อง ที่เอาที่พุทของตัวรับโฟโตดีเทคเตอร์ (Photo detector)

$h(t)$ = ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณอินฟราเรด

P = ค่ากำลังงานเฉลี่ยของตัวส่ง

และ $n(t)$ คือสัญญาณรบกวนแบบขาวววก (White gaussian noise with two-sided PSD N_0) ที่มีค่า PSD (Power spectrum density) $\sigma^2 = N_0/\gamma$ โดยที่ γ คือค่าเฉลี่ยทางเรขาคณิต (Geometric mean of the folded spectrum) ซึ่งมีสมการเป็น

$$\gamma = \exp \left\{ \frac{T_{Frame}}{N} \int_{-N/2T_{Frame}}^{N/2T_{Frame}} \log \left(\frac{N}{T_{Frame}} \sum_{m=-\infty}^{\infty} |G(f - mN/T_{Frame})|^2 \right) df \right\} \quad (3.98)$$

จากการจำลองระบบในรูปที่ 3.15 ค่าของ $y(t)$ ได้มาจากการตีเทคกำลังงานของคลื่นอินฟราเรด ฉะนั้นสมการที่ 3.96 จะเป็นจริงได้ก็ต่อเมื่อค่าของ $x(t) \geq 0$ และ $x(t) \leq P$ และถ้าเรากำหนดให้ ภาครับสัญญาณเป็นแบบ MLSD (Maximum Likelihood Sequence Detector) โดยภาครับส่วนหน้า เป็นแบบแมคฟิลเตอร์ (Unit-energy whitened - matched filter: $f(t)$) และมีอัตราการสุ่มตัวอย่าง (Sampling) เป็น $\frac{N}{T_{Frame}}$ เพื่อสร้างสัญญาณลำดับไบนารี (Binary chip sequence : x_j) ซึ่งจะมี สมการของสัญญาณที่ภาครับเป็น [40]

$$y_j = \sum_{i=-\infty}^{\infty} h_j x_{j-i} + n_j = s_j + n_j \quad (3.99)$$

และ

$$h_j = \frac{NP}{K} (p(t) \otimes g(t) \otimes f(t)) \Big|_{L=jT_{Frame}/N} \quad (3.100)$$

โดยที่ $h_j =$ ผลตอบสนองอิมพัลส์ (Equivalent chip-rate impulse response)

$n_j =$ สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน (Zero mean Gaussian random variable)

จากรูปที่ 3.16 เราสามารถจำลองระบบที่เป็นแบบดิสครีต (Discrete system model) ของภาครับ สัญญาณแบบ MLSD (Maximum Likelihood Sequence Detector) จากรูปถ้าเราให้ผลตอบสนอง อิมพัลส์ของระบบเป็นแบบ Toeplitz sequence : H_K และสัญญาณอินพุตที่เข้ามามีลักษณะเป็น แบบไบนารีลิเนียร์บล็อกโคด โดยให้ X_k คือคำรหัสอินพุต และสัญญาณที่รับได้เอาท์พุตเป็น แบบเวกเตอร์ ซึ่งจะมีสมการของระบบเป็น

$$y_K = \sum_{l=-\infty}^{\infty} H_l X_{K-l} + n_K = S_K + n_K \quad (3.101)$$

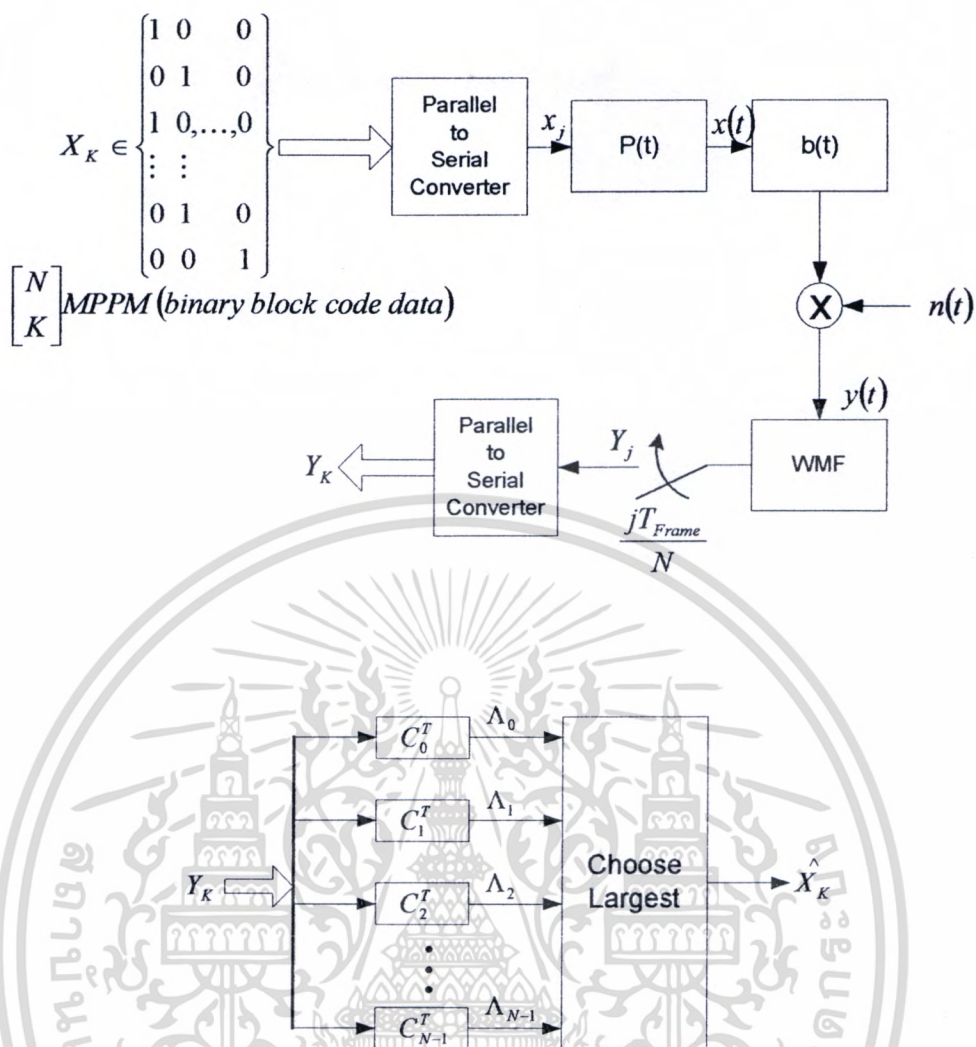
$$S_K = [S_{K_n}, S_{K_{n+1}}, S_{K_{n+2}}, \dots, S_{K_{n+n-1}}]^T \quad (3.102)$$

$$n_K = [n_{K_n}, n_{K_{n+1}}, n_{K_{n+2}}, \dots, n_{K_{n+n-1}}]^T \quad (3.103)$$

และ

$$[H_K]_{ij} = h_{K_{n+i-j}} \quad (3.104)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 การจำลองระบบที่มอดูเลตแบบ [N K] MPPM

จากรูปที่ 3.16 ถ้าเราพิจารณาภากรับในกรณีที่ยังไม่คำนึงถึงผลกระทบที่เกิดจาก ISI (Inter Symbol Interference) โดยกำหนดให้จุดตัดสินใจ (Threshold) ของภากรับอยู่ที่จุดเหมาะสมที่สุด (Optimum decision) ฉะนั้นความสัมพันธ์ของสัญญาณที่รับได้ ที่เป็นแบบคาร์รหัสก็จะเป็นดังสมการ 3.105

$$\Lambda_N = C_N^T y_K \dots \text{for } N = 0, 1, \dots, N - 1 \tag{3.105}$$

จากรูปที่ 3.17 ถ้าระบบไม่มีความผิดพลาดเกิดขึ้นค่าของ x_k ก็จะเท่ากับค่าของ C_i และเราก็ทราบดีอยู่แล้วว่า ค่าของ x_k จะมีรูปแบบทั้งหมดเป็น $X' = \{\dots, x_{K-2}, x_{K-1}, x_{K+1}, x_{K+2}, \dots\}$ ฉะนั้นระบบจะมีความผิดพลาดเกิดขึ้นเมื่อ $\hat{x}_k \neq x_k$ ซึ่งการหาค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดที่เกิดขึ้น

เราจะใช้เงื่อนไขขอบเขตแบบ Union bound ซึ่งมีสมการเป็น

$$\Pr_{\left[\begin{smallmatrix} N \\ K \end{smallmatrix}\right]_{MPPM}} [\text{error} | x_k = C_i, X'] \leq \sum_{j=0, j \neq i}^{N-1} \Pr[\Lambda_i \leq \Lambda_j | x_k = C_i, X'] \quad (3.106)$$

$$\Pr_{\left[\begin{smallmatrix} N \\ K \end{smallmatrix}\right]_{MPPM}} [\text{error} | x_k = C_i, X'] = \sum_{j=0, j \neq i}^{N-1} \Pr[(C_i - C_j)^T y_k \leq 0 | x_k = C_i, X'] \quad (3.107)$$

$$\Pr_{\left[\begin{smallmatrix} N \\ K \end{smallmatrix}\right]_{MPPM}} [\text{error} | x_k = C_i, X'] = \sum_{j=0, j \neq i}^{N-1} \Pr[(C_i - C_j)^T n_k > (C_i - C_j)^T s_k | x_k = C_i, X'] \quad (3.108)$$

ซึ่งสมการที่ 3.108 ได้มาจากสมการที่ 3.101 ส่วนพจน์ที่เป็น $(C_i - C_j)^T n_k$ คือค่าของสัญญาณรบกวนที่เป็นแบบเกาส์เซียน (Zero mean gaussian variable) และมีค่าความแปรปรวนเท่ากับ $d_{ij} N_0$ โดยที่ $d_{ij} = d_H(C_i, C_j)$ ซึ่ง d_{ij} คือค่าระยะแฮมมิง (Hamming distance) ระหว่างคำรหัสที่ C_i และ C_j ดังนั้นจากสมการที่ 3.108 สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$\Pr_{\left[\begin{smallmatrix} N \\ K \end{smallmatrix}\right]_{MPPM}} [\text{error} | x_k = C_i, X'] \leq \sum_{j=0, j \neq i}^{N-1} Q\left(\frac{(C_i - C_j)^T s_k}{\sqrt{d_{ij} N_0}}\right) \quad (3.109)$$

และเพื่อให้ครอบคลุมทุกซีควีนของสัญญาณอินพุต x_k ที่เข้ามา สมการที่ 3.109 จึงสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\Pr_{\left[\begin{smallmatrix} N \\ K \end{smallmatrix}\right]_{MPPM}} [\text{error}] \leq \frac{1}{N^{M+1}} \sum_{X'} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0, j \neq i}^{N-1} Q\left(\frac{(C_i - C_j)^T s_k}{\sqrt{d_{ij} N_0}}\right) \quad (3.110)$$

จากสมการที่ 3.110 ผลรวมอันดับแรก (First summation) คือเทอมที่ครอบคลุมทั้งหมดของ $X' \in C^M$ โดยที่ C คือเซตของคำรหัสแบบบล็อกที่รับมาได้ โดย C และ M คือจำนวนเทอมของผลตอบสนองอิมพัลส์ H_X ที่ไม่เท่ากับศูนย์ สุดท้ายสมการที่ 3.110 ก็สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดบิตข้อมูลดังสมการ

$$\Pr_{\left[\begin{smallmatrix} N \\ K \end{smallmatrix}\right]_{MPPM}} [\text{bit error}] = 1 - \left(1 - \Pr_{\left[\begin{smallmatrix} N \\ K \end{smallmatrix}\right]_{MPPM}} [\text{error}]\right)^{1/\log_2 N} \quad (3.111)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่
$$\|y_k\|^2 = \sum_{j=0}^{N-1} |y_{kN+j}|^2 \quad (3.116)$$

จากสมการที่ 3.115 สำหรับพจน์ $\sum_{k=0}^{\infty} \left\| y_k - \sum_{m=0}^{\infty} H_m \hat{x}_{k-m} \right\|^2$ ถ้าเราให้สัญญาณ \hat{x}_k เป็นลำดับของเวกเตอร์อินพุตที่เข้าที่เป็นแบบยูนิฟอร์ม (Uniformly) คือ 0 และ 1 โดยให้สัญญาณอินพุต 0 และ 1 มีค่าความน่าจะเป็นที่เท่ากัน จากเงื่อนไขขอบเขตในการส่งสัญญาณแบบยูนิฟอร์ม (Uniformly : 0,1) ผ่านช่องสัญญาณ ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณ ประมาณได้ดังสมการ

$$\Pr_{ML \text{ receiver MPPM}} [error] \leq Q \left(\frac{d_{\min}}{2\sqrt{N_0}} \right) \sum_e \Pr[A\{e\}] w_H(e) \quad (3.117)$$

$$\Pr[A\{e\}] = \prod_i N^{-w_H(\|e_i\|)} \quad (3.118)$$

$$d_{\min}^2 = \min_{\{e_x\}} \sum_k \left\| \sum_m H_m e_{k-m} \right\|^2 \quad (3.119)$$

โดยที่ $\{e\}$ = เหตุการณ์ที่จะเกิดความผิดพลาด (error event)
 $\Pr[A\{e\}]$ = ความน่าจะเป็นที่ภาคส่งจะส่งลำดับพัลส์ x_k แล้วรับได้เป็น e_k
 $w_H(\cdot)$ = Hamming weight

และ d_{\min} = Minimum distance ระหว่างลำดับของสัญญาณที่รับได้
 จากสมการ 3.117 ถ้าเราให้อัตราส่วนกำลังงานของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีขนาดสูงมาก (High SNR) ก็สามารประมาณค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณดังสมการ

$$\Pr_{ML \text{ receiver MPPM}} [error] \approx Q(d_{\min} / 2\sqrt{N_0}) \quad (3.120)$$

ส่วนประสิทธิภาพทางด้านสเปกตรัมของการมอดูเลทแบบ [N K] MPPM สามารถประมาณค่าได้จากสมการ

$$S_{MPPM}(f) = \frac{|P(f)|^2}{T_{Frame}} \left[\frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} (N-K) |1 + e^{-j2\pi k f T_{Frame}}|^{-2} - \left| \frac{N-1}{N} \frac{\sin(\pi f T_{Frame})}{\sin(\pi f T_{Frame} / N)} \right|^2 \right] \quad (3.121)$$

โดยที่ $P(f) =$ คือค่าฟูเรียร์ทรานฟอร์มของ x_k
 ซึ่งเมื่อเราสรุปสมรรถนะของการมอดูเลตแบบ OOK L-PPM L-DPPM และ [N K] MPPM ในแง่
 ของค่ากำลังงานสัญญาณ และแบนด์วิคท์ที่ใช้งาน เมื่อเทียบกับ (Normalized) การมอดูเลตแบบ
 OOK ก็จะแสดงได้ดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 สรุปสมรรถนะของการมอดูเลตแบบ L-PPM L-DPPM และ [N K] MPPM
 เมื่อเทียบกับการมอดูเลตแบบ OOK

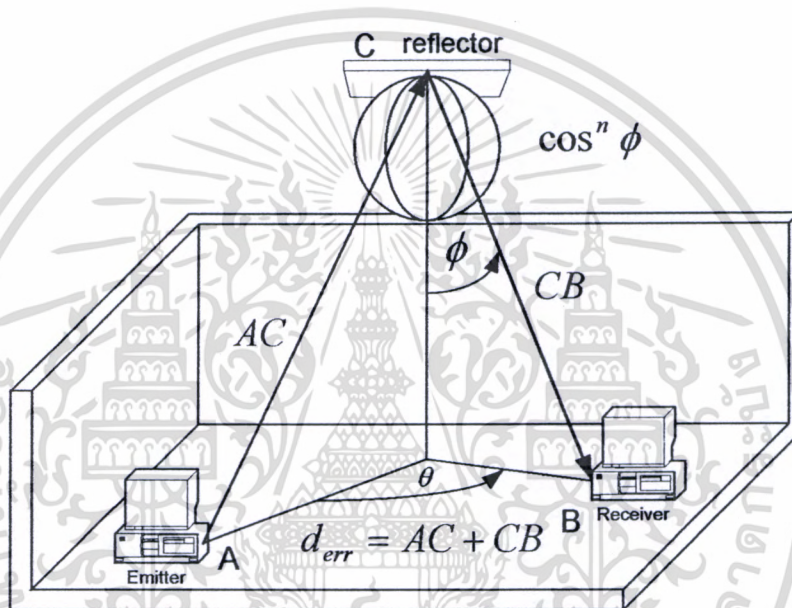
Modulation scheme	Normalized average power requirement (Optical dB)	Bandwidth (Hz)
OOK	0	R_b
L-PPM	$-5 \log_{10} \frac{L \log_2 L}{4}$	$\frac{LR_b}{\log_2 L}$
L-DPPM	$-5 \log_{10} \frac{(L+1) \log_2 L}{8}$	$\frac{(L+1)R_b}{2 \log_2 L}$
[N K] MPPM	$h(\alpha) = -\alpha \log_2 \alpha - (1-\alpha) \log_2 (1-\alpha)$ $\alpha = \frac{N}{K}$ โดยที่ N = จำนวนสล็อตต่อ 1 เฟรม K = จำนวนพัลส์ต่อ 1 เฟรม	$\frac{NR_{b,MPPM}}{\log_2 [N-K]}$

บทที่ 4

การจำลองระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรด

4.1 การจำลองระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดโดยใช้ Monte Carlo Algorithm

การหาค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณอินฟราเรด $h(t)$ จะมีรูปแบบการจำลองระบบอยู่หลายวิธีด้วยกัน แต่สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้รูปแบบการจำลองระบบแบบ Monte Carlo simulation ดังแสดงในรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 การจำลองระบบเพื่อหาค่าตัวเลขของคลื่นอินฟราเรด

จากรูปถ้าเรากำหนดให้จุดสะท้อนคลื่น (C) มีรูปแบบการสะท้อนแบบ Lambertian model ค่าตัวเลขที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณ ($\tau_{rms}(ns)$: RMS spread delay) และค่าตัวเลขเฉลี่ย (τ_m : mean access delay) สามารถประมาณค่าได้ดังสมการ [44]

$$\tau_{rms}(ns) = a + b \cos(c\theta + d) \quad (4.1)$$

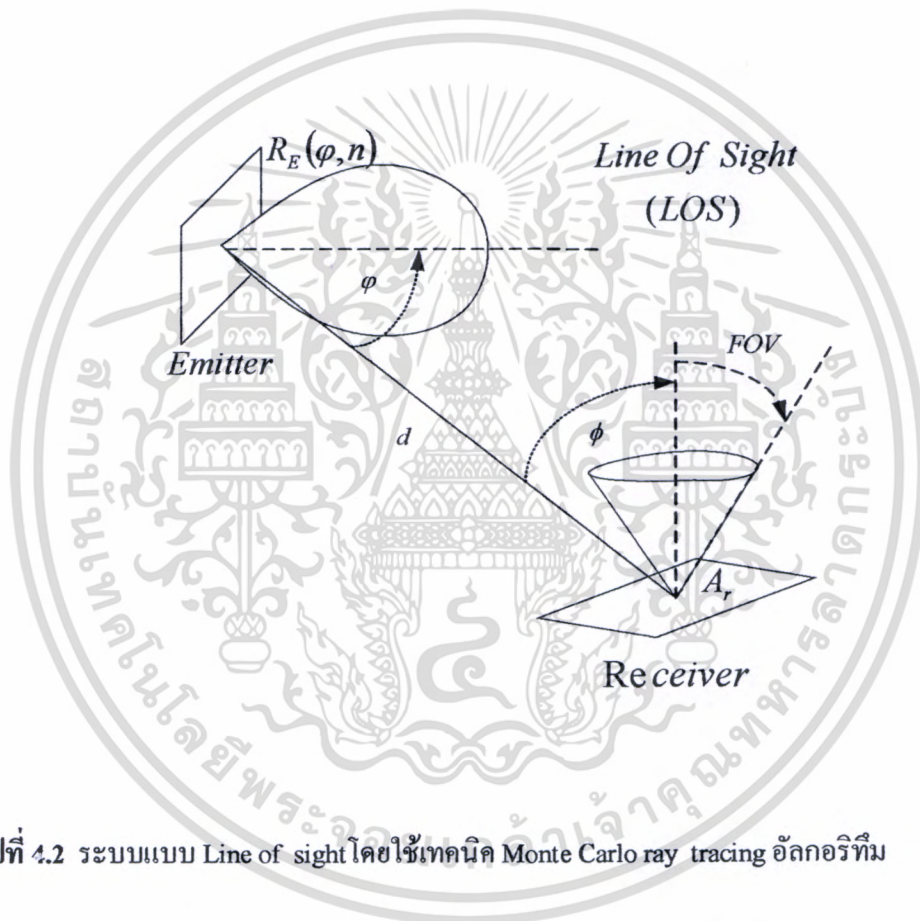
$$\tau_{rms}(ns) = -0.82n^{0.03} + 0.5n^{-0.11} + (-0.54 + 0.19d_{err}) \cos(0.019n - 0.32) \quad (4.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{และ } \tau_m(ns) = -0.4n^{0.28} + 0.33n^{-0.17}d_{err} + K(n, d_{err})\cos(0.018\theta - 0.012) \quad (4.3)$$

$$\text{โดยที่ } K(n, d_{err}) = (-0.17n^{0.41} + 0.18n^{0.26}d_{err}) \quad (4.4)$$

สำหรับการหาค่ากำลังคลื่นอินฟราเรดที่ผ่านช่องสัญญาณในแต่ละแบบ โดยใช้ Monte Carlo ray tracing algorithm เป็นวิธีการที่ให้ผลลัพธ์ของการจำลองระบบ ที่ใกล้เคียงกับผลการทดลองจริงในทางปฏิบัติมากที่สุด เมื่อเทียบกับการจำลองระบบด้วยวิธีอื่นที่มีอยู่ในปัจจุบัน ซึ่งการจำลองระบบสื่อสาร ไร้สายอินฟราเรดในระบบแบบ Line of sight จะมีลักษณะโครงสร้างดังรูปที่ 4.2 [1-11]



รูปที่ 4.2 ระบบแบบ Line of sight โดยใช้เทคนิค Monte Carlo ray tracing อัลกอริทึม

จากรูปถ้าเรากำหนดให้ตัวส่งมีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นอินฟราเรดแบบ Lambertian model หรือเป็นแบบทรงกลม โดยมีตำแหน่งของตัวส่งและตัวรับดังในรูปที่ 4.2 และมีระยะทางระหว่างตัวส่งถึงตัวรับที่มีค่า $d^2 > A_R$ ค่ากำลังงานของคลื่นอินฟราเรดที่ตัวรับประมาณค่าได้ดังสมการ

$$P_{R(\text{Line Of Sight})} = \frac{1}{d^2} R_E(\phi, n) A_{eff}(\phi) \quad (4.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ
$$R_E(\varphi, n) = \frac{n+1}{2\pi} P_E \cos^n(\varphi) d\Omega, \quad \varphi \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \right] \quad (4.6)$$

$$A_{\text{eff}}(\phi) = A_r \cos\phi \text{rect}\left(\frac{\phi}{\text{FOV}}\right) \quad (4.7)$$

$$\text{rect}(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq 1 \\ 0, & |x| > 1 \end{cases} \quad (4.8)$$

โดยที่

d = ระยะทางระหว่างตัวส่งถึงตัวรับ

$R_E(\varphi, n)$ = การแพร่กระจายคลื่นแบบ Lambertian model

n = จำนวนโหนดของการแพร่กระจายคลื่น

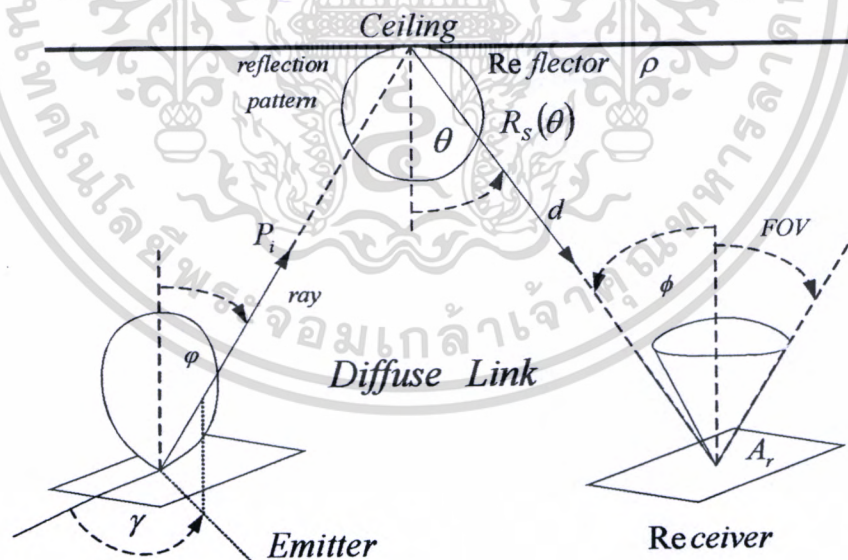
P_E = ค่ากำลังงานคลื่นอินฟราเรดของตัวส่ง LED หรือ LD (W)

$d\Omega$ = มุมทรงตัน (Solid angle)

A_r = พื้นที่รับคลื่นของตัวรับ

FOV = มุม Field of view ของตัวรับ

ส่วนการจำลองระบบที่เป็นแบบ Diffuse link จะมีลักษณะโครงสร้างดังรูปที่ 4.3 ซึ่งเป็นระบบที่ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นของผนังและเพดานห้องเข้ามาเกี่ยวข้องกับด้วย



รูปที่ 4.3 ระบบแบบ Diffuse links โดยใช้เทคนิค Monte Carlo ray tracing อัลกอริทึม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 4.3 ถ้าเรากำหนดให้ลักษณะการสะท้อนคลื่นอินฟราเรดของผนังห้อง เพดาน และพื้น มีรูปแบบเป็น Lambertian model เหมือนกับตัวส่ง ซึ่งมีสมการเป็น

$$R_s(\theta) = \rho \frac{\cos(\theta)}{\pi} \quad (4.9)$$

และค่ากำลังงานคลื่นอินฟราเรดที่ตัวรับจะประมาณ ได้ดังสมการ

$$P_R = \frac{P_i}{d^2} R_s(\theta) A_{eff}(\phi) \quad (4.10)$$

โดยที่ ρ = ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นอินฟราเรดของผนังห้องหรือเพดาน

θ = มุมระหว่างคลื่นสะท้อนกับแนวตั้งฉากบนพื้นผิวที่คลื่นตกกระทบ

ϕ = มุมระหว่างคลื่นที่รับได้กับแนวตั้งฉากบนพื้นผิวรับคลื่น

φ = มุมระหว่างคลื่นที่ออกจากส่งกับแนวตั้งฉากบนตัวส่งคลื่น LED หรือ LD

ซึ่งมีค่าอยู่ระหว่าง $0 \leq \varphi \leq \frac{\pi}{2}$ เรเดียน

γ = มุมกวาดของตัวส่ง ซึ่งมีค่าอยู่ระหว่าง $0 \leq \gamma \leq 2\pi$ เรเดียน

ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างมุม φ และมุม γ จะเป็นแบบมุมทรงตัน Ω ซึ่งมีหน่วยเป็นสเตอเรเดียน (Steradians) ดังแสดงในรูปที่ 4.4 โดยกำหนดให้ตัวส่งมีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเป็นทรงกลม (Lambertian model) ที่มีรัศมีเป็น r และให้ A คือพื้นที่ส่งคลื่นที่เป็นแบบวงรีก็จะได้ความสัมพันธ์เป็นดังสมการ

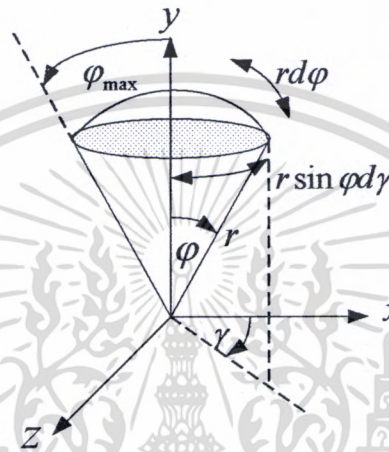
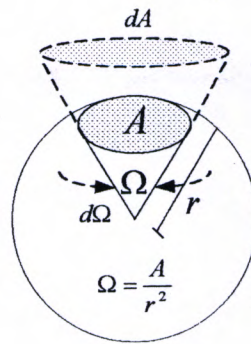
$$\Omega = \frac{A}{r^2} \quad \text{สเตอเรเดียน (Steradians)} \quad (4.11)$$

และ

$$d\Omega = \frac{dA}{r^2} \rightarrow dA = r^2 d\Omega \quad (4.12)$$

จากรูปที่ 4.4 เมื่อเราพิจารณาในระบบพิกัดทรงกลม ก็จะได้สมการ

$$dA = r^2 \sin \varphi d\varphi d\gamma \quad (4.13)$$



รูปที่ 4.4 ความสัมพันธ์ระหว่างมุมทรงตันกับทิศทางการส่งคลื่นอินฟราเรด

แทนสมการที่ 4.13 ลงในสมการที่ 4.12 ก็จะได้สมการใหม่เป็น

$$d\Omega = \sin \varphi d\varphi d\gamma, \quad 0 \leq \varphi \leq \frac{\pi}{2}, \quad 0 \leq \gamma \leq 2\pi \quad (4.14)$$

จากรูปที่ 4.3 เราจะเห็นว่าค่ากำลังงานของคลื่นอินฟราเรดที่รับได้จะเปลี่ยนแปลงไปตาม ค่าการเปลี่ยนแปลงของตัวแปร $d\Omega(\varphi, \gamma)$ ถ้าเรากำหนดให้ลำคลื่นอินฟราเรดที่ไปตกกระทบบนส่วนต่างๆของห้องแล้วสะท้อนมายังตัวรับในอันดับที่ m บรราน (bounces) ในช่วงเวลา t ก็จะได้สมการของค่ากำลังงานที่รับได้เป็น

$$dP(t, \Omega) = \frac{R_E(\Omega, n) R_S \{ \theta(\Omega, t) \} A_{eff} \{ \phi(\Omega, t) \}}{\{ d(\Omega, t) \}^2} d\Omega \quad (4.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{และ } P(t) = \int_{\Omega} \frac{\rho(t, \Omega) P_E (n+1) \cos^n \varphi A_r \cos \theta(t, \Omega) \cos \phi(t, \Omega)}{2\pi^2 \{d(t, \Omega)\}^2} x \text{rect} \left\{ \frac{\phi(t, \Omega)}{FOV} \right\} d\Omega \quad (4.16)$$

ซึ่งค่าของ $d\Omega$ จะเป็นไปตามสมการที่ 4.14 จากสมการที่ 4.16 ถ้าเป็นการพิจารณาค่ากำลังงานคลื่นอินฟราเรดที่ตกกระทบลงบนตัวรับที่เป็นแบบพิน โฟโตไดโอด (PIN Photodiode) ที่มีสมการรับคลื่นอยู่ในรูปของกระแสแบบต่อเนื่องเป็น

$$I_{p-i-n \text{ Photo current}}(t) = \frac{\eta q}{hf} P_{\text{Receive}}(t) + I_{\text{dark current}} \quad (4.17)$$

แทนค่ากำลังงานของคลื่นที่รับได้จากสมการที่ 4.16 ลงในสมการที่ 4.17 ก็จะได้สมการกระแสเอาท์พุทของภาครับแบบพิน โฟโตไดโอดเป็น

$$I_{p-i-n \text{ Photo current}}(t) = \frac{\eta q}{hf} \int_{\Omega} \frac{\rho(t, \Omega) P_E (n+1) \cos^n \varphi A_r \cos \theta(t, \Omega) \cos \phi(t, \Omega)}{2\pi^2 \{d(t, \Omega)\}^2} x \text{rect} \left\{ \frac{\phi(t, \Omega)}{FOV} \right\} d\Omega + I_{\text{dark current}} \quad (4.18)$$

โดยที่ η = ประสิทธิภาพทางควอนตัมของพิน โฟโตไดโอด (Quantum efficiency)

q = ประจุอิเล็กตรอน (Electron charge : 1.6×10^{-19} coulombs)

h = ค่าคงที่ของแฟรงค์ (Planck's constant : 6.626×10^{-34} J/s)

f = ความถี่คลื่นอินฟราเรด (Hz)

$I_{\text{dark current}}$ = ค่ากระแสมืด (Dark current)

$\rho(t, \Omega)$ = สัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นอินฟราเรดของผนังห้องหรือเพดานซึ่งเราพิจารณาเป็นค่าการสูญเสีย เพราะค่าของ ρ จะต่ำกว่าหนึ่งเสมอ

จากสมการที่ 4.18 ถ้าเราจัดตัวแปรเสียใหม่เพื่อให้ง่ายขึ้น โดยกำหนดให้

$$g = \rho P_E \frac{A_r \cos \theta \cos \phi}{\pi d^2} \text{rect} \left\{ \frac{\phi}{FOV} \right\} \text{ in } \Omega \text{ angle} \quad (4.19)$$

$$f = \begin{cases} \frac{(n+1)}{2\pi} \cos^n \varphi & 0 \leq \varphi \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \text{ in } \Omega \text{ angle} \quad (4.20)$$

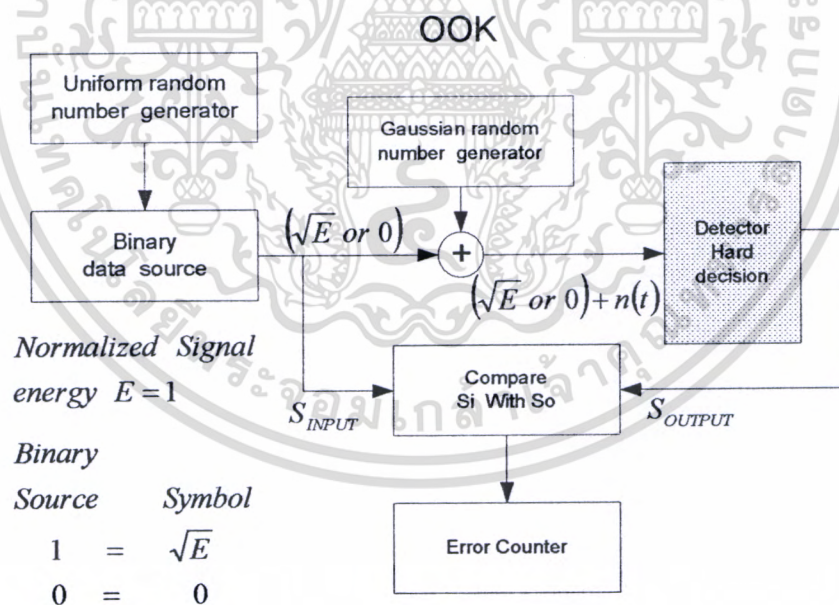
และ $R = \frac{\eta q}{hf}$ คือค่าความไวในการตอบสนองของตัวรับ (A/W) (4.21)

ซึ่งถ้าเราให้ภาครับเป็นแบบอุดมคติคือมีค่าความไวในการตอบสนองเท่ากับหนึ่ง มีกระแสมืด (Dark current) มีค่าเป็นศูนย์ นอกจากนั้นกำหนดให้การแพร่กระจายคลื่น เป็นแบบ Lambertian model ทั้งตัวส่งและตัวรับคลื่นอินฟราเรด ดังในสมการที่ 4.6 ซึ่งก็คือ $\int_{\Omega} f d\Omega = 1$ ซึ่งค่าของฟังก์ชัน f จะเป็นดังสมการที่ 4.20 ฉะนั้นค่าของกำลังงานคลื่นอินฟราเรดโดยใช้ Monte Carlo ray tracing อัลกอริทึมที่พิจารณาแต่ละลำดับ N rays โดยพิจารณาในแต่ละเทอมของฟังก์ชัน g จะได้สมการเป็น

$$P_{total} = \sum_{i=1}^N \frac{A_r \cos \theta_i \cos \phi_i \rho P_E}{\pi d_i^2} \frac{1}{N} = \sum_{i=1}^N P_i \quad (4.22)$$

4.2 การมอดูเลตแบบ OOK โดยใช้เทคนิค Monte Carlo Simulation

สำหรับการจำลองระบบสื่อสาร ไร้สายอินฟราเรดที่มีการมอดูเลตแบบ OOK (On Off Keying) โดยใช้เทคนิคการจำลองระบบแบบ Monte Carlo simulation จะมีลักษณะโครงสร้างดังรูปที่ 4.5

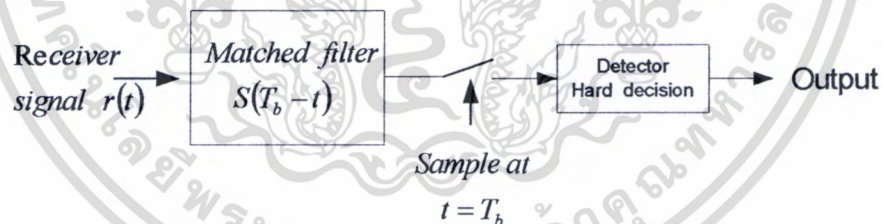


รูปที่ 4.5 การจำลองระบบแบบ Line of sight ที่มีการมอดูเลตแบบ OOK โดยใช้เทคนิค Monte Carlo simulation

จากรูป 4.5 ถ้าสมมุติฐานให้ภาครับแบบพินโพโตไดโอดเป็นแบบอุมคติเพราะเราต้องการศึกษาถึงสมรรถนะของการมอดูเลทแบบ OOK ที่ผ่านช่องสัญญาณแบบ AWGN (Additive White Gaussian Noise Channel) เท่านั้น ฉะนั้นเราจะยังไม่นำค่าการลทอนที่เกิดในช่องสัญญาณอินฟราเรดและค่าการผิดเพี้ยนของสัญญาณ อันเนื่องมาจากสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นภายในภาครับเอง และสัญญาณรบกวนที่มาจากสภาวะแวดล้อม ซึ่งจากรูปถ้าสัญญาณไบนารี (Binary data source) ที่ถูกสร้างขึ้นแบบสุ่ม (Uniform random number generator) มีสถานะเป็น 1 ซึ่งหมายถึงตัวส่งออน (On) ทำการส่งพัลส์ $S(t)$ ผ่านช่องสัญญาณไปยังตัวรับ แต่ถ้าสัญญาณไบนารีมีสถานะเป็น 0 ก็จะหมายถึงตัวส่งออฟ (Off) หยุดทำการส่งพัลส์ $S(t)$ ไปยังตัวรับ ฉะนั้นสัญญาณที่ภาครับขณะที่เป็นพัลส์ 0 ก็จะมีเฉพาะสัญญาณรบกวน $n(t)$ เท่านั้น และกำหนดให้คาบเวลาของพัลส์ 0 และ 1 มีค่าเท่ากันคือ T_b ซึ่งสมการของสัญญาณที่รับได้จะเป็นคังสมการ [35] [45-50]

$$r(t) = \begin{cases} S(t) + n(t) & \text{if Binary data is 1 or On} \\ n(t) & \text{if Binary data is 0 or OFF} \end{cases} \quad (4.23)$$

โดยที่ $n(t)$ คือสัญญาณรบกวนแบบขาวววก (Additive White Gaussian Noise) และจากสมการที่ 4.23 ถ้าเรากำหนดให้ภาครับเป็นแบบแมตซ์ฟิลเตอร์ที่มีอัตราการสุ่ม (sample) $t = T_b$ และให้ E แทนค่ากำลังงานของสัญญาณ $S(t)$ ที่มีสถานะเป็น 1 หรือออน และทำการนอมอลไลซ์ (Normalized) ให้เป็น 1 ซึ่งภาครับที่เป็นแบบแมตซ์ฟิลเตอร์จะแสดงได้คังรูปที่ 4.6 [46-47]



รูปที่ 4.6 ภาครับสัญญาณ OOK แบบแมตซ์ฟิลเตอร์

จากรูปที่ 4.6 วงจรกรองจะแมตซ์กับสัญญาณที่ส่ง $S(t)$ เมื่อเวลา $0 \leq t \leq T_b$ และมีผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองแมตซ์ฟิลเตอร์คังสมการ

$$h(t) = S(T_b - t) \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (4.24)$$

ถ้าเราให้ r คือสัญญาณที่ออกจากวงจรกรองเมตซ์ฟิลเตอร์ ซึ่งจะมีความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตที่เข้ามา $S(t)$ กับผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองที่อยู่ในรูปของการคอนโวลูชัน

ดังสมการ

$$r = \int_0^t S(\tau)h(t-\tau)dt \quad (4.25)$$

แทนค่าสมการ 4.20 ลงในสมการ 4.21 ก็จะได้

$$r = \int_0^t S(\tau)S(T_b-t+\tau)dt \quad (4.26)$$

เมื่อเราทำการสุ่ม (Sample) สัญญาณ r ที่อัตรา $t = T_b$ ฉะนั้นสัญญาณเอาต์พุต r ที่รับได้ จะมีค่าดังสมการ

$$r(T_b) = \int_0^{T_b} S^2(t)dt = E \quad (4.27)$$

โดยที่ E คือค่ากำลังงานของสัญญาณอินพุตที่เข้ามา $S(t)$ (Energy of the signal $S(t)$) และถ้าเราให้ α เป็นจุดอ้างอิงของการตัดสินใจ (Threshold) คือถ้าค่า $r > \alpha$ ภาคตัดสินใจจะให้เป็นพัลส์ 1 หรือ E แต่ถ้าค่า $r \leq \alpha$ ภาคตัดสินใจจะให้เป็นพัลส์ 0 หรือมีเฉพาะค่าสัญญาณรบกวน n ฉะนั้นสัญญาณที่เอาต์พุตของภาครับแบบเมตซ์ฟิลเตอร์จะเป็นดังสมการ

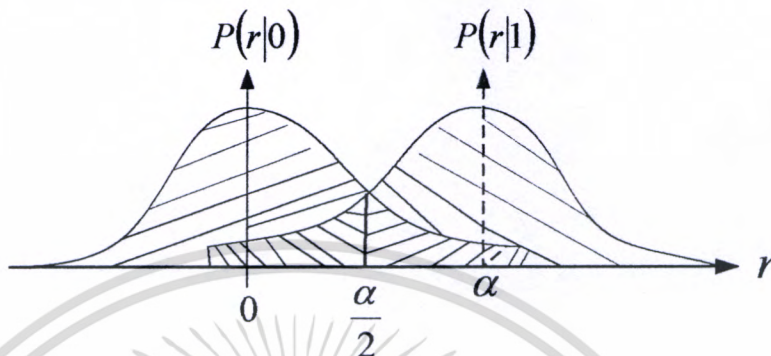
$$r = \begin{cases} n & \text{if 0 is transmitted} \\ E+n & \text{if 1 is transmitted} \end{cases} \quad (4.28)$$

โดยที่ n คือตัวแปรแรนคอมแบบเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ และมีค่าความแปรปรวนเป็น $\sigma^2 = EN_0/2$ ซึ่ง $N_0/2$ คือ power spectrum density (watts/Hertz) ดังนั้นค่า PDF (Probability Density Function) ของตัวแปรแรนคอม r จะเป็นดังสมการ

$$p(r|0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-r^2/2\sigma^2}, \quad \text{if 0 is transmitted} \quad (4.29)$$

และ
$$p(r|1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-(r-E)^2/2\sigma^2}, \quad \text{if 1 is transmitted} \quad (4.30)$$

ซึ่งจะมีค่า PDF (Probability Density Function) ของตัวแปรแรนดอม r แสดงดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 ค่า PDF (Probability Density Function) ของตัวแปรแรนดอม r

จากรูปที่ 4.7 เราสามารถหาค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาด ในการตีเทคสัญญาณที่มอดูเลทแบบ OOK สามารถแสดงได้ดังสมการ 4.31 และ 4.32

$$P_{e0}(\alpha) = P(r > \alpha) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{\alpha}^{\infty} e^{-r^2/2\sigma^2} dr \quad (4.31)$$

$$P_{e1}(\alpha) = P(r < \alpha) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{-\infty}^{\alpha} e^{-(r-E)^2/2\sigma^2} dr \quad (4.32)$$

โดยที่ สมการที่ 4.31 เป็นค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดของการตีเทคสัญญาณ ขณะส่งพัลส์ 0 และส่วนสมการที่ 4.32 เป็นค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดของการตีเทคสัญญาณขณะส่งพัลส์ 1 และถ้าเราให้ความน่าจะเป็นที่พัลส์ 0 จะถูกส่ง เท่ากับความน่าจะเป็นที่พัลส์ 1 จะถูกส่ง ก็จะทำให้ความน่าจะเป็นความผิดพลาดของการตีเทคสัญญาณจะมีสมการเป็น

$$P_e(\alpha) = \frac{1}{2}P_{e0}(\alpha) + \frac{1}{2}P_{e1}(\alpha) \quad (4.33)$$

จากความสัมพันธ์ของสมการ 3.31 ถึง 3.37 ทำให้เราทราบว่าจุดตัดสินใจที่เหมาะสมที่สุด(Optimum Threshold) จะอยู่ที่จุด

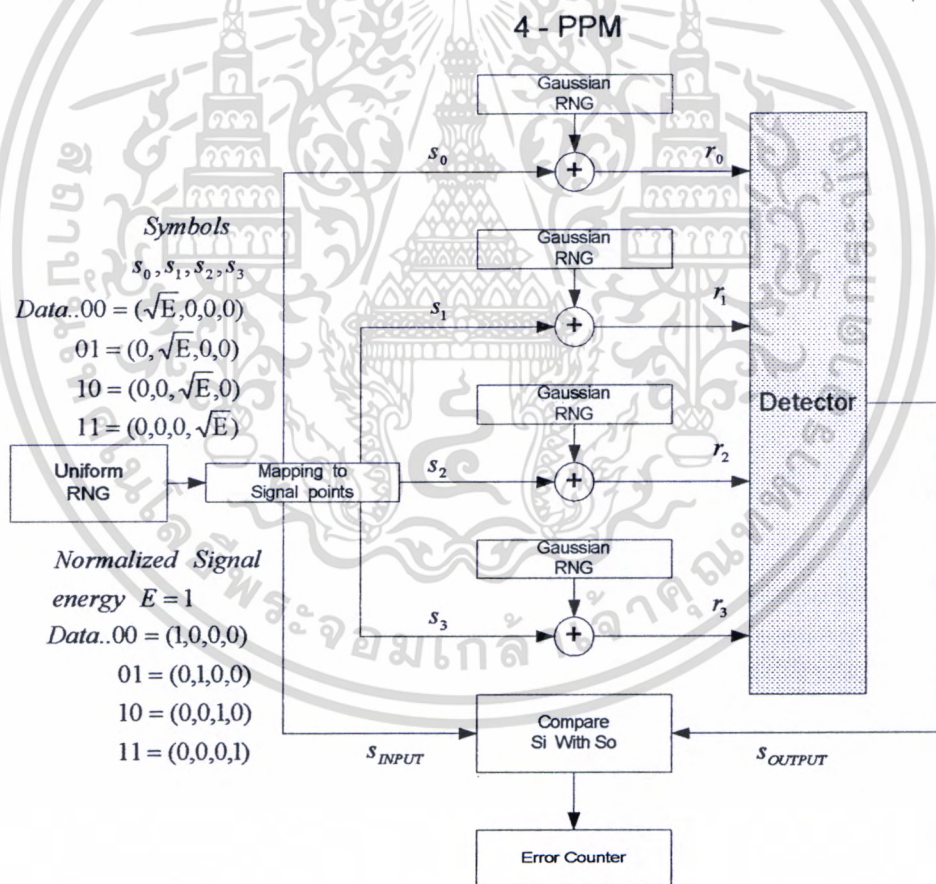
$$\alpha_{Optimum} = \frac{E}{2} \tag{4.34}$$

เมื่อเราแทนค่า $\alpha_{Optimum}$ ลงในสมการที่ 4.31 4.32 และ 4.33 แล้วจัดให้สมการอยู่ในรูปแบบของ Q-function ท้ายสุดก็จะได้ค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดของการตีเทคสัญญาณ ในระบบที่มีการมอดูเลตแบบ OOK ในช่องสัญญาณแบบ Line of sight โดยใช้เทคนิค Monte Carlo simulation ดังสมการ

$$P_e(\alpha_{Optimum}) = Q\left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}}\right) \tag{4.35}$$

4.3 การมอดูเลตแบบ L-PPM โดยใช้เทคนิค Monte Carlo Simulation

สำหรับการจำลองระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดที่มีการมอดูเลตตำแหน่งพัลส์แบบ L-PPM (L- Pulse Position Modulation) โดยใช้เทคนิคการจำลองระบบแบบ Monte Carlo simulation จะมีลักษณะโครงสร้างดังรูปที่ 4.8 [46]



รูปที่ 4.8 ระบบแบบ LOS ที่มีการมอดูเลตแบบ L-PPM โดยใช้เทคนิค Monte Carlo simulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.8 เป็นการมอดูเลตแบบ 4-PPM จากทฤษฎีในบทที่ 3 ถ้าเราให้ K แทนจำนวนบิตของข้อมูลข่าวสาร ค่าของ K ที่สัมพันธ์กับลำดับของการมอดูเลต L หรือจำนวนสล็อตต่อหนึ่งเฟรมดังสมการ $\log_2 L = K$ ฉะนั้น 4-PPM จะมีจำนวนบิตของข้อมูลข่าวสารต่อหนึ่งเฟรมเท่ากับ $\log_2 4 = 2$ บิต และเช่นเดียวกันถ้าเราต้องการให้หนึ่งเฟรมสามารถแทนบิตของข้อมูลข่าวสารได้ 3 บิตก็จะมีจำนวนสล็อตเป็น $L = 2^K = 2^3 = 8$ สล็อต ถ้าเราให้ $S_i(t)$ แทนสัญญาณลำดับสล็อตที่อยู่ภายในเฟรมตามลำดับสล็อตที่ $i = 0, 1, 2, \dots, L-1$ และในแต่ละเฟรมจะมีเพียงสล็อตเดียวที่เป็นพัลส์ของสัญญาณที่ส่งส่วนสล็อตที่เหลือจะเป็นศูนย์หมด ซึ่งสัญญาณพัลส์ที่ส่งในแต่ละเฟรมจะมีค่ากำลังงานที่เท่ากัน และมีรูปแบบของสัญญาณเป็น Orthogonal signaling ซึ่งสมการของสัญญาณที่มอดูเลตแบบ L-PPM จะเป็นดังสมการ

$$\int_0^T S_i(t) S_k(t) dt = E \delta_{i-k} \quad \text{ซึ่ง } i, k = 0, 1, 2, \dots, L-1 \quad (4.36)$$

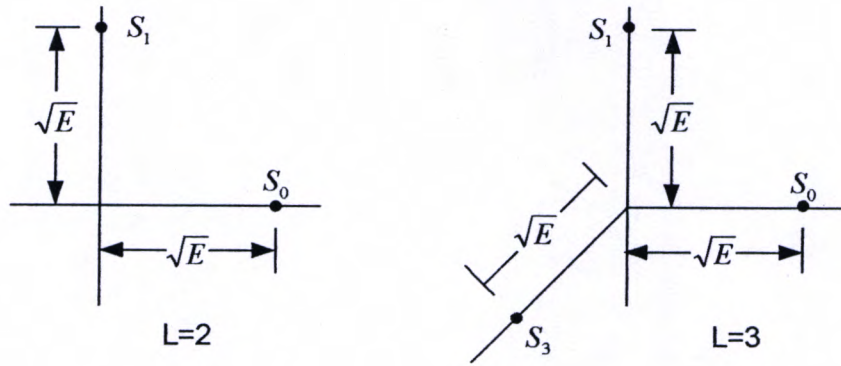
โดยที่ $\delta_{i-k} = \begin{cases} 1, & i = k \\ 0, & i \neq k \end{cases}$ Kronecker delta function (4.37)

และถ้าเราแทนสัญญาณ L-PPM ($S_i(t)$) ที่อยู่ในรูปของเวกเตอร์จะมีรูปแบบเป็น

$$\begin{aligned} S_0 &= (\sqrt{E}, 0, 0, 0, \dots, 0) \\ S_1 &= (0, \sqrt{E}, 0, 0, \dots, 0) \\ S_2 &= (0, 0, \sqrt{E}, 0, \dots, 0) \\ &\vdots \\ S_L &= (0, 0, 0, \dots, 0, \sqrt{E}) \end{aligned} \quad (4.38)$$

โดยที่ $E = \int_0^T S_i^2(t) dt$, $i = 0, 1, 2, \dots, L-1$ คือค่ากำลังงานของสัญญาณ ซึ่งกลุ่มเวกเตอร์ของสัญญาณ $S_i(t)$ ที่เป็นแบบ orthogonal signaling แสดงได้ดังรูปที่ 4.9 เมื่อเราส่งสัญญาณ $S_i(t)$ ผ่านช่องสัญญาณที่มีนอยส์ เป็นแบบเกาท์เซียนสัญญาณที่รับได้จะมีสมการเป็น

$$r(t) = S_i(t) + n(t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = 0, 1, 2, \dots, L-1 \quad (4.39)$$



รูปที่ 4.9 รูปแบบเวกเตอร์ของสัญญาณ L-PPM หรือ Orthogonal signaling

โดยที่ $n(t)$ คือค่าสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน (Gaussian noise process) ที่มีค่าสเปกตรัมของกำลังงานเป็น $N_0/2$ (Watts/Hertz) จากรูปที่ 4.8 เราจะสมมุติฐานให้ภาครับแบบพินไฟโต้ไดโอดเป็นแบบอุดมคติ เพราะเราต้องการศึกษาถึงสมรรถนะของการมอดูเลทแบบ L-PPM ที่ผ่านช่องสัญญาณแบบเกาส์เซียนเท่านั้น ฉะนั้นเราจะยังไม่นำค่าการลอคทอนที่เกิดในช่องสัญญาณ และค่าความผิดพลาดของสัญญาณอันเนื่องมาจากสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นภายในภาครับเอง และที่มาจากสภาวะแวดล้อม สำหรับภาครับสัญญาณ L-PPM ที่เหมาะสม ในการตีเทคสัญญาณที่เราพิจารณาก็มีอยู่ 2 แบบ คือ 1. แบบขนาน L แมคซ์ฟิลเตอร์ และ 2. แบบขนาน L คอร์เรเตอร์ ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.10 และ 4.11 ตามลำดับ สำหรับการตีเทคสัญญาณ L-PPM ไม่ว่าจะใช้ภาครับแบบแมคซ์ฟิลเตอร์ หรือ คอร์เรเตอร์ สุดท้ายก็จะได้สัญญาณเอาต์พุตที่เหมือนกัน ซึ่งการตีเทคสัญญาณแบบแมคซ์ฟิลเตอร์ ได้กล่าวไว้แล้วในสมการที่ 4.24 ถึง 4.27 ฉะนั้นในที่นี้จะกล่าวเฉพาะภาครับสัญญาณ L-PPM แบบคอร์เรเตอร์ ซึ่งจะมีลักษณะโครงสร้างดังรูปที่ 4.11 จากรูปจะเห็นว่าสัญญาณที่รับได้ $r(t)$ จะถูกนำมาครอสคอร์เรชัน (Cross correlated) กับสัญญาณ $S_i(t)$ โดยถูกสุ่ม (Sampled) ที่เวลา $t = T$ ดังสมการ

$$r_i = \int_0^T r(t)S_i(t)dt, \quad i = 0, 1, 2, \dots, L-1 \tag{4.40}$$

และเมื่ออยู่ในรูปของเวกเตอร์ $r = [r_0, r_1, r_2, \dots, r_{L-1}]$ ยกตัวอย่างเช่น เราสมมุติฐานให้สัญญาณที่ส่งมาเป็น $S_0(t)$ ฉะนั้นสมการของสัญญาณ r_i ที่ผ่านการครอสคอร์เรชัน (Cross-correlated) กับสัญญาณ $S_0(t)$ จะมีสมการเป็น

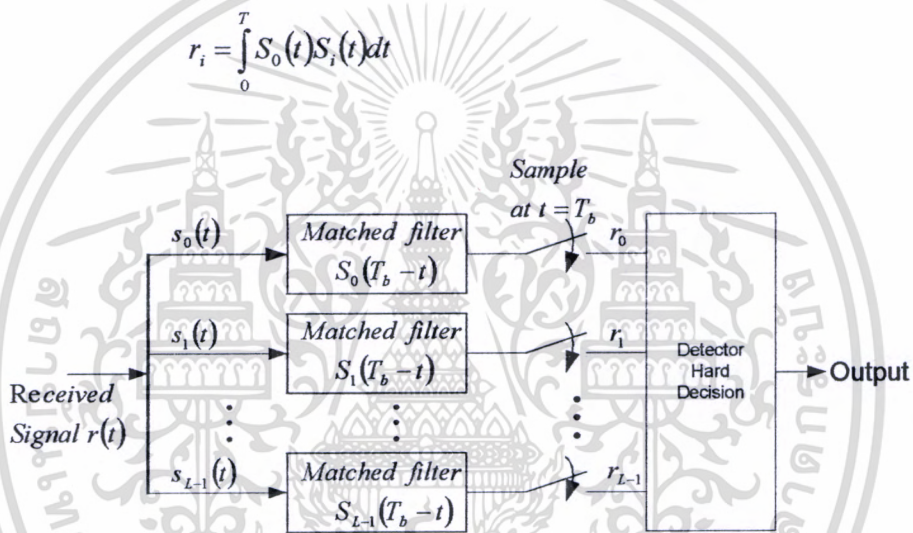
$$r_0 = \int_0^T S_0^2(t)dt + \int_0^T n(t)S_0(t)dt = E + n_0 \tag{4.41}$$

และ
$$r_{1 \rightarrow (L-1)} = r_i = \int_0^T S_0(t)S_i(t)dt + \int_0^T n(t)S_i(t)dt \quad i = 1, 2, 3, \dots, L-1 \quad (4.42)$$

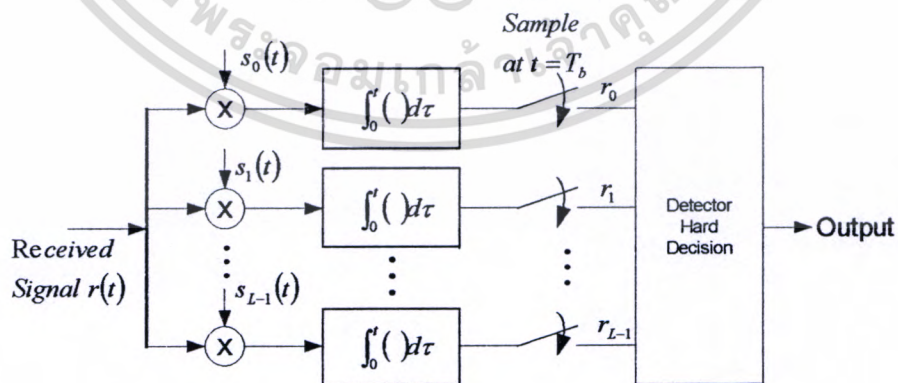
$$r_{1 \rightarrow (L-1)} = r_i = 0 + n_i \quad i = 1, 2, 3, \dots, L-1 \quad (4.43)$$

เพราะว่าพจน์
$$r_1 = \int_0^T S_0(t)S_1(t)dt$$

$$r_2 = \int_0^T S_0(t)S_2(t)dt = 0 \quad i = 1, 2, 3, \dots, L-1 \quad (4.44)$$



รูปที่ 4.10 ภาครับสัญญาณ L-PPM แบบเมทซ์ฟิลเตอร์



รูปที่ 4.11 ภาครับสัญญาณ L-PPM แบบคอร์เรเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งสมการที่ 4.44 จะมีค่าเป็น 0 ก็เพราะว่าทั้ง 2 สัญญาณไม่สัมพันธ์กัน (uncorrelated) ตามคุณสมบัติของ Orthogonal signaling ส่วนพจน์ $\int_0^T n(t)S_i(t)dt$ จะเท่ากับ n_i เพราะเป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาท์เซียนที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ ฉะนั้นสัญญาณที่ตีเทคได้จะอยู่ที่กิ่ง (Path) r_0 อย่างเดียว ซึ่งจะเท่ากับ $E+n_0$ ส่วนกิ่ง r_1 ถึง r_{L-1} จะมีเฉพาะสัญญาณรบกวน n_i อย่างเดียว สำหรับกรณีที่สัญญาณที่ภาคส่งเป็น $S_0(t)$ และค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน n_i จะมีค่าเป็นดังสมการ

$$\begin{aligned}\sigma^2 &= E(n_i^2) \\ &= \int_0^T \int_0^T S_i(t)S_i(\tau)E[n(t)n(\tau)]dt d\tau \\ &= \frac{N_0}{2} \int_0^T \int_0^T S_i(t)S_i(\tau)\delta(t-\tau)dt d\tau \\ &= \frac{N_0}{2} \int_0^T S_i^2(t)dt \\ &= \frac{N_0 E}{2}\end{aligned}\quad (4.45)$$

ซึ่งค่าของ $\frac{N_0}{2}$ ก็คือ two-side power spectral density หรือมีความหมายอีกนัยหนึ่งก็คือเป็นสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากความร้อน (Thermal noise) ที่เกิดขึ้นภายในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ของภาครับพื้นโฟโตนิกส์ ซึ่งจะมีค่าสูงสุดเท่ากับ $\frac{kT}{2}$ โดย k คือค่าคงที่ของแฟรงซ์ (Planck's constant : $6.6 \times 10^{-34} J/s$) และ T คืออุณหภูมิ (Kelvin) ส่วนค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนกรณีอื่นๆ จะเท่ากับ 0 เพราะค่าเฉลี่ย $E(n_i n_j) = 0$, โดยที่ $i \neq j$ ฉะนั้นค่าความหนาแน่นของความน่าจะเป็นหรือ PDF (Probability density function) ของการตีเทคสัญญาณ $S_0(t)$ ผ่านช่องสัญญาณแบบเกาท์เซียนจะมีสมการเป็น

$$p(r_0 | S_0(t) \text{ was transmitted}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-(r_0 - E)^2 / 2\sigma^2} \quad (4.46)$$

$$p(r_i | S_0(t) \text{ was transmitted}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-r_i^2 / 2\sigma^2} \quad i = 1, 2, 3, \dots, L-1 \quad (4.47)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การตัดสินใจสัญญาณแต่ละกิ่ง (Path) ของภาครับ เราจะเลือกเอามาเฉพาะสาขาหรือกิ่งที่มีค่ามากที่สุด (Largest correlator output) ของสัญญาณ r_i โดยที่ $i=0,1,2,\dots,L-1$ สำหรับกรณีที่สัญญาณ $S_0(t)$ ถูกส่งมา ฉะนั้นค่าความน่าจะเป็นที่ภาครับจะตัดสินใจได้ถูกต้องว่าสัญญาณที่ส่งมาเป็น เป็นของ r_0 จึงเป็นไปได้มากกว่า $r_1, r_2, r_3, \dots, r_i$ โดยที่ $i=1, 2, 3, \dots, L-1$ ซึ่งก็คือ

$$\text{Probability of decision } r_0 > \text{Probability of decision } r_i \quad \text{for } i=1, 2, 3, \dots, L-1 \quad (4.48)$$

ถ้าเรากำหนดให้ $P_{correct}$ แทนค่าความน่าจะเป็นในการตัดสินใจสัญญาณ $S_0(t)$ ได้ถูกต้อง เราสามารถแสดงสมการของ $P_{correct}$ ได้เป็น

$$P_{correct} = P(r_0 > r_1, r_0 > r_2, r_0 > r_3, \dots, r_0 > r_{L-1}) \quad (4.49)$$

และถ้าเรากำหนดให้ $P_{Symbol\ error}$ แทนค่าความน่าจะเป็นในการตัดสินใจสัญญาณ $S_0(t)$ ผิดพลาด ก็จะได้สมการค่าความน่าจะเป็นในการตัดสินใจสัญญาณ $S_0(t)$ เป็น

$$P_{Symbol\ error} = 1 - P_{correct}$$

$$P_{Symbol\ error} = 1 - P(r_0 > r_1, r_0 > r_2, r_0 > r_3, \dots, r_0 > r_{L-1}) \quad (4.50)$$

จากสมการที่ 4.49 สำหรับสัญญาณแบบ Orthogonal signaling จะมีรูปแบบของการอินทิเกรต (Integral form) ค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดดังสมการ [45-46]

$$P_{Symbol\ error} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \{1 - [1 - \Phi(y)]^{L-1}\} e^{-(y - \sqrt{2E/N_0})^2/2} dy \quad (4.51)$$

โดยที่ $\Phi(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^y e^{-(t^2/2)} dt$

ซึ่งค่าของ $\Phi(y)$ เป็น Normalized cumulative gaussian distribution function จากสมการที่ 4.51 ถ้า L เท่ากับ 2 ก็จะมีค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดของการมอดูเลตแบบตำแหน่งพัลส์แบบ 2-PPM โดยใช้เทคนิคการจำลองระบบแบบ Monte Carlo simulation ในช่องสัญญาณแบบ Line of sight เป็นดังสมการ

$$P_{\text{Symbol error 2-PPM}} = Q(\sqrt{2E_b / N_0}) \quad (4.52)$$

โดยที่ $Q(y) = 1 - \Phi(y)$ เป็นค่า Complementary gaussian cumulative distribution function สำหรับค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดในสมการที่ 4.51 ถ้าเราพิจารณาในลักษณะความผิดพลาดเฉลี่ยบิตข้อมูล สำหรับการมอดูเลทแบบ L-PPM โดยใช้ Monte Carlo simulation จะประมาณได้ดังสมการ

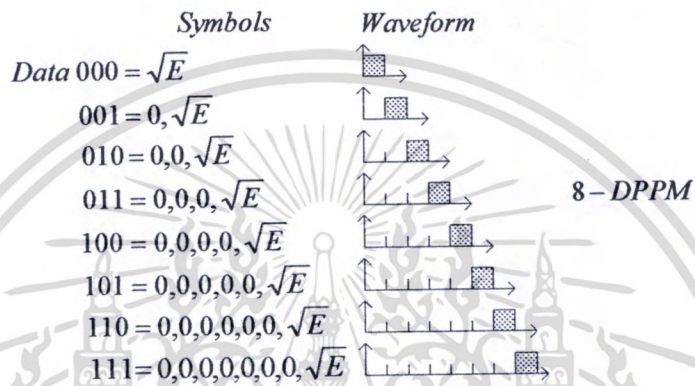
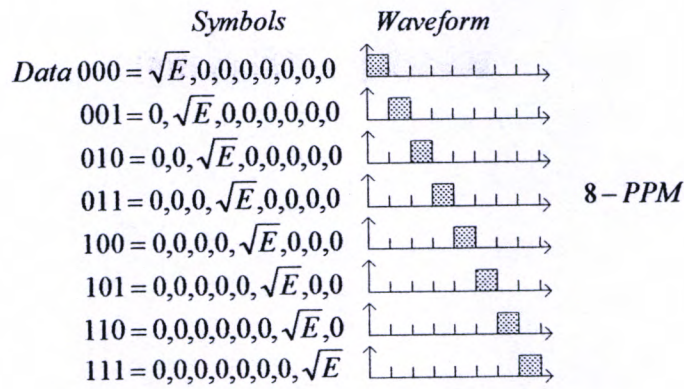
$$P_{\text{bit error}} \cong \frac{2^{k-1}}{L-1} P_{\text{Symbol error}} \quad (4.53)$$

โดยที่ k คือจำนวนบิตต่อสัญลักษณ์หรือต่อเฟรมในการส่ง

จากรูปที่ 4.8 เป็นการจำลองที่มีค่า $L=4$ หรือ 4-PPM ซึ่งก็คือในหนึ่งเฟรมของการส่งจะแทนข้อมูลได้ 2 บิต และในแต่ละเฟรมจะมีจำนวนสล็อตที่เท่ากันคือ 4 สล็อต เขตความสัมพันธ์ของสัญญาณที่ส่ง S_i ที่เป็นไปได้ทั้งหมดคือ $S_i = [S_0, S_1, S_2, S_3]$ โดยที่ $i=0,1,2,3$ และเช่นเดียวกัน สัญญาณที่ภาครับ r_i ที่เป็นไปได้ทั้งหมดคือ $r_i = [r_0, r_1, r_2, r_3]$ ซึ่งจากรูปจะเห็นว่า 4-PPM ก็จะมีสาขาหรือกิ่งแบบขนาน 4 กิ่ง (4 branch) แต่ถ้าเป็น 8-PPM ก็จะมี 8 สาขา (8 branch) ซึ่งก็คือจำนวนสาขาของการจำลองระบบโดยใช้เทคนิค Monte Carlo simulation ของการมอดูเลทแบบ L-PPM จะมีค่าเท่ากับจำนวนสล็อตหรือค่า L นั่นเอง

4.4 การมอดูเลทแบบ L-DPPM โดยใช้เทคนิค Monte Carlo Simulation

สำหรับการจำลองระบบที่มีการมอดูเลทตำแหน่งพัลส์แบบ L-DPPM (L-Differential Pulse Position Modulation) โดยใช้เทคนิค Monte Carlo simulation จะมีรูปแบบคล้ายกับการมอดูเลทแบบ L-PPM เพียงแต่จำนวนสล็อตหรือค่าคาบเวลาของการมอดูเลทแบบ L-PPM กับ L-DPPM ในแต่ละเฟรมจะมีค่าไม่เท่ากัน ซึ่งจะเห็นได้จากรูปที่ 4.12 และถ้าเราสมมติฐานให้ภาครับแบบพินโฟโต้ไดโอด เป็นแบบอุดมคติ เพราะเราต้องการศึกษาถึงสมรรถนะของการมอดูเลทแบบ L-DPPM ที่ผ่านช่องสัญญาณแบบ AWGN เท่านั้น สำหรับการจำลองระบบแบบ Line of sight ที่มีการมอดูเลทแบบ L-DPPM โดยใช้เทคนิค Monte Carlo simulation จะมีโครงสร้างดังรูปที่ 4.13 ซึ่งจากรูปจะเห็นว่า การมอดูเลทแบบ 4-DPPM จะประกอบไปด้วย 4 สาขา (4 branch) และเช่นเดียวกันถ้าเป็น 8-DPPM ก็จะประกอบไปด้วย 8 สาขา (8 branch) ซึ่งจะคล้ายๆ กับ 4-PPM และ 8-PPM เพียงแต่จำนวนสล็อตต่อเฟรมไม่เท่ากันเท่านั้นเอง ซึ่งถ้าเราทำการนอมอลไลซ์ค่ากำลังงานของสัญญาณ (Signal energy) ให้เท่ากับหนึ่ง ก็จะเห็นถึงความแตกต่างระหว่างการมอดูเลทแบบ 8-PPM และ 8-DPPM ดังตารางที่ 4.1

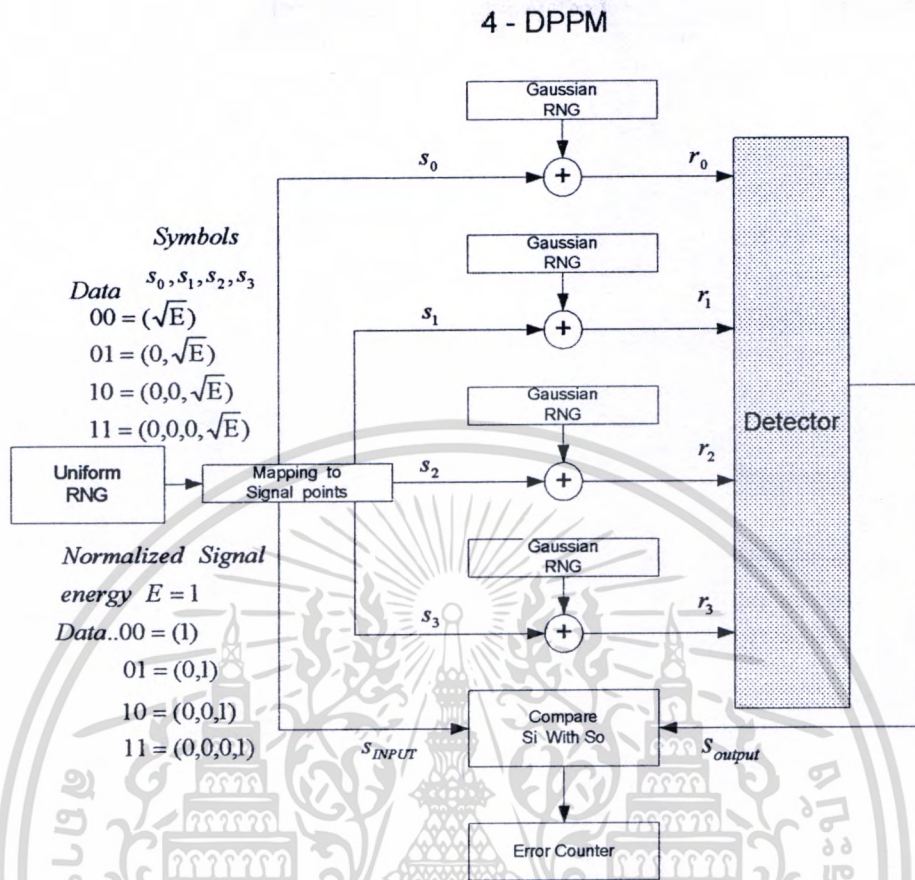


รูปที่ 4.12 รูปสัญญาณของการมอดูเลตแบบ 8-PPM กับ 8-DPPM

ตารางที่ 4.1 ความแตกต่างของตำแหน่งพัลส์ระหว่างการมอดูเลตแบบ 8-PPM กับ 8-DPPM

8-PPM	8-DPPM
$[1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0] = S_0$	$[1] = S_0$
$[0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0] = S_1$	$[0\ 1] = S_1$
$[0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0] = S_2$	$[0\ 0\ 1] = S_2$
$[0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0] = S_3$	$[0\ 0\ 0\ 1] = S_3$
$[0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0] = S_4$	$[0\ 0\ 0\ 0\ 1] = S_4$
$[0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0] = S_5$	$[0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1] = S_5$
$[0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0] = S_6$	$[0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1] = S_6$
$[0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1] = S_7$	$[0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1] = S_7$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 ระบบแบบ LOS ที่มีการมอดูเลตแบบ L-DPPM โดยใช้เทคนิค Monte Carlo simulation

4.5 การมอดูเลตแบบ [N K] MPPM โดยใช้เทคนิค Monte Carlo Simulation

การมอดูเลตแบบ [N K] MPPM เป็นวิธีการมอดูเลตที่มีจำนวนพัลส์ของสัญญาณที่ส่งต่อหนึ่งเฟรมมากกว่าหนึ่งพัลส์ ฉะนั้นการมอดูเลตแบบ [N K] MPPM จึงมีค่าเฉลี่ยกำลังงานคลื่นที่สูงกว่าเมื่อเทียบกับการมอดูเลตแบบ L-PPM และ L-DPPM ที่ความเร็วในการส่งข้อมูลเท่ากัน แต่มีค่าความกว้างของเฟรมหรือจำนวนสล็อตต่อหนึ่งเฟรม ระหว่างการมอดูเลตแบบ L-PPM และแบบ [N K] MPPM จะมีค่าเท่ากัน อาทิเช่น 8-PPM กับ [8 2] MPPM หรือ [8 3] MPPM ดังจะเห็นได้จากรูปที่ 4.14 ส่วนการจำลองระบบโดยใช้เทคนิค Monte Carlo simulation ในระบบที่เป็นแบบ Line of sight ของการมอดูเลตแบบ [N K] MPPM ก็จะคล้ายกับแบบ L-PPM เพียงแต่หนึ่งเฟรมจะมีจำนวนสล็อตที่เป็นหนึ่งมากกว่าหนึ่งสล็อตเท่านั้นเอง ดังแสดงในรูปที่ 4.15 ซึ่งเป็นการมอดูเลตแบบ [4 2] MPPM

8-PPM

Symbols	Waveform
Data 000 = $\sqrt{E}, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0$	
001 = $0, \sqrt{E}, 0, 0, 0, 0, 0, 0$	
010 = $0, 0, \sqrt{E}, 0, 0, 0, 0, 0$	
011 = $0, 0, 0, \sqrt{E}, 0, 0, 0, 0$	
100 = $0, 0, 0, 0, \sqrt{E}, 0, 0, 0$	
101 = $0, 0, 0, 0, 0, \sqrt{E}, 0, 0$	
110 = $0, 0, 0, 0, 0, 0, \sqrt{E}, 0$	
111 = $0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, \sqrt{E}$	

$\begin{bmatrix} 8 \\ 2 \end{bmatrix}$ -MPPM

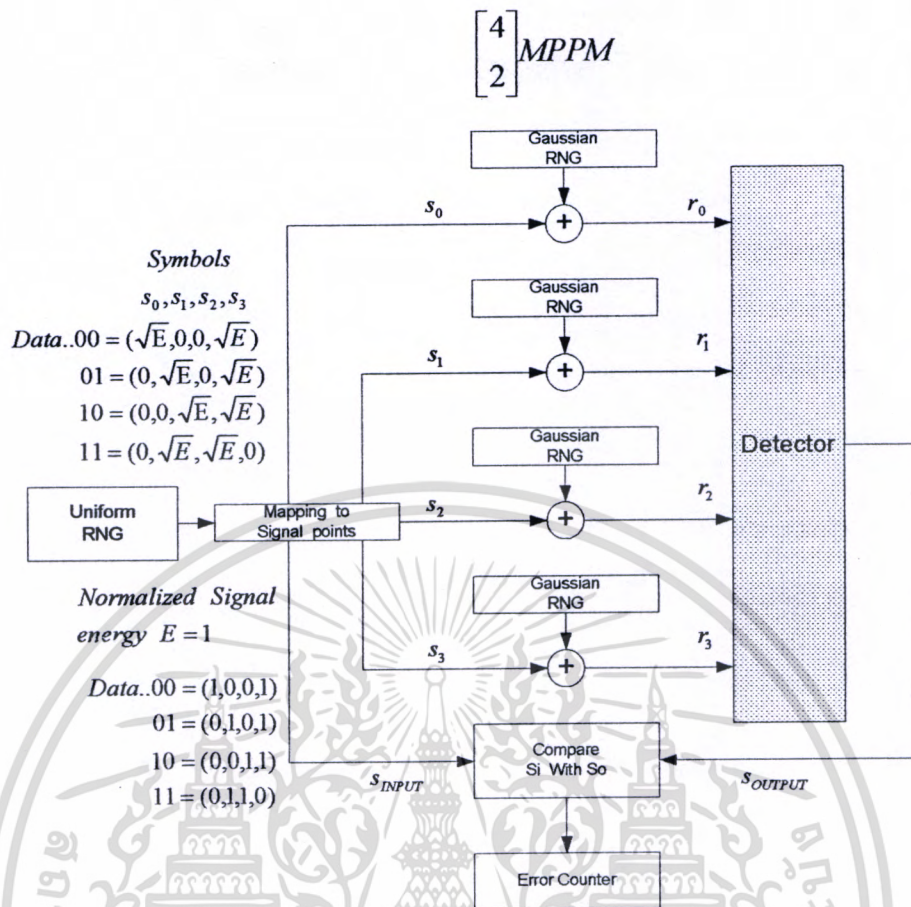
Symbols	Waveform	Position of pulses
Data 000 = $\sqrt{E}, 0, 0, 0, 0, 0, 0, \sqrt{E}$		(1,8)
001 = $0, \sqrt{E}, 0, 0, 0, 0, 0, \sqrt{E}$		(2,8)
010 = $0, 0, \sqrt{E}, 0, 0, 0, 0, \sqrt{E}$		(3,8)
011 = $0, 0, 0, \sqrt{E}, 0, 0, 0, \sqrt{E}$		(4,8)
100 = $0, 0, 0, 0, \sqrt{E}, 0, 0, \sqrt{E}$		(5,8)
101 = $0, 0, 0, 0, 0, \sqrt{E}, 0, \sqrt{E}$		(6,8)
110 = $0, 0, 0, 0, 0, 0, \sqrt{E}, \sqrt{E}$		(7,8)
111 = $0, \sqrt{E}, 0, 0, 0, \sqrt{E}, 0, 0$		(2,6)

$\begin{bmatrix} 8 \\ 3 \end{bmatrix}$ -MPPM

Symbols	Waveform	Position of pulses
Data 000 = $\sqrt{E}, \sqrt{E}, 0, 0, 0, 0, 0, \sqrt{E}$		(1,2,8)
001 = $\sqrt{E}, 0, \sqrt{E}, 0, 0, 0, 0, \sqrt{E}$		(1,3,8)
010 = $\sqrt{E}, 0, 0, \sqrt{E}, 0, 0, 0, \sqrt{E}$		(1,4,8)
011 = $\sqrt{E}, 0, 0, 0, \sqrt{E}, 0, 0, \sqrt{E}$		(1,5,8)
100 = $\sqrt{E}, 0, 0, 0, 0, \sqrt{E}, 0, \sqrt{E}$		(1,6,8)
101 = $\sqrt{E}, 0, 0, 0, 0, 0, \sqrt{E}, \sqrt{E}$		(1,7,8)
110 = $0, \sqrt{E}, 0, \sqrt{E}, 0, 0, 0, \sqrt{E}$		(2,4,8)
111 = $0, \sqrt{E}, 0, 0, 0, \sqrt{E}, 0, \sqrt{E}$		(2,6,8)

รูปที่ 4.14 ความแตกต่างของรูปสัญญาณระหว่าง 8-PPM [8 2]MPPM และ [8 3]MPPM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



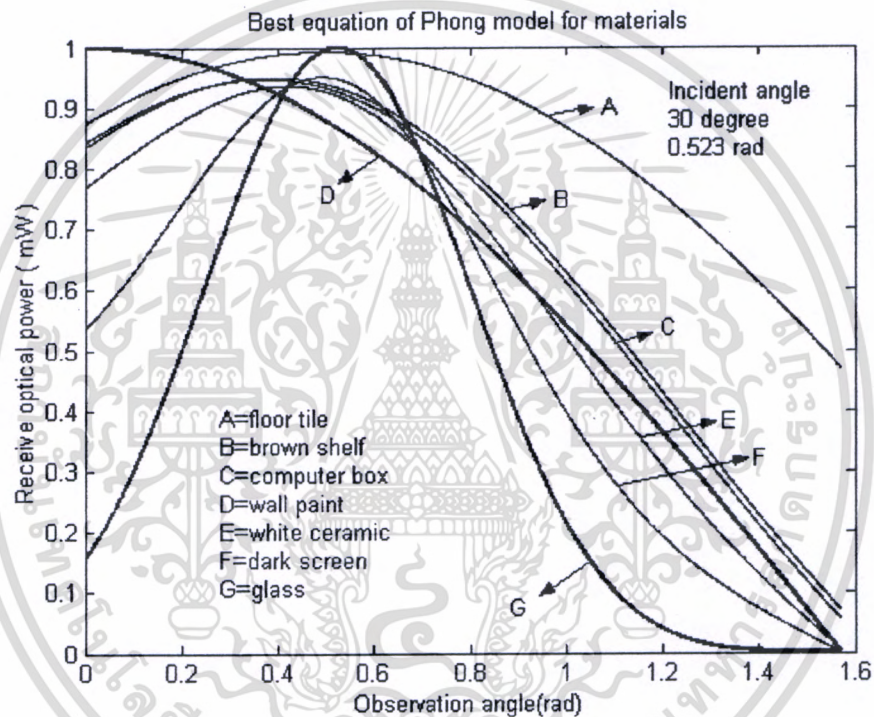
รูปที่ 4.15 ระบบแบบ LOS ที่มีการมอดูเลทแบบ [N K] MPPM โดยใช้เทคนิค Monte Carlo simulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการจำลองระบบและวิเคราะห์เชิงตัวเลข

5.1 ผลการจำลองระบบและวิเคราะห์คุณลักษณะของช่องสัญญาณอินฟราเรด

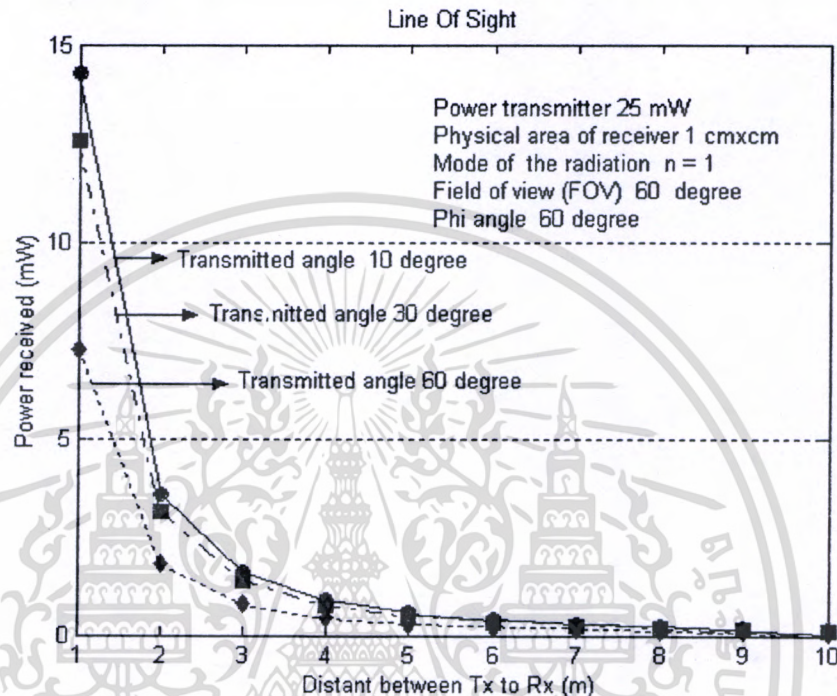
จากสมการในตารางที่ 2.2 เมื่อนำมาพล็อตกราฟ โดยกำหนดให้กำลังงานของตัวส่งเท่ากับ 1 mW แล้วทำการเปลี่ยนค่ามุม θ_0 จาก 0 ถึง 1.57 เรเดียนหรือจาก 0 ถึง 90 องศา ก็จะได้กราฟ ดังรูปที่ 5.1 [46-50]



รูปที่ 5.1 รูปแบบการสะท้อนคลื่นอินฟราเรดบนพื้นผิวของวัสดุชนิดต่างๆ

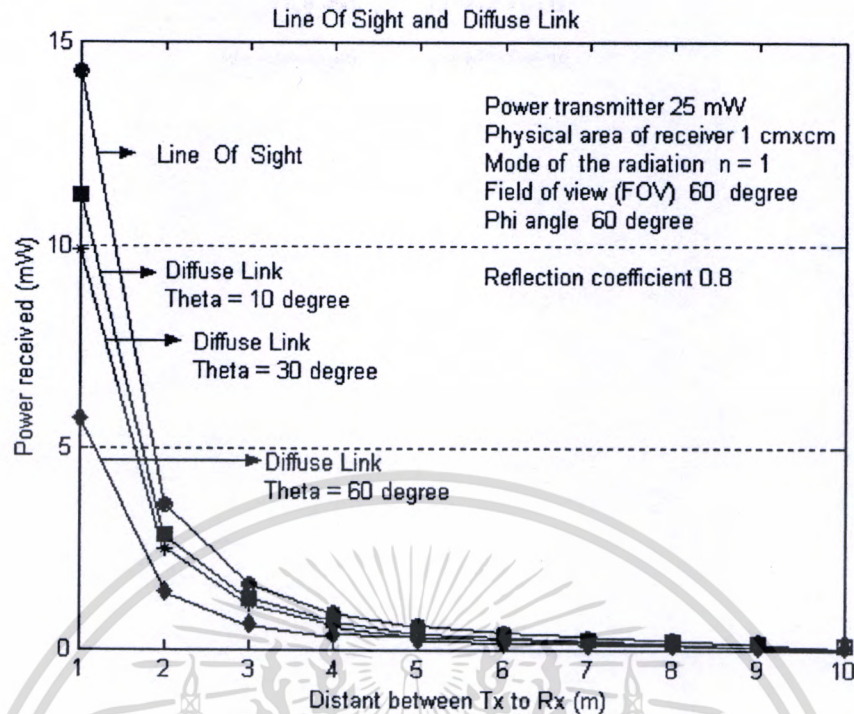
จากกราฟที่ได้จะเห็นว่าพื้นผนังทาสี (Wall paint) จะมีรูปแบบการสะท้อนคลื่นอินฟราเรดเป็นแบบ Lambertian model ซึ่งก็คือจะมีลักษณะเป็นแบบทรงกลม ส่วนชั้นวางของสีน้ำตาล (Brown shelf) คอมพิวเตอร์ (Computer box) กระจกเงาหรือกระจกที่ติดฟิล์มกรองแสง (Glass) พื้นกระเบื้องเซรามิกขาว (White ceramic) และจอมอนิเตอร์สีดำ (Dark screen) จะมีรูปแบบการสะท้อนคลื่นแบบ Phong's model โดยจะมีลักษณะเป็นแบบบีมแคบ โดยจะเห็นได้ชัดจากกราฟ G ซึ่งเป็นรูปแบบการสะท้อนคลื่นอินฟราเรดของกระจกเงา ซึ่งโดยส่วนใหญ่แล้วผนังของห้องหรืออาคาร

มักจะเป็นพื้นผนังทาสี กับพื้นปูกระเบื้อง ซึ่งจะมีรูปแบบการสะท้อนคลื่นอินฟราเรดดังในกราฟ เส้น A และเส้น D นั้นเอง สำหรับการวิเคราะห์ค่ากำลังงานของคลื่นอินฟราเรดในช่องสัญญาณ ที่เป็นแบบ Line of sight และแบบ Diffuse link แสดงได้ดังรูปที่ 5.2 และ 5.3 ตามลำดับ



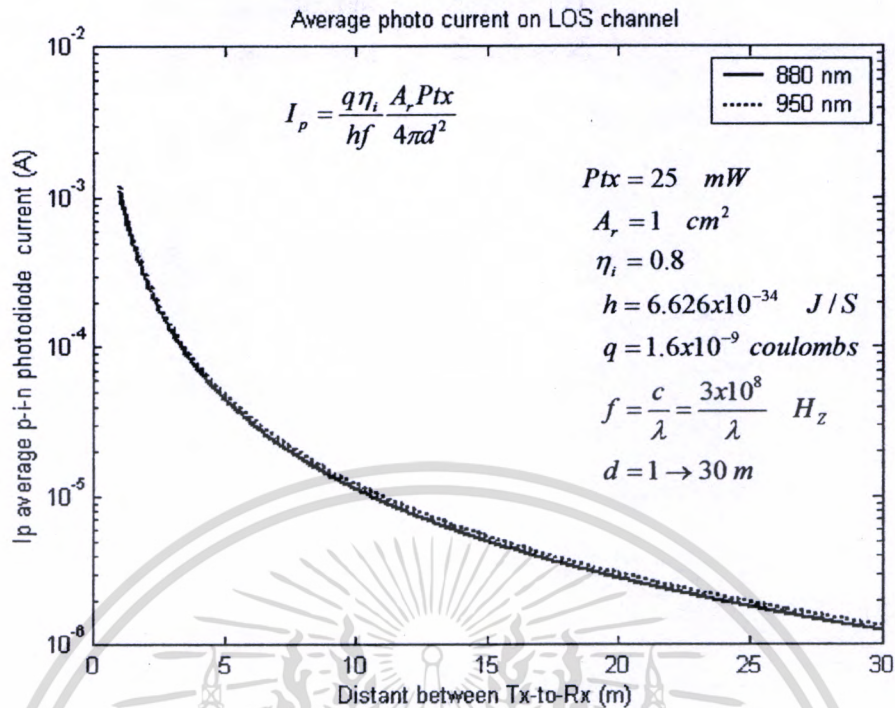
รูปที่ 5.2 ค่ากำลังงานคลื่นอินฟราเรดในช่องสัญญาณแบบ Line of sight

จากรูปที่ 5.2 เป็นการวิเคราะห์ค่ากำลังงานคลื่นอินฟราเรดในช่องสัญญาณแบบ Line of sight ซึ่งค่าของตัวแปรต่างๆในโปรแกรม MATLAB กำหนดให้เป็นอย่างรูป จากรูปจะเห็นว่าเมื่อระยะทางระหว่างตัวส่งถึงตัวรับมีค่ามากขึ้น ค่ากำลังงานคลื่นอินฟราเรดที่รับได้ก็จะมีค่าน้อยลง หรืออีกกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่า ค่ากำลังงานคลื่นอินฟราเรดที่รับได้นั้นจะแปรผกผันกับระยะทางระหว่างตัวส่งถึงตัวรับ และในขณะที่เดียวกันถ้ามุมหรืออิมมิตคลื่นอินฟราเรดของตัวส่งมีขนาดกว้างขึ้น ค่ากำลังงานคลื่นอินฟราเรดที่รับได้นั้นก็จะมีค่าน้อยลงเช่นกัน ซึ่งจากกราฟที่ได้จะเห็นว่าเป็นระบบที่มีอัตราการลดทอนกำลังงานคลื่นที่สูงมาก ดังจะเห็นได้จากกราฟที่กำหนดให้มุมของตัวส่ง 10 องศา ที่ระยะทางระหว่างตัวส่งถึงตัวรับ 1 เมตร จะเห็นว่าจากค่ากำลังงานของตัวส่ง 25 mW เมื่อมาถึงตัวรับจะลดลงเหลือเพียง 14 mW เท่านั้นเอง และถ้าเราปรับมุมหรืออิมมิตของตัวส่งให้กว้างขึ้นเป็น 60 องศา ค่ากำลังงานคลื่นอินฟราเรดที่มาถึงตัวรับก็จะเหลือประมาณ 7.5 mW ที่ระยะทาง 1 เมตร



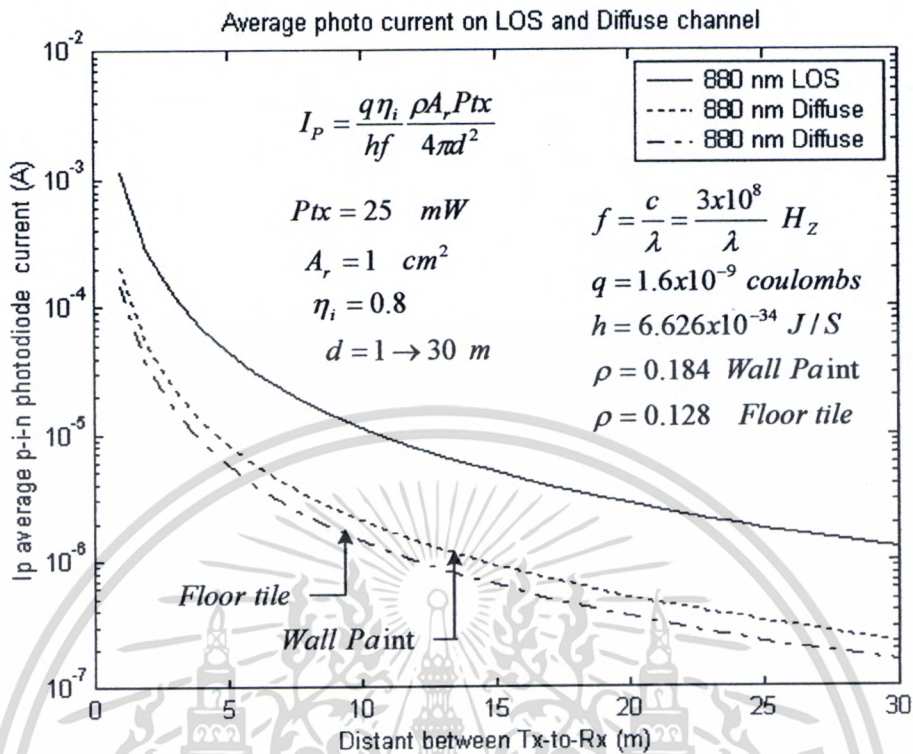
รูปที่ 5.3 ค่ากำลังงานคลื่นอินฟราเรดในช่องสัญญาณแบบ Diffuse link

ส่วนกราฟของระบบที่เป็นแบบ Diffuse link ดังรูปที่ 5.3 ก็จะคล้ายกับระบบแบบ Line of sight เพียงแต่เราเพิ่มตัวคูณที่เป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นอินฟราเรดของวัสดุ (ρ) เข้าไปในสมการเท่านั้นเอง ซึ่งค่ากำลังงานที่รับได้นั้น ก็จะมีค่าลดลงตามระยะทางระหว่างตัวส่งถึงตัวรับเช่นเดียวกับระบบแบบ Line of sight ซึ่งในที่นี้ เรากำหนดให้ค่า ρ มีค่าเท่ากับ 0.8 และเราพิจารณาเพียงคลื่นที่สะท้อนจากผนังห้องมายังตัวรับเพียงแค่จุดเดียว (Single path) ซึ่งเมื่อเราเปรียบเทียบกันระหว่างระบบแบบ Line of sight กับระบบแบบ Diffuse link จะเห็นว่าที่ระยะทางเท่ากันและค่ามุมของตัวส่งเท่ากัน ค่ากำลังงานคลื่นอินฟราเรดที่รับได้ของระบบแบบ Diffuse link จะต่ำกว่าระบบแบบ Line of sight พอสมควร หรืออาจจะกล่าวได้ว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นอินฟราเรดของวัสดุก็เป็นตัวแปรหนึ่ง ที่เป็นตัวลดทอนกำลังงานคลื่นในช่องสัญญาณ เพราะโดยปกติแล้ว ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นอินฟราเรดของวัสดุจะมีค่าต่ำกว่าหนึ่งเสมอ ลำดับถัดไปเป็นการวิเคราะห์ระบบที่พิจารณาในรูปของกระแสโดยใช้พารามิเตอร์ต่างๆ ของพินโฟโต้ไดโอดเป็นตัวรับคลื่นอินฟราเรด โดยจะทำการเปลี่ยนค่าความเข้มกำลังงานคลื่นอินฟราเรด (Optical signal) ให้กลับมาเป็นกระแสไฟฟ้า (Electrical signal) ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 5.4 จากรูปเป็นการพล็อตค่ากระแสเอาท์พุทของพินโฟโต้ไดโอด และสมมุติฐานให้พินโฟโต้ไดโอดเป็นแบบอุดมคติ คือมีค่าอัตราขยายเท่ากับหนึ่งและมีประสิทธิภาพทางควอนตัมเท่ากับ 0.8 ตามลำดับ



รูปที่ 5.4 ค่ากระแสพินโฟโอดีโอดในช่องสัญญาณแบบ Line of sight

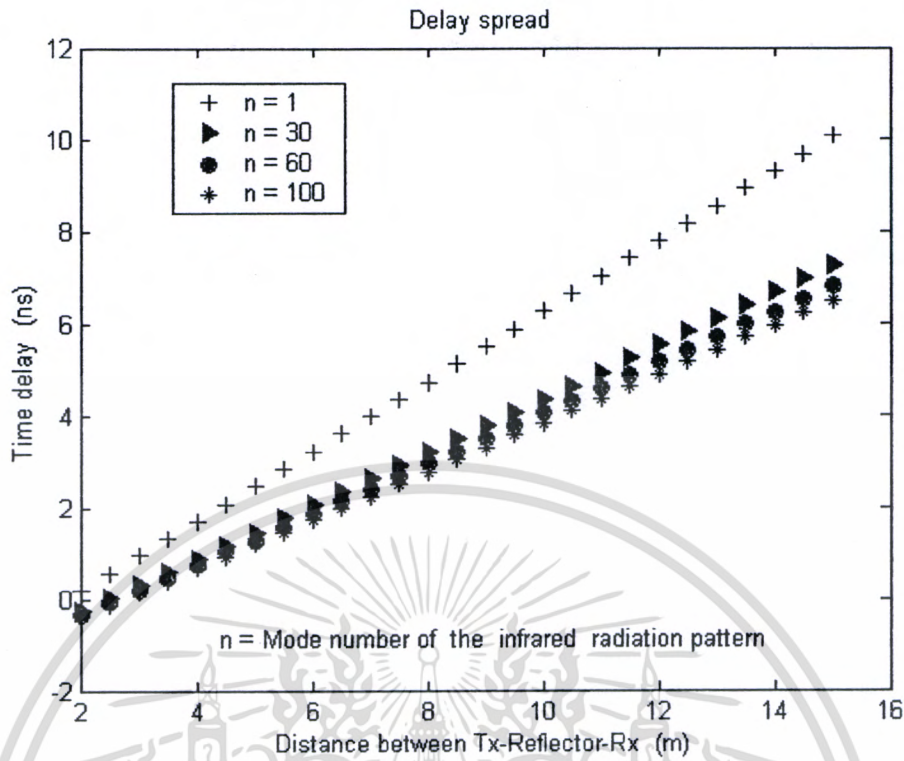
และกำหนดให้สัญญาณรบกวนแบบ Thermal noise และสัญญาณรบกวนแบบ Shot noise ตลอดจนสัญญาณรบกวนที่เกิดจากสภาวะแวดล้อมให้มีค่าเป็นศูนย์ เพราะเราต้องการพิจารณาเพียง ค่ากระแสเอาท์พุทของกระแสพินโฟโอดีโอด ที่สัมพันธ์กับค่ากำลังงานคลื่นอินฟราเรดที่ส่งต่อระยะทางระหว่างตัวส่งถึงตัวรับว่าเป็นอย่างไร ซึ่งจากกราฟที่ 5.4 จะเห็นว่าที่ระยะทางระหว่างตัวส่งถึงตัวรับมีค่าประมาณ 1 ถึง 2 เมตร ค่ากระแสเอาท์พุทจะอยู่ในระดับมิลลิแอมป์ แต่พอระยะทางเพิ่มขึ้นประมาณ 27 เมตร ค่ากระแสเอาท์พุทจะอยู่ในระดับไมโครแอมป์ สำหรับระบบที่เป็นแบบ LOS (Line of sight) และในขณะที่เดียวกันเราลองเปลี่ยนค่าความยาวคลื่นของตัวส่งจาก 880 นาโนเมตรเพิ่มขึ้นเป็น 950 นาโนเมตร จากกราฟที่ได้จะเห็นว่าค่ากระแสเอาท์พุทที่ได้จะไม่แตกต่างกันมากมายนัก ซึ่งอาจจะสรุปได้ว่าค่าความยาวคลื่นของตัวส่งจะมีผลกระทบต่อการลดทอนกำลังคลื่นอินฟราเรดเมื่อเทียบกับระยะทางระหว่างตัวส่งถึงตัวรับ ส่วนการวิเคราะห์ค่ากระแสเอาท์พุทของพินโฟโอดีโอดในระบบที่เป็นแบบ Diffuse link จะได้ดังกราฟที่ 5.5 ซึ่งการจำลองระบบก็จะคล้ายกับระบบแบบ LOS เพียงแต่เราเพิ่มตัวแปรที่เป็นสัมประสิทธิ์ การสะท้อนคลื่นอินฟราเรดเข้าไปในสมการเท่านั้นเอง ส่วนตัวแปรอื่นๆ ก็จะเหมือนกัน ซึ่งจากกราฟที่ได้จะเห็นว่าระบบที่เป็นแบบ Diffuse link จะมีอัตราการลดลงของกระแสเอาท์พุทมากกว่าระบบแบบ LOS เมื่อเปรียบเทียบที่ระยะทางระหว่างตัวส่งถึงตัวรับที่เท่ากันดังรูป



รูปที่ 5.5 ค่ากระแสแสงพื้น โฟโอดีไดโอดในช่องสัญญาณแบบ Diffuse link

ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นของวัสดุที่เรานำมาพิจารณาก็มีอยู่ 2 ชนิดด้วยกัน คือพื้นผนังทาสี (Wall paint) และพื้นปูกระเบื้องเคลือบ (Floor tile) ซึ่งมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นอยู่ที่ 0.184 และ 0.128 ตามลำดับ จากกราฟจะเห็นว่าเมื่อเราแทนสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นของกระเบื้องเคลือบที่ระยะทางประมาณ 10 เมตร ค่ากระแสเอาท์พุทของพื้นโฟโอดีไดโอดจะอยู่ในระดับไมโครแอมป์ ส่วนกราฟของพื้นผนังทาสีก็จะมีอัตราการลดลงของกระแสเอาท์พุทพื้นโฟโอดีไดโอดที่ใกล้เคียงกัน ซึ่งจะเห็นว่าระบบแบบ Diffuse link จะมีอัตราการลดทอนของกระแสที่สูงกว่าระบบแบบ LOS (Line of sight) มากพอสมควร ฉะนั้นในการออกแบบระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดที่มีช่องสัญญาณแบบ Diffuse link เราต้องคำนึงถึงวัสดุที่ใช้ทำผนังหรือเพดานห้องด้วยเช่นกัน ส่วนรูปที่ 5.6 เป็นการหาค่าคิเล็คของคลื่นอินฟราเรดในช่องสัญญาณแบบ Diffuse link ที่มีโครงสร้างการจำลองระบบดังรูปที่ 4.1 จากรูปเป็นการจำลองระบบในห้องว่างเปล่าที่มีขนาดความกว้าง 10 เมตร ยาว 10 เมตร และสูง 3 เมตร โดยที่ผนังทั้งสี่ด้านเป็นแบบพื้นผนังทาสี ส่วนเพดานห้องเป็นแผ่นยิปซัมทาสีขาวเช่นเดียวกัน โดยกำหนดให้ตัวส่งอยู่ที่จุด A ส่วนตัวรับอยู่ที่จุด B ก็จะประมาณค่าคิเล็คคลื่นอินฟราเรดในช่องสัญญาณแบบ Diffuse link ได้ดังสมการที่ 4.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

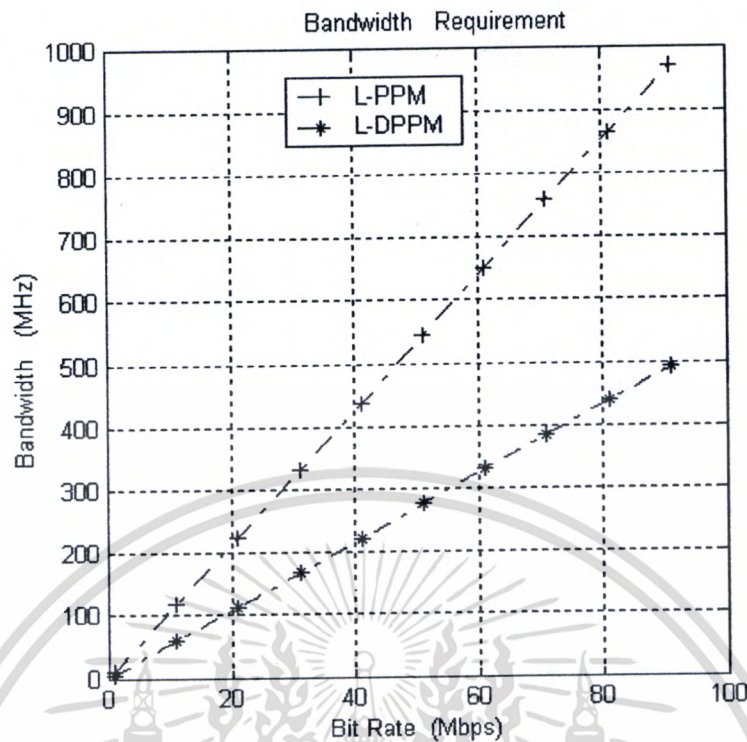


รูปที่ 5.6 ค่าเฉลี่ยของคลื่นอินฟราเรดเมื่อเทียบกับระยะทางระหว่างตัวส่งถึงตัวรับ

จากกราฟเป็นการพิจารณาค่าเฉลี่ยของคลื่นอินฟราเรดที่กำหนดให้ค่ามุม θ มีค่าคงที่คือ 30 องศา แต่เราจะทำการเปลี่ยน โหมดการแพร่กระจายคลื่นอินฟราเรดของตัวส่งแทน ก็เพื่อที่จะดูว่าค่าเฉลี่ยของคลื่นจะสัมพันธ์กับโหมดการแพร่กระจายคลื่นหรือไม่ จากกราฟที่ได้จะเห็นว่าค่าเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบจะแปรผัน โดยตรงกับระยะทางระหว่างตัวส่งถึงจุดสะท้อนคลื่น และจากจุดสะท้อนคลื่นมายังตัวรับ จากรูปกราฟที่มีความชัน (Slope) มากที่สุดก็คือกรณีที่เรากำหนดให้โหมดของตัวส่งมีค่าเท่ากับหนึ่ง ($n=1$) ซึ่งก็คือ Lambertian model นั้นเอง แต่พอเราเพิ่มค่า n ให้มีค่ามากกว่าหนึ่ง (Phong's model) ค่าของค่าเฉลี่ยที่เกิดขึ้นจะมีค่าน้อยลง หรืออาจจะกล่าวอีกนัยหนึ่งว่า ถ้าเรากำหนดให้โหมดของตัวส่งแคบลง ค่าเฉลี่ยก็จะน้อยลงเมื่อเทียบกับระยะทางที่เท่ากัน อย่างเช่น ที่ระยะทาง 10 เมตร ค่าเฉลี่ยที่ $n=1$ จะมีค่าประมาณ 6 nS แต่พอเราเพิ่มค่า $n=100$ (Phong's model) ค่าเฉลี่ยก็จะลดลงเหลือประมาณ 3 nS เป็นต้น

5.2 ประสิทธิภาพด้านกำลังงานและแบนด์วิดท์ของการมอดูเลทแบบตำแหน่งพัลส์

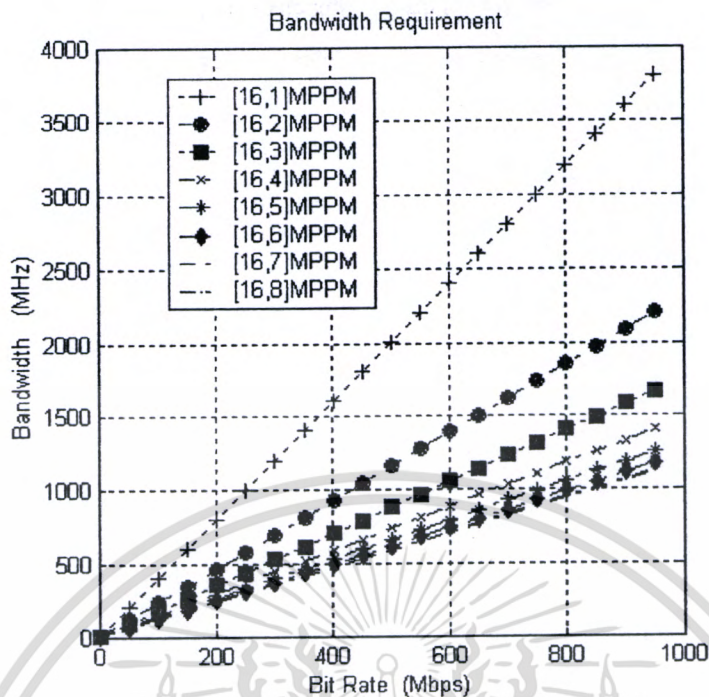
สำหรับการวิเคราะห์ประสิทธิภาพด้านกำลังงานของสัญญาณและแบนด์วิดท์ที่ใช้งานได้จาก การนำสมการในตารางที่ 3.2 มาพล็อตกราฟ ซึ่งกราฟที่ได้แสดงดังในรูปที่ 5.7 5.8 และ 5.9 ตามลำดับ โดยการวิเคราะห์จะเป็นการเปรียบเทียบทั้ง 3 แบบ คือ L-PPM L-DPPM และ [N K] MPPM



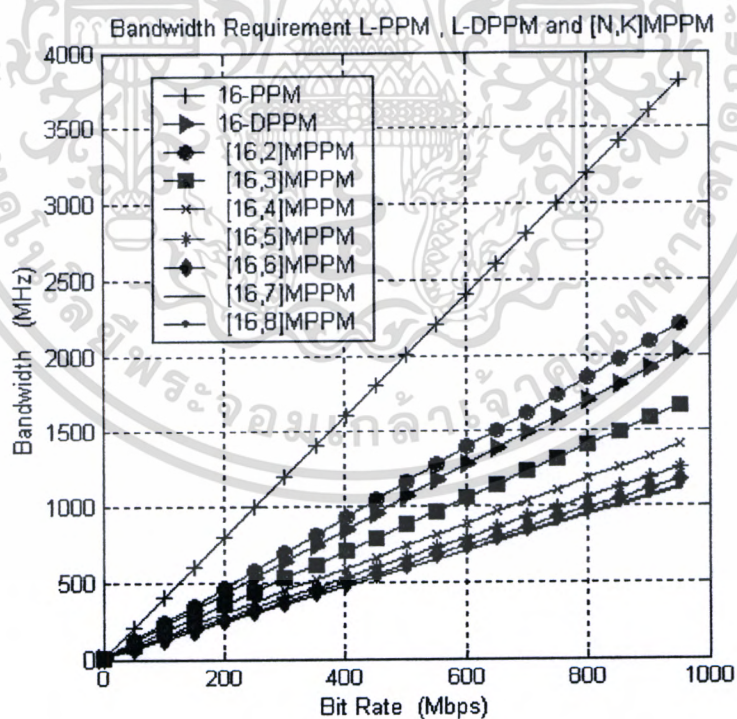
รูปที่ 5.7 ค่าแบนด์วิดท์ของการมอดูเลตแบบ L-PPM และ L-DPPM

จากรูปที่ 5.7 เป็นการวิเคราะห์ประสิทธิภาพด้านแบนด์วิดท์ที่ใช้งาน เทียบกันระหว่างการมอดูเลตแบบ L-PPM กับ L-DPPM จากกราฟที่ได้จะเห็นว่าเมื่อค่าของความเร็วในการส่งข้อมูลเพิ่มขึ้น การมอดูเลตแบบ L-PPM จะมีค่าของแบนด์วิดท์ที่ใช้งานสูงกว่าการมอดูเลตแบบ L-DPPM อาทิเช่น ที่ความเร็วในการส่งข้อมูลประมาณ 80 Mbps การมอดูเลตแบบ L-DPPM จะมีค่าของแบนด์วิดท์ที่ต้องการประมาณ 440 MHz แต่ถ้าเป็นการมอดูเลตแบบ L-PPM จะมีค่าแบนด์วิดท์ที่ต้องการสูงถึงประมาณ 870 MHz เลยทีเดียว ส่วนในรูปที่ 5.8 เป็นกราฟแสดงค่าแบนด์วิดท์ที่ต้องการของการมอดูเลตแบบ $[N \ K] \text{ MPPM}$ โดยในที่นี้เราเลือกพิจารณาเฉพาะ $[16 \ K] \text{ MPPM}$ ซึ่งก็คือใน 1 เฟรมจะประกอบไปด้วย 16 สล็อต และในแต่ละเฟรมจะมีจำนวนพัลส์ (Optical pulse) ซึ่งเป็นค่ากำลังงานคลื่นอินฟราเรดอยู่ K พัลส์ ตามลำดับ ซึ่งในที่นี้เรากำหนดคให้ค่า K มีค่าตั้งแต่ 1 พัลส์ต่อเฟรมจนถึง 8 พัลส์ต่อเฟรมตามลำดับ จากกราฟจะเห็นว่าเมื่อเราเพิ่มจำนวนพัลส์ให้มีค่ามากขึ้น ค่าแบนด์วิดท์ที่ต้องการกลับมีค่าลดลงเมื่อเราเทียบที่ค่าความเร็วในการส่งข้อมูลเท่ากัน อาทิเช่น ที่ความเร็วในการส่งข้อมูลประมาณ 200 Mbps การมอดูเลตแบบ $[16 \ 1] \text{ MPPM}$ จะมีค่าของแบนด์วิดท์ที่ต้องการประมาณ 800 MHz แต่เมื่อเราเพิ่มจำนวนพัลส์เป็น $[16 \ 8] \text{ MPPM}$ จะมีค่าของแบนด์วิดท์ที่ต้องการอยู่ที่ 250 MHz เป็นต้น ซึ่งจะเห็นว่าค่าของแบนด์วิดท์ที่ต้องการจะมีค่าลดลงประมาณ 2 เท่าตัวเลยทีเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



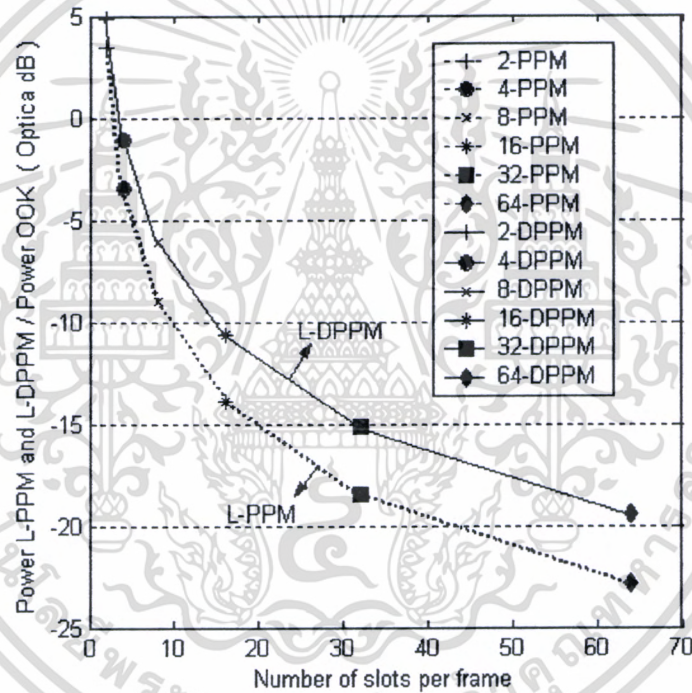
รูปที่ 5.8 ค่าแบนด์วิธของการมอดูเลตแบบ [N K] MPPM



รูปที่ 5.9 ค่าแบนด์วิธของการมอดูเลตแบบ L-PPM L-DPPM และ [N K] MPPM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

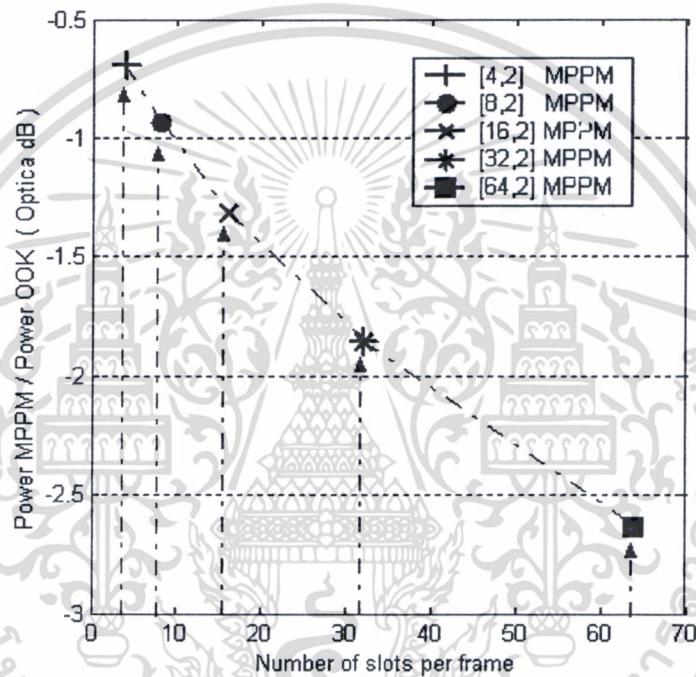
และเมื่อเรานำสมการแบนด์วิดท์ที่ใช้งานของการมอดูเลตทั้ง 3 แบบมาพล็อตรวมกัน โดยกำหนดให้มีจำนวนสล็อตต่อเฟรมที่เท่ากันคือ 16 สล็อตก็จะได้กราฟดังรูปที่ 5.9 ซึ่งจากกราฟจะเห็นว่าในการมอดูเลตทั้ง 3 แบบ การมอดูเลตแบบ 16-PPM จะมีค่าแบนด์วิดท์ที่ต้องการมากที่สุด เมื่อเทียบกับการมอดูเลตแบบ 16-DPPM และแบบ [16 K] MPPM ที่ค่าความเร็วในการส่งข้อมูลเท่ากัน และที่น่าสนใจก็คือ การมอดูเลตแบบ [16 2] MPPM จะมีค่าแบนด์วิดท์ที่ต้องการมากกว่าการมอดูเลตแบบ 16-DPPM แต่เมื่อเราเพิ่มจำนวนพัลส์ต่อหนึ่งเฟรมให้มากขึ้นเป็น [16 3] MPPM [16 4] MPPM จนถึง [16 8] MPPM ค่าแบนด์วิดท์ที่ต้องการกลับมีค่าต่ำกว่าการมอดูเลตแบบ 16-DPPM



รูปที่ 5.10 ประสิทธิภาพด้านกำลังงานของการมอดูเลตแบบ L-PPM และแบบ L-DPPM

ลำดับต่อไปเป็นการวิเคราะห์ประสิทธิภาพด้านกำลังงานของสัญญาณของการมอดูเลตทั้ง 3 แบบ โดยใช้การมอดูเลตแบบ OOK เป็นตัวอ้างอิงดังสมการในตารางที่ 3.2 ผลที่ได้จากการพล็อตแสดงดังในรูปที่ 5.10 ซึ่งจากรูปเป็นการเปรียบเทียบกันระหว่างการมอดูเลตแบบ L-PPM และ L-DPPM โดยสมการค่ากำลังงานของการมอดูเลตทั้งสองแบบจะถูกนอมนอลไว้ด้วยสมการค่ากำลังงานของการมอดูเลตแบบ OOK โดยเรากำหนดให้กราฟในแนวแกน x เป็นจำนวนสล็อตต่อเฟรม หรืออาจ

จะกล่าว อีกนัยหนึ่งได้ว่าเป็นลำดับของการมอดูเลต ซึ่งในที่นี้เราจะทำการพิจารณาตั้งแต่ 2 4 8 16 32 และ 64 สล็อตต่อเฟรม จากรูปที่ 5.10 จะเห็นว่าเมื่อลำดับของการมอดูเลตหรือค่า L มีค่ามากขึ้นค่าประสิทธิภาพทางด้านกำลังงานของสัญญาณ ในการมอดูเลตแบบ L-PPM จะดีกว่า การมอดูเลตแบบ L-DPPM เมื่อทั้งคู่ถูกเปรียบเทียบกับ การมอดูเลตแบบ OOK ที่เหมือนกัน ยกตัวอย่างเช่น ที่ลำดับของการมอดูเลตเท่ากับ 64 การมอดูเลตแบบ 64-PPM จะมีค่าระดับกำลังงานที่ต้องการต่ำกว่าการมอดูเลตแบบ OOK อยู่ประมาณ -23 dB ส่วนการมอดูเลตแบบ 64-DPPM จะมีค่าระดับกำลังงานที่ต้องการต่ำกว่าการมอดูเลตแบบ OOK อยู่ประมาณ -19 dB เป็นต้น



รูปที่ 5.11 ประสิทธิภาพด้านกำลังงานของการมอดูเลตแบบ $[N K]$ MPPM

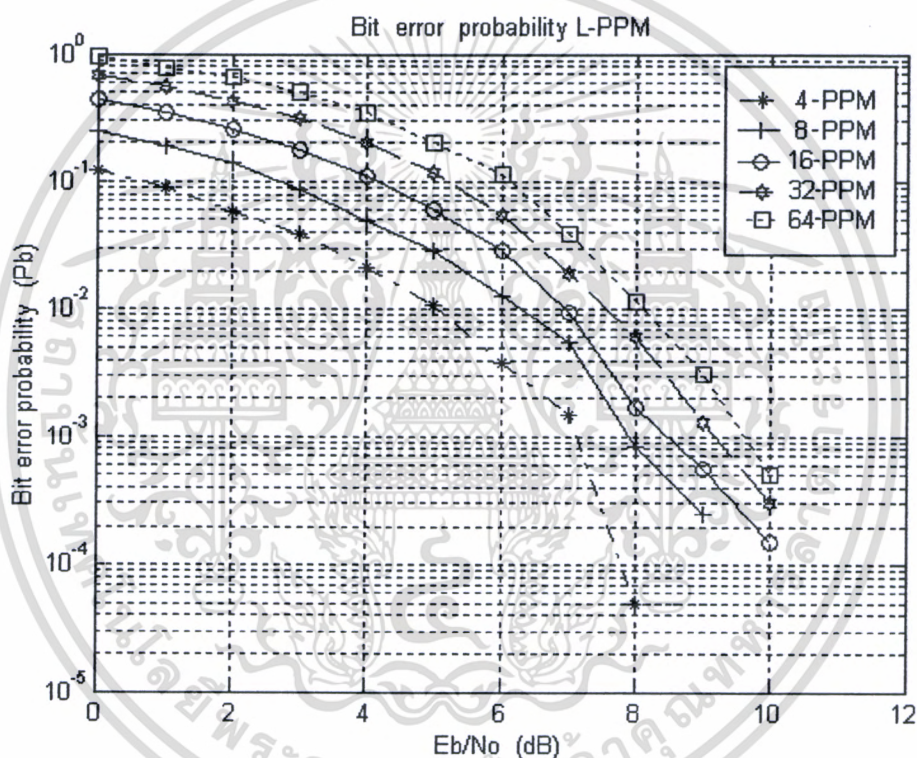
ส่วนรูปที่ 5.11 เป็นการเปรียบเทียบประสิทธิภาพทางด้านกำลังงานของการมอดูเลตแบบ $[N K]$ MPPM ซึ่งจะทำให้วิเคราะห์คล้ายกับการมอดูเลตแบบ L-PPM และแบบ L-DPPM คือสมการค่ากำลังงานของการมอดูเลตแบบ $[N K]$ MPPM จะถูกนอมอลไลท์ด้วยสมการค่ากำลังงานของการมอดูเลตแบบ OOK เช่นเดียวกัน จากกราฟที่ได้ถ้าเราพิจารณาลำดับของการมอดูเลตที่ 64 จะเห็นว่า การมอดูเลตแบบ $[64 2]$ MPPM จะมีค่าระดับกำลังงานที่ต้องการต่ำกว่าการมอดูเลตแบบ OOK อยู่ประมาณ -2.6 dB เท่านั้นเอง ซึ่งถือว่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับการมอดูเลตแบบ L-PPM และแบบ L-DPPM ฉะนั้นจึงพอสรุปได้ว่าการมอดูเลตแบบ L-PPM จะมีประสิทธิภาพด้านกำลังงาน

ดีที่สุด เมื่อเทียบกับการมอดูเลทแบบ L-DPPM และ [N K] MPPM เมื่อทั้งหมดถูกเปรียบเทียบกับ การมอดูเลทแบบ OOK ที่เหมือนกัน

5.3 ผลการจำลองระบบที่มีมอดูเลทแบบ L-PPM

ในการจำลองระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดที่มีการมอดูเลทแบบ L-PPM โดยใช้เทคนิค Monte Carlo simulation ซึ่งเป็นวิธีที่นิยมนำมาใช้ในการวิเคราะห์ระบบสื่อสารแบบดิจิทัล เพราะเป็นวิธีจำลองระบบที่ไม่มีมีความซับซ้อนของอัลกอริทึมมากมายนัก จึงเป็นข้อดีประการหนึ่งที่ทำให้เราสามารถเพิ่มจำนวนตัวแปรสุ่มอินพุต (0,1) ได้มากถึง 10^{12} โดยไม่ทำให้ผลที่ได้จากการจำลองระบบคลาดเคลื่อนจากความเป็นจริงมากมายนัก เพราะถ้าเราสามารถเพิ่มจำนวนตัวแปรสุ่มอินพุตได้มากขึ้นเท่าใด ความน่าเชื่อถือของผลการจำลองระบบที่ได้ก็จะยิ่งสูงมากขึ้นตามไปด้วย ซึ่งผลที่ได้จากการจำลองระบบด้วยวิธีนี้ จะใกล้เคียงกับผลที่ได้ในทางปฏิบัติจริง เมื่อเทียบกับการจำลองระบบด้วยวิธีอื่นๆ สำหรับการจำลองระบบที่มีการมอดูเลทแบบ L-PPM จะมีลักษณะโครงสร้างดังรูปที่ 4.7 ส่วนสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น ในช่องสัญญาณเรากำหนดให้เป็นแบบเกาส์เซียน โดยใช้แทนสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นภายในช่องสัญญาณอินฟราเรด ซึ่งจะประกอบไปด้วย 3 ส่วนใหญ่ๆ ด้วยกันคือ 1. สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นภายในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ที่ประกอบไปด้วยอุปกรณ์ประเภทตัวต้านทานและอุปกรณ์ประเภทแอกทีฟ ซึ่งสัญญาณรบกวนประเภทนี้จะอยู่ในรูปของความร้อนหรือ Thermal noise ซึ่งจะเป็นอิสระจากสัญญาณที่จะรับ โดยส่วนใหญ่แล้วสัญญาณรบกวนประเภทนี้จะเกิดขึ้นที่ภาคปริแอมป์ (Preamplifier) ซึ่งสัญญาณรบกวนแบบนี้จะมีคิสทิวชันที่เหมาะสมเป็นแบบเกาส์เซียน (Gaussian distribution) และ 2. สัญญาณรบกวนที่เป็นแบบช็อตนอยส์ (Shot noise) ซึ่งจะสัมพันธ์กับพัลส์คลื่นอินฟราเรดที่ตกกระทบลงบน โฟโตดีเทคเตอร์ เพื่อที่จะสร้างคู่ของอิเล็กตรอนและโฮลที่รอยต่อพีเอ็น (PN Junction) ของพินโฟโต้ไดโอด ซึ่งสัญญาณรบกวนแบบช็อตนอยส์ นี้จะมีรูปแบบของคิสทิวชันที่เหมาะสมเป็นแบบปัวซอง (Poisson distribution) แต่ถ้าเราพิจารณาในกรณีที่มีปริมาณ โฟตอนต่อหนึ่งพัลส์ มีมากกว่า 100 โฟตอน ก็พอที่จะอนุโลมให้สัญญาณรบกวนแบบช็อตนอยส์ นี้ มีรูปแบบของคิสทิวชันที่เป็นแบบเกาส์เซียนได้เช่นเดียวกัน และสุดท้าย 3. เป็นสัญญาณรบกวนที่มาจากสภาวะแวดล้อม อาทิเช่น แสงอาทิตย์ แสงจากหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ใช้อยู่ใกล้ทรานซิสเตอร์ และแสงจากหลอดอินแคนเดสเซนต์ เป็นต้น แต่ทว่าในบรรดาสัญญาณรบกวนทั้งหมด สัญญาณรบกวนที่เป็นแบบ Thermal noise จะมีผลกระทบต่อระบบมากที่สุด ฉะนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะขอพิจารณาเฉพาะสัญญาณรบกวนที่เป็นแบบเกาส์เซียนเพียงชนิดเดียว ส่วนสัญญาณรบกวนแบบอื่นๆ เราสมมุติฐานให้เป็นศูนย์ในการจำลองระบบเราทำการนอร์มอลไลซ์ค่ากำลังงานของสัญญาณในสล็อตที่เป็นพัลส์คลื่นอินฟราเรด ให้มีค่าเป็นหนึ่ง (Normalized the signal energy E to unity) แต่เราจะทำการเปลี่ยนค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแทน (Vary variance of noise : σ^2) ซึ่งเป็นตัวแปรเรอคอมที่มี

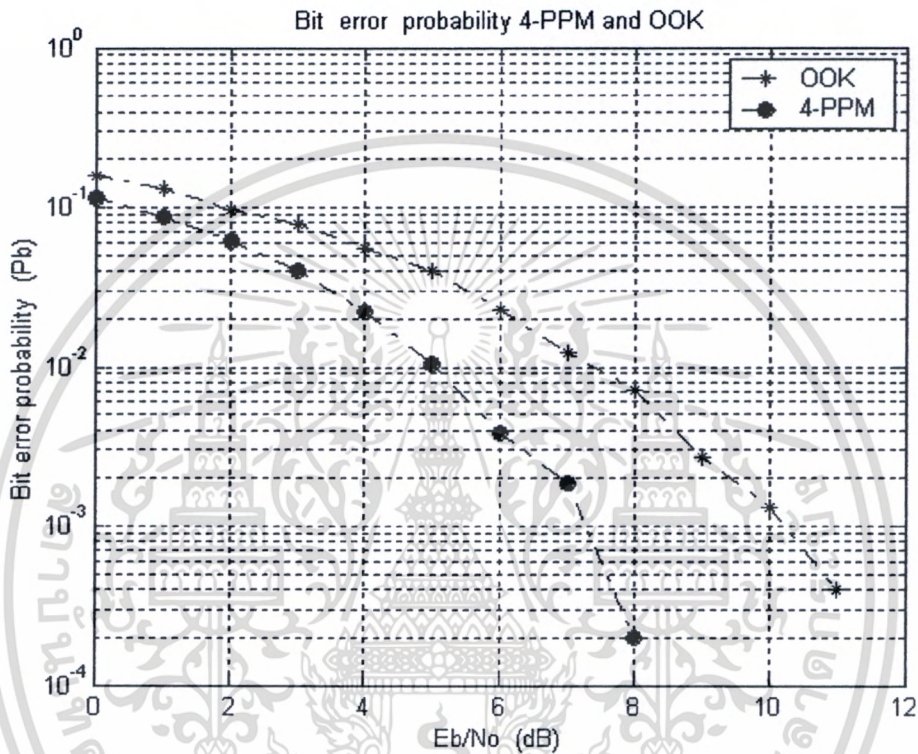
คิสิกทวิวิจันแบบเกาท์เซียนที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ โดยมีความสัมพันธ์กับอัตราส่วนระหว่างค่ากำลังงานของสัญญาณต่อค่ากำลังงานสัญญาณรบกวนหรือค่า SNR (Signal to Noise Ratio) ดังสมการ $\sigma^2 = \frac{N_0 E}{2}$ โดยที่ $\frac{N_0}{2} \approx \frac{hf}{2(e^{hf/KT} - 1)}$ = White process power spectral density ซึ่ง $h = \text{Planck's constant} : 6.6 \times 10^{-34} \text{ J/S}$ $k = \text{Boltzmann's constant} : 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ และ $T =$ อุณหภูมิ (Kelvin) สำหรับผลการจำลองระบบที่มีการมอดูเลตแบบ L-PPM โดยใช้เทคนิค Monte Carlo simulation โดยทำการสุ่มสัญญาณอินพุตแบบแรนดอมที่มีคิสิกทวิวิจันเป็นแบบยูนิฟอร์ม (0 or 1) ซึ่งผลการจำลองระบบแบบ LOS ที่มอดูเลตแบบ L-PPM แสดงได้ดังรูปที่ 5.12



รูปที่ 5.12 สมรรถนะของการมอดูเลตแบบ L-PPM บนช่องสัญญาณแบบ LOS

จากรูปที่ 5.12 เป็นการจำลองระบบที่มีลำดับของการมอดูเลตเท่ากับ 4-PPM 8-PPM 16-PPM 32-PPM และ 64-PPM ผลของการจำลองระบบที่ได้จะเห็นว่า 4-PPM จะมีสมรรถนะดีที่สุดเมื่อเราเทียบที่ค่า E_b/N_0 ที่เท่ากัน ที่เป็นเช่นนี้อาจจะพอสรุปได้ว่าการมอดูเลตแบบ 4-PPM หนึ่งเฟรมที่ส่งจะประกอบไปด้วย 4 สล็อต แต่การมอดูเลตแบบ 64-PPM หนึ่งเฟรมที่ส่งจะประกอบไปด้วย 64 สล็อต ซึ่งอาจจะเป็นเหตุผลที่พอสรุปได้ว่า การส่งที่มีจำนวนสล็อตต่อเฟรม

มากขึ้น ก็จะทำให้สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณสามารถที่จะรบกวนได้ง่ายมากขึ้นตามไปด้วยเช่นกัน ลำดับต่อไปเราจะนำเอาการมอดูเลทแบบ 4-PPM ซึ่งเป็นลำดับการมอดูเลทที่ดีที่สุดของการมอดูเลทแบบ L-PPM มาจำลองอีกครั้งหนึ่ง โดยเทียบกับการมอดูเลทแบบ OOK ซึ่งผลที่ได้จากการจำลองระบบแสดงดังในรูปที่ 5.13



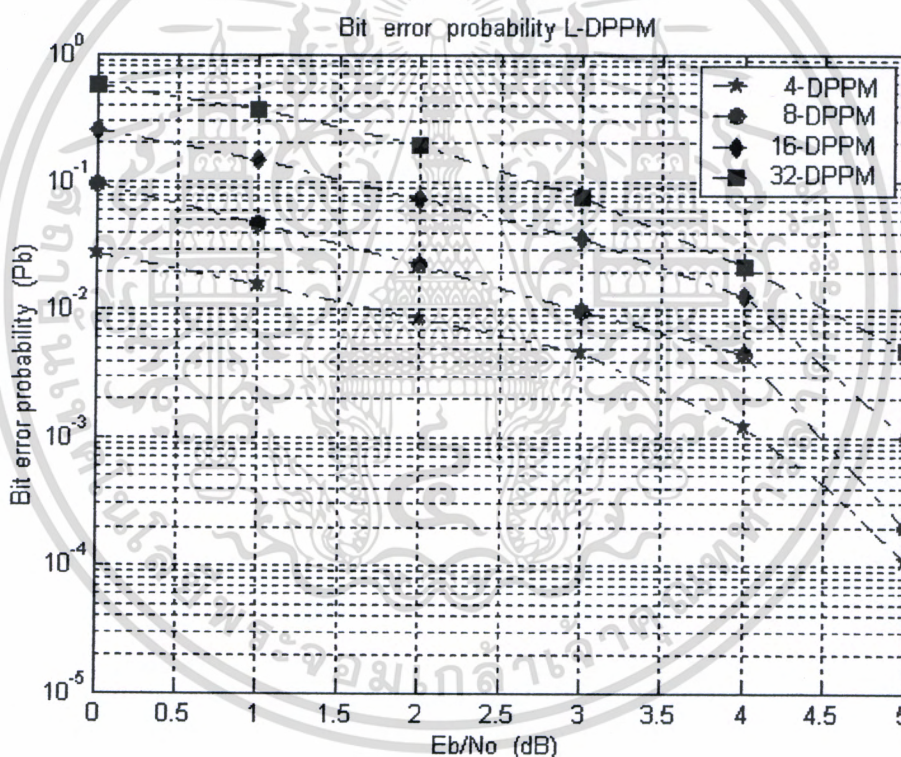
รูปที่ 5.13 สมรรถนะของการมอดูเลทแบบ 4-PPM เมื่อเทียบกับการมอดูเลทแบบ OOK บนช่องสัญญาณแบบ LOS

จากกราฟที่ได้จะเห็นว่า การมอดูเลทแบบ 4-PPM จะมีสมรรถนะที่ดีกว่า การมอดูเลทแบบ OOK เมื่อเรากำหนดให้สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณเป็นแบบเกาท์เซียนเหมือนกัน อย่างเช่นที่ค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดเฉลี่ยต่อบิตที่ 10^{-3} การมอดูเลทแบบ OOK จะมีค่ากำลังงานของสัญญาณต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต (E_b/N_0) อยู่ที่ประมาณ 10 เดซิเบล แต่สำหรับการมอดูเลทแบบ 4-PPM จะมีค่ากำลังงานของสัญญาณต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตประมาณ 7 เดซิเบล ซึ่งจะเห็นว่าที่ค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดเฉลี่ยต่อบิตเท่ากัน การมอดูเลทแบบ 4-PPM จะมีค่ากำลังงานของสัญญาณต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตน้อยกว่าการ

การมอดูเลตแบบ OOK อยู่ประมาณ 4 เดซิเบล เป็นต้น

5.4 ผลการจำลองระบบที่มอดูเลตแบบ L-DPPM

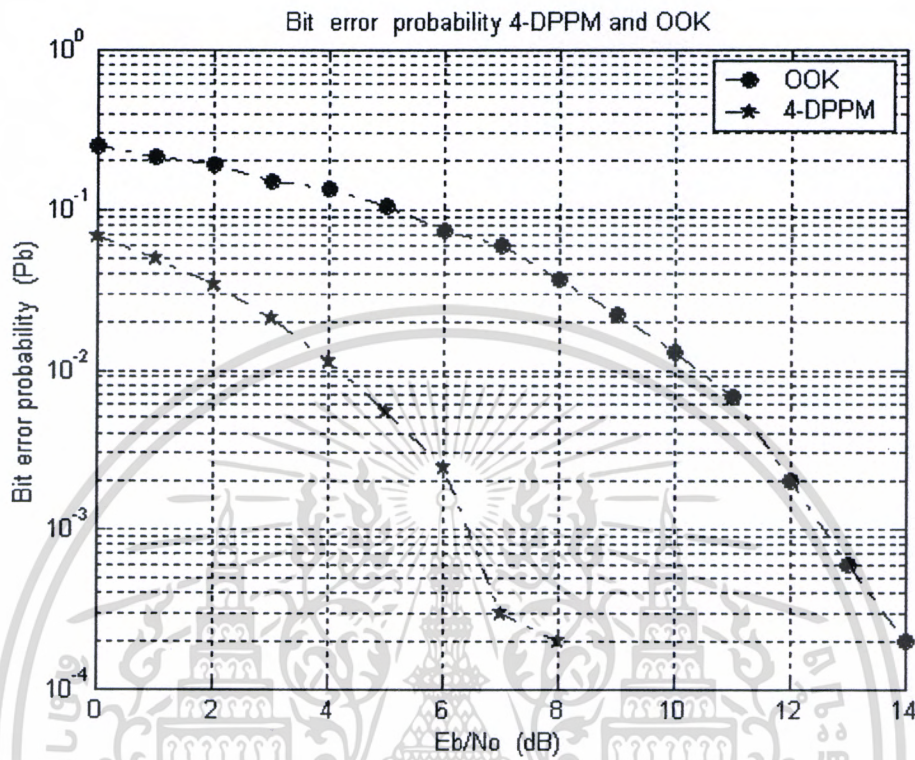
ลำดับต่อไปเป็นการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดที่มีการมอดูเลตแบบ L-DPPM ลักษณะของการจำลองระบบแสดงได้ดังรูปที่ 4.12 ซึ่งก็จะคล้ายกับการมอดูเลตแบบ L-PPM เพียงแต่จำนวนสล็อตต่อหนึ่งเฟรมจะมีขนาดที่ไม่เท่ากันเท่านั้นเอง ผลของการจำลองระบบโดยใช้เทคนิค Monte Carlo simulation แสดงได้ดังรูปที่ 5.14 ซึ่งเป็นการวิเคราะห์สมรรถนะของการมอดูเลตแบบ L-DPPM ที่มีลำดับของการมอดูเลต 4-DPPM 8-DPPM 16-DPPM และ 32-DPPM บนช่องสัญญาณแบบ LOS (Line of sight) ส่วนสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณกำหนดให้เป็นแบบเกาทซ์เซียนเหมือนเดิม



รูปที่ 5.14 สมรรถนะของการมอดูเลตแบบ L-DPPM บนช่องสัญญาณแบบ LOS

จากผลการจำลองระบบที่ได้จะเห็นว่า การมอดูเลตแบบ 4-DPPM จะมีสมรรถนะดีที่สุดเมื่อเทียบกับ 8-DPPM 16-DPPM และ 32-DPPM บนช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนแบบเกาทซ์เซียน และเมื่อเรานำการมอดูเลตแบบ 4-DPPM มาจำลองระบบอีกครั้งหนึ่ง โดยนำมาเปรียบเทียบกับ

การมอดูเลตแบบ OOK ก็จะได้ผลการจำลองระบบดังในรูปที่ 5.15



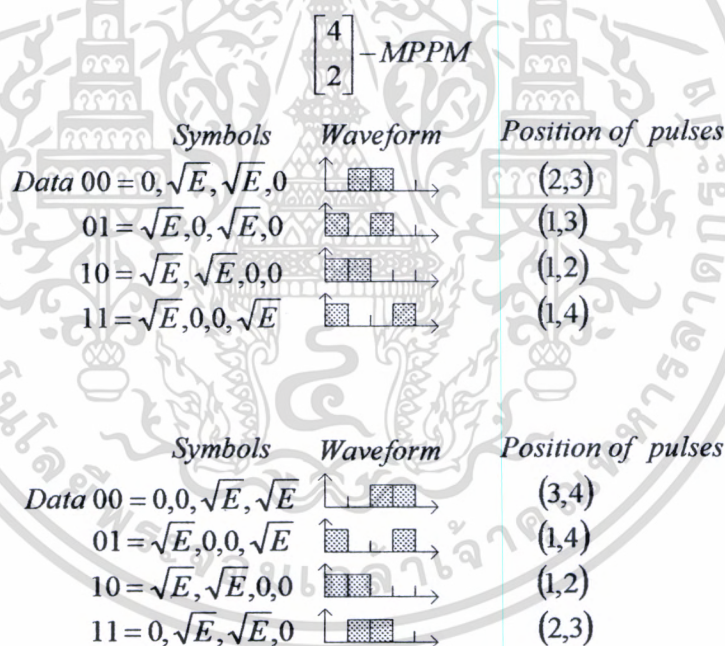
รูปที่ 5.15 สมรรถนะของการมอดูเลตแบบ 4-DPPM เมื่อเทียบกับการมอดูเลตแบบ OOK บนช่องสัญญาณแบบ LOS

จากผลการจำลองระบบที่ได้ดังกราฟที่ 5.15 จะเห็นได้ว่าการมอดูเลตตำแหน่งพัลส์แบบ 4-DPPM จะมีสมรรถนะที่ดีกว่าการมอดูเลตแบบ OOK บนช่องสัญญาณแบบ LOS จากกราฟจะเห็นว่าที่ค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดเฉลี่ยต่อบิตที่ 10^{-3} การมอดูเลตแบบ OOK จะมีค่ากำลังงานของสัญญาณต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต อยู่ที่ประมาณ 12.5 เดซิเบล แต่สำหรับการมอดูเลตแบบ 4-DPPM จะมีค่ากำลังงานของสัญญาณต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ประมาณ 6.5 เดซิเบล ซึ่งจะเห็นว่าที่ค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดเฉลี่ยต่อบิตเท่ากัน การมอดูเลตแบบ 4-DPPM จะมีค่ากำลังงานของสัญญาณต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต น้อยกว่าการมอดูเลตแบบ OOK อยู่ประมาณ 6 เดซิเบล และเมื่อเราเทียบความแตกต่างนี้กับกราฟในรูปที่ 5.13 ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบกันระหว่างการมอดูเลตแบบ 4-PPM กับ OOK ซึ่งมีค่าความต่างของค่ากำลังงานของสัญญาณต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตอยู่ที่ 4 เดซิเบล

ถ้าเราใช้การมอดูเลทแบบ OOK เป็นตัวอ้างอิง ก็พอจะสรุปได้ว่าการมอดูเลทแบบ 4-DPPM จะมีสมรรถนะที่ดีกว่าการมอดูเลทแบบ 4-PPM ในช่องสัญญาณแบบ LOS ที่มีสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณแบบเกาท์เซียนที่เหมือนกัน

5.5 ผลการจำลองระบบที่มอดูเลทแบบ [N K] MPPM

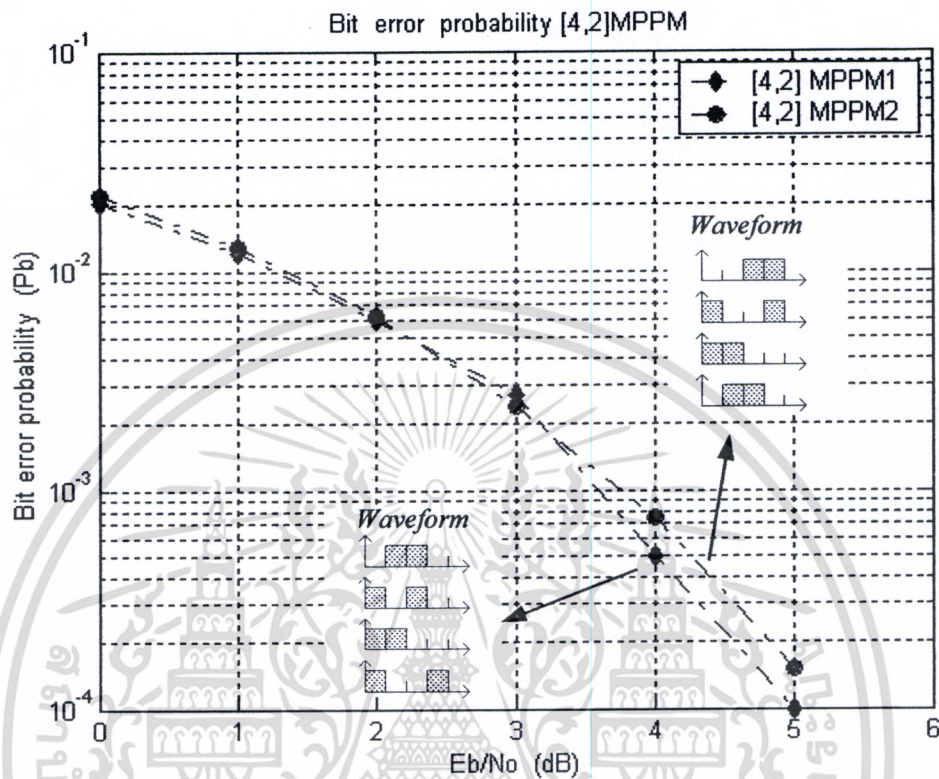
สำหรับการมอดูเลทแบบ [N K] MPPM จะต่างจากการมอดูเลทแบบ L-PPM และ L-DPPM ตรงที่ในหนึ่งเฟรมที่ส่งจะมีจำนวนสล็อตที่เป็นพัลส์คลื่นอินฟราเรดมากกว่าหนึ่งพัลส์ และรูปแบบของการวางตำแหน่งพัลส์ลงบนเฟรมก็อาจจะไม่เหมือนกัน ถึงแม้ว่าจะมีลำดับการมอดูเลทที่เท่ากันก็ตาม ด้วยเหตุนี้จึงขอยกตัวอย่างรูปแบบของการมอดูเลทแบบ [4 2] MPPM ซึ่งก็คือ หนึ่งเฟรมของการส่งจะประกอบไปด้วย 4 สล็อต และมีจำนวนพัลส์ คลื่นอินฟราเรดอยู่ 2 พัลส์ต่อเฟรม ดังแสดงในรูปที่ 5.16 จากรูปจะเห็นว่าข้อมูลแบบไบนารี (0,1) ที่เข้ามาเหมือนกันแต่รูปแบบของการวางตำแหน่งพัลส์คลื่นอินฟราเรด (Symbols) ลงบนเฟรมที่ใช้ส่ง ในแต่ละเฟรมจะไม่เหมือนกัน ดังรูป



รูปที่ 5.16 รูปแบบการวางตำแหน่งพัลส์ของการมอดูเลทแบบ [4 2] MPPM

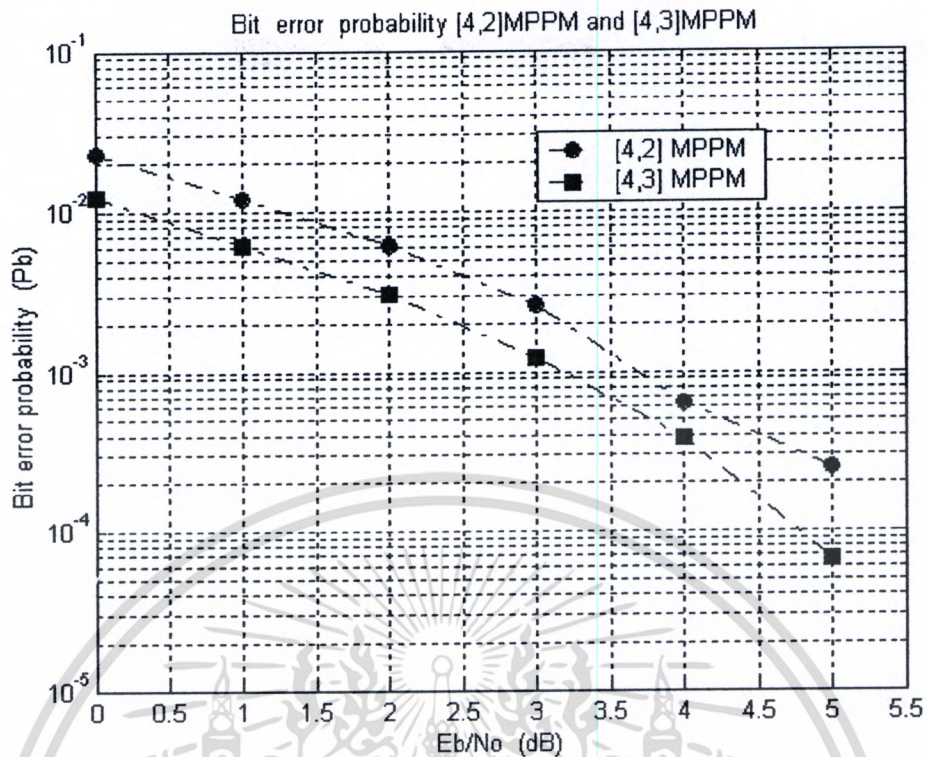
ในการจำลองระบบแบบ LOS ที่มีมอดูเลทแบบ [N K] MPPM โดยใช้เทคนิคการจำลองระบบแบบ Monte Carlo simulation ก็จะคล้ายกับการมอดูเลททั้งสองแบบที่ผ่านมา เพียงแต่เราเพิ่มจำนวนพัลส์เข้าไปในเฟรมของการส่งเท่านั้นเอง และสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณ

ก็ยังคงเป็นแบบเกาท์เซียนเหมือนเดิม ซึ่งมีลักษณะ โครงสร้างของการจำลองระบบ แสดงดังรูปที่ 4.14



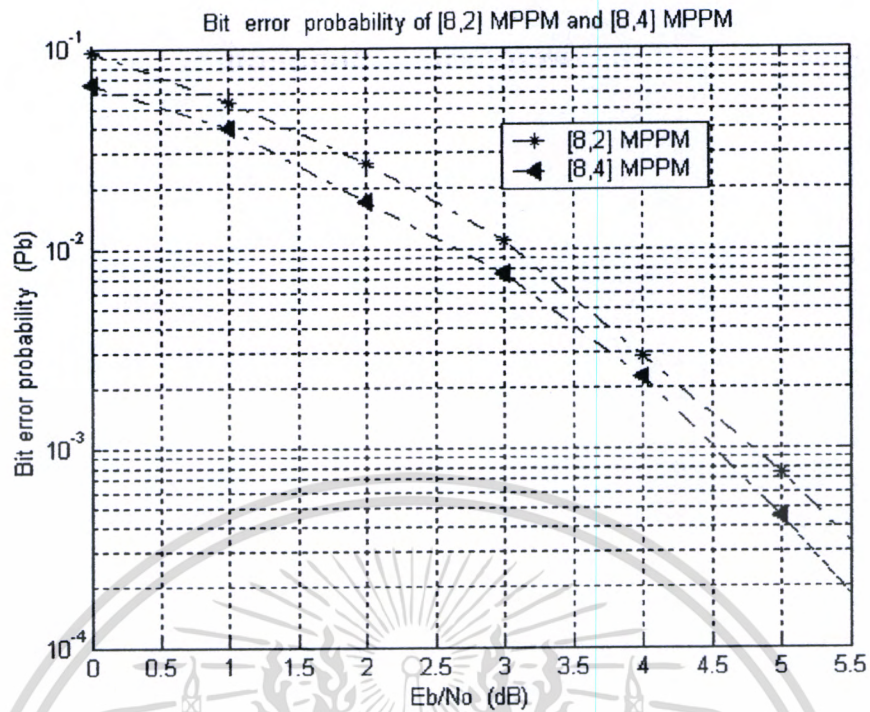
รูปที่ 5.17 สมรรถนะของการมอดูเลทแบบ [4 2] MPPM ที่มีรูปแบบการวางตำแหน่งพัลส์ลงบนเฟรมที่แตกต่างกัน

จากผลการจำลองระบบที่ได้ดังรูปที่ 5.17 เป็นสมรรถนะของการมอดูเลทแบบ [4 2] MPPM ซึ่งมีลำดับของการมอดูเลท (N K) ที่เหมือนกัน เพียงแต่จะมีรูปแบบของการวางตำแหน่งพัลส์ลงบนเฟรมที่ส่งแตกต่างกัน จากผลของการจำลองระบบที่ได้จะเห็นว่าถึงแม้เราจะสลับตำแหน่งพัลส์บนเฟรม สมรรถนะของระบบที่ได้ ก็จะไม่แตกต่างกันมากนัก ซึ่งอาจจะเป็นเหตุผลที่พอจะสรุปได้ว่าการสลับตำแหน่งพัลส์ที่อยู่บนเฟรม จะไม่มีผลต่อสมรรถนะของระบบ แต่เมื่อเราเปลี่ยนจำนวนพัลส์ที่อยู่บนเฟรมจาก 2 พัลส์ต่อเฟรมไปเป็น 3 พัลส์ต่อเฟรม หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งว่าเปลี่ยนจากการมอดูเลทแบบ [4 2] MPPM ไปเป็นการมอดูเลทแบบ [4 3] MPPM นั้นเอง ซึ่งผลของการจำลองระบบที่ได้เป็นดังกราฟที่ 5.18

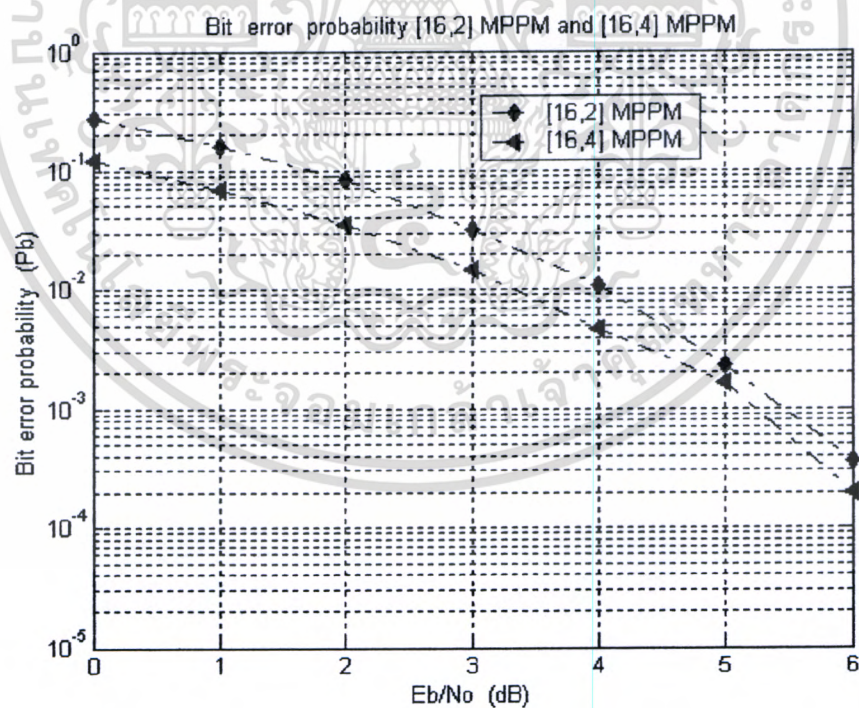


รูปที่ 5.18 สมรรถนะของการมอดูเลตแบบ [4,2]MPPM และ [4,3]MPPM

จากกราฟที่ได้จะเห็นว่าพอเราเปลี่ยนจำนวนพัลส์ที่อยู่บนเฟรมจาก 2 พัลส์ต่อเฟรม ไปเป็น 3 พัลส์ต่อเฟรม สมรรถนะของระบบก็จะเปลี่ยนไปดังแสดงในรูปที่ 5.18 ซึ่งจากกราฟจะเห็นว่า การมอดูเลตแบบ [4,3] MPPM จะมีสมรรถนะที่ดีกว่า [4,2] MPPM เมื่อเราเทียบที่ค่ากำลังงานของสัญญาณต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตที่เท่ากัน สำหรับการมอดูเลตแบบ MPPM ที่มีจำนวนสล็อทและจำนวนพัลส์ที่ลำดับ $[N, K]$ ต่างๆ ที่เราพิจารณาคือ 4 8 16 32 และ 64 สล็อทต่อเฟรม โดยกำหนดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณให้เป็นแบบ AWGN เช่นเดียวกันกับการจำลองระบบที่มีการมอดูเลตแบบ L-PPM และ L-DPPM เพื่อที่จะดูว่าในการมอดูเลตแบบ $[N, K]$ MPPM แต่ละแบบ ลำดับของการมอดูเลต $[N, K]$ มีค่าเท่าใดถึงจะทำให้ระบบมีสมรรถนะดีที่สุด ในช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนแบบเกาท์เซียน ลำดับถัดไปเป็นการจำลองระบบที่มีการมอดูเลตแบบ [8,2] MPPM [8,4] MPPM ซึ่งก็คือหนึ่งเฟรมที่ส่งจะประกอบไปด้วย 8 สล็อทและมีจำนวนพัลส์คลื่นอินฟราเรด 2 และ 4 พัลส์ตามลำดับ ซึ่งผลของการจำลองระบบที่ได้แสดงดังรูปที่ 5.19 ส่วนรูปที่ 5.20 เป็นผลการจำลองระบบของการมอดูเลตแบบ [16,2] MPPM และ [16,4] MPPM ซึ่งก็คือหนึ่งเฟรมที่ส่งจะประกอบไปด้วย 16 สล็อท และมีจำนวนพัลส์คลื่นอินฟราเรด 2 และ 4 พัลส์ตามลำดับ



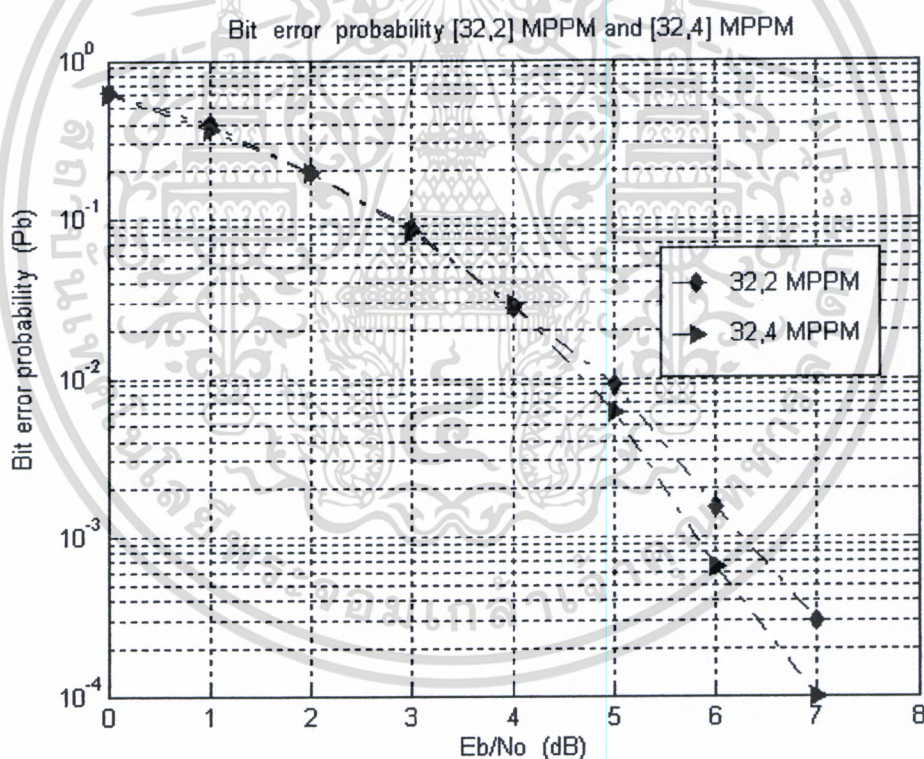
รูปที่ 5.19 สมรรถนะของการมอดูเลทแบบ [8 2] MPPM และ [8 4] MPPM



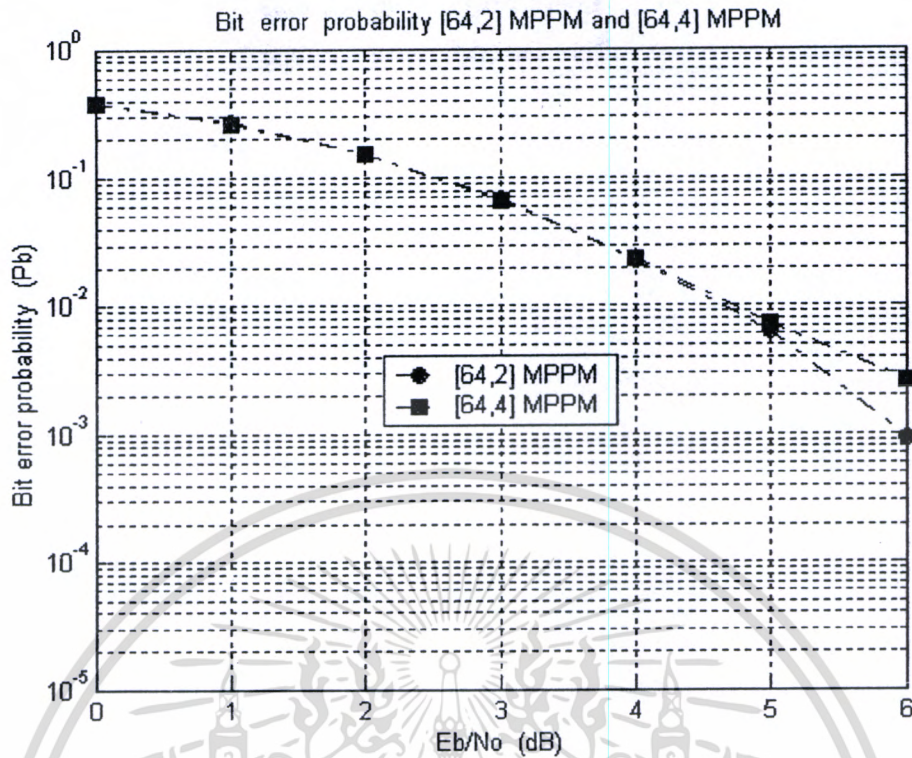
รูปที่ 5.20 สมรรถนะของการมอดูเลทแบบ [16 2] MPPM และ [16 4] MPPM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจากผลการจำลองระบบที่เป็นแบบ LOS จะเห็นว่าการมอดูเลตแบบ [8 4] MPPM นั้นจะมีสมรรถนะที่ดีกว่าการมอดูเลตแบบ [8 2] MPPM และเช่นเดียวกันการมอดูเลตแบบ [16 4] MPPM ก็จะมีสมรรถนะที่ดีกว่าการมอดูเลตแบบ [16 2] MPPM แต่ถ้าเราทำการเปรียบเทียบกันระหว่างการมอดูเลตแบบ [8 4] MPPM กับการมอดูเลตแบบ [16 4] MPPM ก็จะเห็นว่าการมอดูเลตแบบ [8 4] MPPM จะมีสมรรถนะที่ดีกว่าการมอดูเลตแบบ [16 4] MPPM เมื่อเราเทียบที่ค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดเฉลี่ยต่อบิตที่เท่ากัน เช่นที่ค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดเฉลี่ยต่อบิตที่ 10^{-3} การมอดูเลตแบบ [16 4] MPPM มีค่ากำลังงานของสัญญาณต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตเท่ากับ 5.2 เดซิเบล แต่การมอดูเลตแบบ [8 4] MPPM จะมีค่ากำลังงานของสัญญาณต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตเท่ากับ 4.5 เดซิเบล เป็นต้น และถัดไปเป็นการจำลองระบบการมอดูเลตแบบ MPPM ที่มีลำดับของการมอดูเลต [32 2] MPPM [32 4] MPPM [64 2] MPPM และ [64 4] MPPM ซึ่งผลของการจำลองระบบที่ได้แสดงดังในรูปที่ 5.21 และ 5.22 ตามลำดับ



รูปที่ 5.21 สมรรถนะของการมอดูเลตแบบ [32 2] MPPM และ [32 4] MPPM



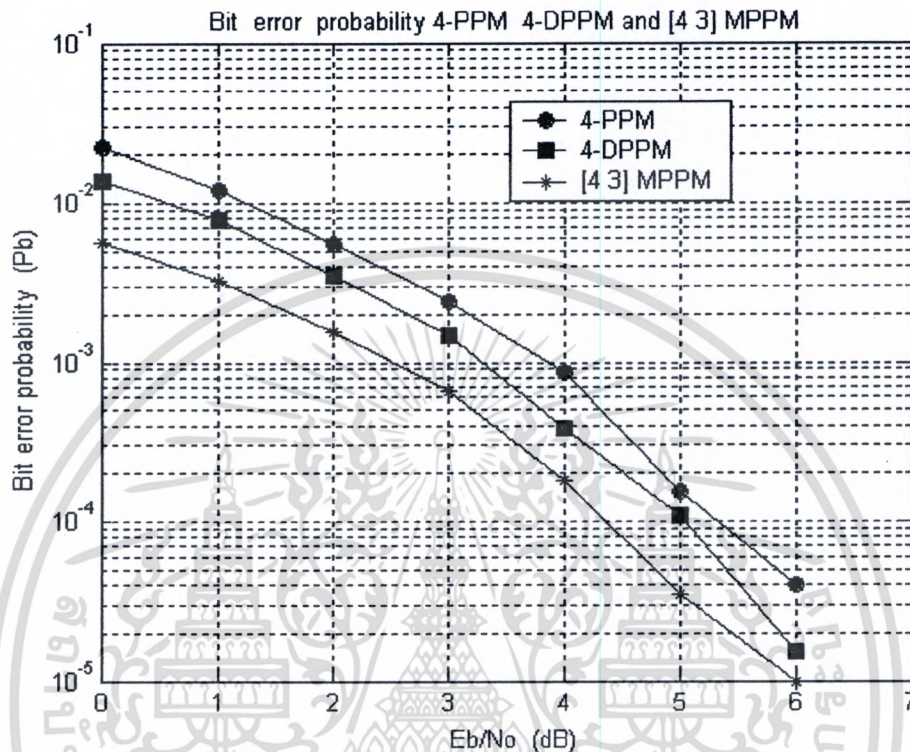
รูปที่ 5.22 สมรรถนะของการมอดูเลตแบบ [64 2] MPPM และ [64 4] MPPM

จากกราฟที่ได้จะเห็นว่า ที่ค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดเฉลี่ยต่อบิตที่ 10^{-2} การมอดูเลตแบบ [32 2] MPPM [32 4] MPPM [64 2] MPPM และ [64 4] MPPM จะไม่แตกต่างกันมากนัก แต่จะเริ่มแตกต่างกันที่ค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดเฉลี่ยต่อบิตที่ต่ำกว่า 10^{-3} ลงไป ซึ่งจากผลการจำลองระบบที่ได้จะเห็นว่า การมอดูเลตแบบ [32 4] MPPM จะมีสมรรถนะดีที่สุดเมื่อเทียบกับการมอดูเลตแบบ [32 2] MPPM [64 2] MPPM และ [64 4] MPPM แต่ถ้าเราพิจารณารวมทั้งหมดตั้งแต่ผลการจำลองระบบในรูปที่ 5.18 จนถึงรูปที่ 5.22 การมอดูเลตตำแหน่งพัลส์แบบ [N K] MPPM ที่มีสมรรถนะดีที่สุดในช่วงสัญญาณแบบ LOS ที่มีสัญญาณรบกวนแบบเกาท์เซียนก็เห็นจะเป็นการมอดูเลตแบบ [4 3] MPPM

5.6 รวมการจำลองระบบที่มอดูเลตแบบ L-PPM L-DPPM และ [N K] MPPM

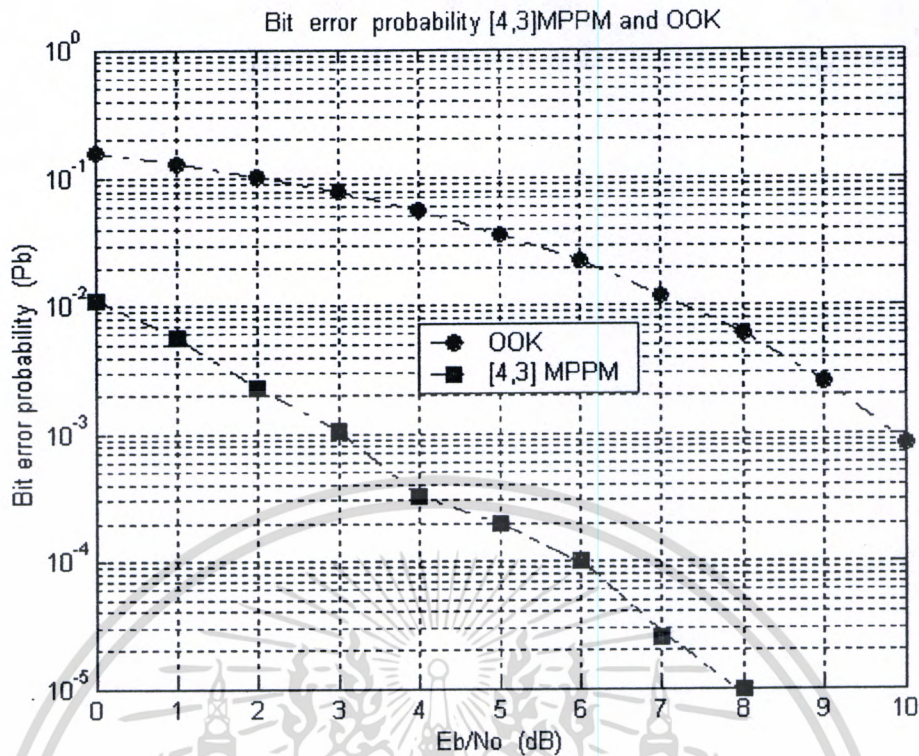
ท้ายสุดเป็นการวิเคราะห์ระบบแบบรวม โดยเลือกเอารูปแบบของการมอดูเลตในหัวข้อที่ 5.3 5.4 และ 5.5 ที่มีสมรรถนะดีที่สุดมาเปรียบเทียบกับอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งก็คือการมอดูเลตแบบ 4-PPM 4-DPPM และ [4 3] MPPM โดยใช้เทคนิคการจำลองระบบแบบ Monte Carlo simulation เช่นเดียวกัน สำหรับผลของการจำลองระบบที่เป็นแบบ LOS แสดงได้ดังรูปที่ 5.23 ซึ่งจากผลการจำลองระบบที่ได้ก็ยังคงเป็นการมอดูเลตแบบ [4 3] MPPM ที่มีสมรรถนะดีที่สุดเมื่อเทียบกับการมอดูเลต

4-DPPM และ 4-PPM ซึ่งจากกราฟที่ได้โดยเฉลี่ยแล้ว การมอดูเลตทั้ง 3 แบบ จะมีความแตกต่างของค่ากำลังงานของสัญญาณต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต อยู่ที่ประมาณ 0.5 เดซิเบล



รูปที่ 5.23 สรุปสมรรถนะของการมอดูเลตแบบ 4-PPM 4-DPPM และ [4 3] MPPM บนช่องสัญญาณแบบ LOS

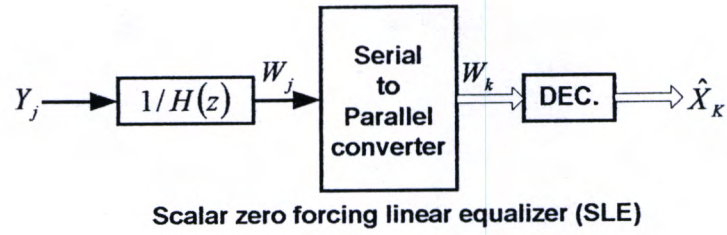
ส่วนรูปที่ 5.24 เป็นการนำเอาการมอดูเลตแบบ [4 3] MPPM มาจำลองอีกครั้งหนึ่งโดยเทียบกับการมอดูเลตแบบ OOK เพื่อดูสมรรถนะของการมอดูเลตแต่ละแบบ ซึ่งผลของการจำลองระบบที่ได้จะเห็นว่ามีความแตกต่างกันมากพอสมควร อย่างเช่น ที่ค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดเฉลี่ยต่อบิตที่ 10^{-3} การมอดูเลตแบบ [4 3] MPPM จะมีค่ากำลังงานของสัญญาณต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต เท่ากับ 3 เดซิเบล แต่สำหรับการมอดูเลตแบบ OOK จะมีค่ากำลังงานของสัญญาณต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ประมาณ 10 เดซิเบล เป็นต้น ซึ่งจะเห็นว่ามีความแตกต่างกันถึง 7 เดซิเบล



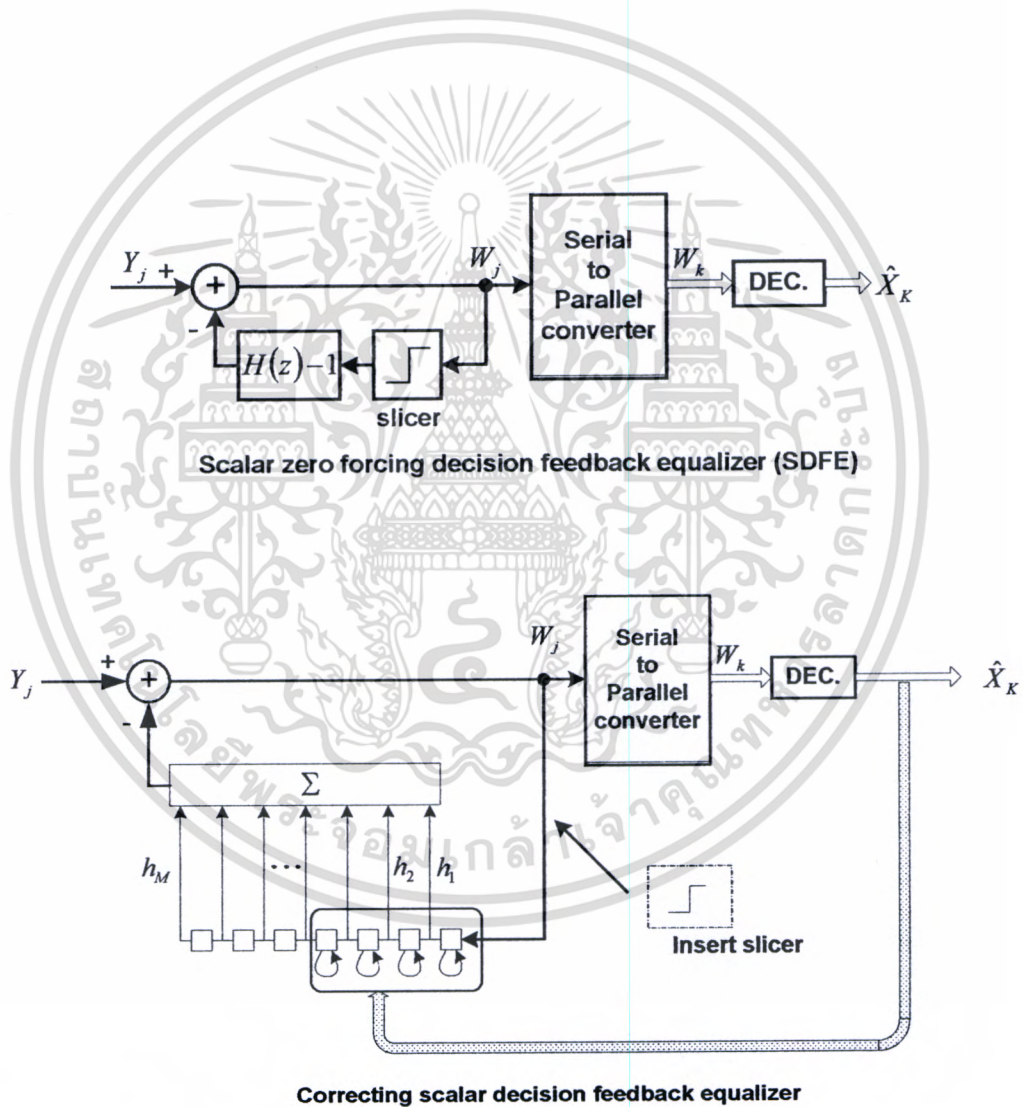
รูปที่ 5.24 สมรรถนะของการมอดูเลตแบบ[4 3] MPPM และแบบ OOK บนช่องสัญญาณแบบ LOS

5.7 การเกิด ISI ในช่องสัญญาณแบบ Diffuse Link

สำหรับช่องสัญญาณที่เป็นแบบ Diffuse link นั้น นอกจากจะมีสัญญาณรบกวนที่เป็นแบบเกาท์เซียนแล้ว ยังมีค่าเฉลี่ยของคลื่นอินฟราเรดเข้ามาเกี่ยวข้องด้วย ซึ่งค่าเฉลี่ยของคลื่นอินฟราเรดนี้เกิดมาจากค่ากำลังงานคลื่นอินฟราเรดที่รับได้นั้น ไม่ได้มาเฉพาะคลื่นที่มีทิศทางแบบตรง(LOS)แต่เพียงอย่างเดียว แต่จะรวมกับคลื่นที่สะท้อนมาจากเพดานหรือผนังห้องเข้ามาด้วย ฉะนั้นจึงทำให้เกิดความแตกต่างของเวลาขึ้นระหว่างคลื่นที่เดินทางมายังตัวรับแบบ LOS กับคลื่นที่เดินทางมาจากจุดสะท้อนต่างๆ ที่อยู่ภายในห้อง ซึ่งค่าเฉลี่ยของคลื่นอินฟราเรดนี้ จะทำให้เกิดปัญหาที่สำคัญในระบบคือการเกิดมัลติพาทดิสเพชัน (Multi path dispersion) เนื่องจากว่าการเกิดมัลติพาทดิสเพชันนี้ จะทำให้เกิดปัญหา ISI (Inter Symbol Interference) ขึ้นที่ภาครับ ซึ่งค่าของ ISI นี้เองที่จะทำให้วงจรภาคตัดสินใจ (Decision circuit) ของภาครับทำงานผิดพลาด วิธีการหนึ่งที่เรานำมาใช้ในการแก้ปัญหาของ ISI ก็คือ การทำอีควอไลเซชันที่ภาครับสัญญาณ (Equalization) [51] [28] ซึ่งเรามักจะเรียกวางจรส่วนนี้ว่า วงจรอีควอไลเซอร์ โดยทำหน้าที่ในการปรับแก้รูปสัญญาณให้มีคุณลักษณะที่ดีขึ้นเพื่อให้การดึงสัญญาณเดิมกลับคืนมามีความถูกต้องมากขึ้น ซึ่งการอีควอไลเซชันสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 รูปแบบใหญ่ๆ ด้วยกันคือ การอีควอไลเซชันแบบเชิงเส้น (Linear Equalization) และแบบไม่เชิงเส้น (Nonlinear Equalization) ดังรูปที่ 5.25 และ 5.26 ตามลำดับ

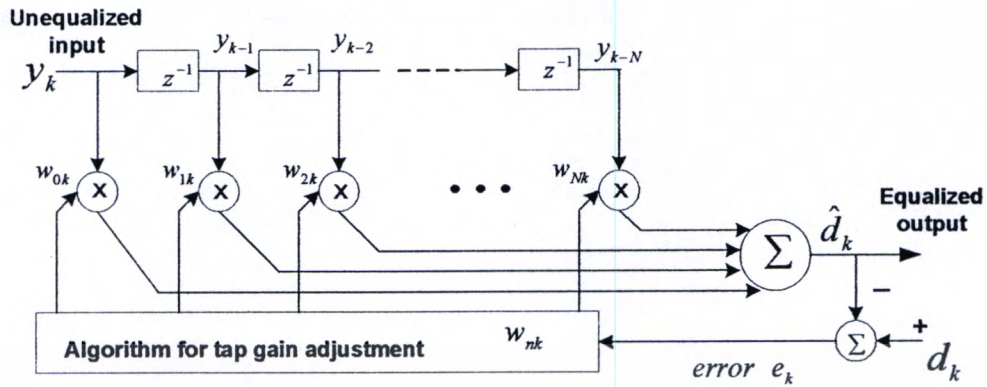


รูปที่ 5.25 การอีควอไลเซชันแบบเชิงเส้น



รูปที่ 5.26 การอีควอไลเซชันแบบไม่เชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.27 โครงสร้างพื้นฐานวงจรอีควอไลเซอร์

ซึ่งการแยกประเภทของการอีควอไลเซชันนี้จะพิจารณาจากส่วนของวงจรมีป้อนกลับ (feedback) ซึ่งจะมีลักษณะโครงสร้างพื้นฐานดังแสดงในรูปที่ 5.27 โดยปกติแล้วที่ภาครับจะประกอบด้วยส่วนของวงจรที่ทำหน้าที่ตัดสินใจว่าสัญญาณ \hat{d}_k ควรจะแปลงให้เป็นสัญญาณดิจิทัล d_k ที่มีค่าเท่าไร ซึ่งโดยทั่วไป จะใช้การเปรียบเทียบระดับของสัญญาณที่รับได้กับค่าเทรซโฮลด์ที่กำหนดไว้ หากการอีควอไลเซชันมีการป้อนกลับค่าของ d_k ไปใช้ในกระบวนการปรับเปลี่ยนค่าของสัญญาณ ที่เข้ามาภายหลังแล้ว เราจะเรียกการอีควอไลเซชันประเภทนี้ว่า การอีควอไลเซชันแบบไม่เชิงเส้น จากรูปวงจรที่ 5.27 อีควอไลเซอร์จะประกอบด้วยอุปกรณ์หน่วงเวลา N ชุด วงจรคูณสัญญาณ จำนวน $N+1$ ชุด และวงจรวกสัญญาณ สัญญาณอินพุต y_k เป็นสัญญาณที่มีขนาดไม่แน่นอน เพราะจะแปรเปลี่ยนไปตามสภาพของช่องสัญญาณ และปริมาณของสัญญาณรบกวนในขณะนั้นๆ ซึ่งเราอาจจะกำหนดให้ตัวแปร y_k เป็นกระบวนการเร็นดอม (random process) ลักษณะของวงจร ดังรูปที่ 5.27 นี้มีชื่อเรียกว่า transversal filter ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ของการคูณ w_{Nk} แต่ละตัวจะมี ตัวแปรเวลา k ห้อยอยู่ด้วย เพื่อบอกว่าค่าสัมประสิทธิ์ของการคูณ w_{Nk} นี้ จะแปรเปลี่ยนตามเวลา เพื่อให้การดึงสัญญาณเดิมกลับคืนมามีความถูกต้องมากที่สุด ค่า w_{Nk} จึงต้องมีการปรับเปลี่ยนตาม เวลาเพื่อหาค่า w_{Nk} ที่เหมาะสมที่สุด บางทีอาจจะต้องปรับเปลี่ยนในทุกๆ ครั้ง ที่มีการเพิ่มขึ้นของ ค่า k หรืออาจจะเปลี่ยนหลังจากที่มีข้อมูลเข้ามาหนึ่งบล็อก อัลกอริทึมในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ จะขึ้นอยู่กับค่า e_k เป็นสำคัญ โดย e_k เป็นผลต่างที่ได้จากการเปรียบเทียบระหว่าง ค่าของ d_k กับ ค่า \hat{d}_k ซึ่งโดยทั่วไปอัลกอริทึมที่ใช้ก็จะพยายามปรับสัมประสิทธิ์การคูณ ในทิศทางที่ทำให้ค่า ฟังก์ชันต้นทุน (cost function) ที่สนใจมีขนาดลดต่ำลงเรื่อยๆ ค่าฟังก์ชันต้นทุนที่นิยมใช้ในการ ปรับค่าสัมประสิทธิ์แบบหนึ่งคือ mean square error (MSE) ระหว่างค่าของสัญญาณที่ต้องการกับ

ค่าของสัญญาณที่ได้จากวงจรอีควอไลเซอร์ โดยในการคำนวณและปรับค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมจะอาศัยสมการต่อไปนี้

$$\text{New weight} = \text{Previous weights} + (\text{constant}) \times (\text{Previous error}) \times (\text{current input})$$

โดย $\text{Previous error} = \text{Previous desired output} - \text{Previous actual output}$

สำหรับค่าคงที่ (constant) ที่ใช้นั้น สามารถที่จะปรับเปลี่ยนได้ในการคำนวณแต่ละรอบ เพื่อควบคุมอัตราการเปลี่ยนของค่าสัมประสิทธิ์ให้เหมาะสม การคำนวณปรับค่าสัมประสิทธิ์ของการคูณ จะกระทำซ้ำไปเรื่อยๆ หลายรอบจนกระทั่งค่าสัมประสิทธิ์ที่หาได้เริ่มจะหยุดตัว และเข้าใกล้ค่าที่ดีที่สุด เมื่อได้ค่าที่เหมาะสมแล้ว กระบวนการปรับค่าสัมประสิทธิ์ก็จะหยุดลง ซึ่งก็จะใช้ชุดสัมประสิทธิ์ที่หาได้นี้ไปจนกว่าจะมีความจำเป็นที่จะต้องทำการปรับค่าสัมประสิทธิ์ใหม่ อีกครั้ง ซึ่งอัลกอริทึมในการปรับเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์ที่สำคัญวิธีหนึ่งก็คือ Least Mean Square (LMS) โดยหลักการของวิธีนี้คือ ขั้นแรกจะทำการเลือกค่าตั้งต้นของสัมประสิทธิ์ชุดหนึ่งแบบสุ่ม (random) หรือกำหนดให้เป็นศูนย์ทั้งหมด จากนั้นก็ทำการปรับค่าสัมประสิทธิ์แต่ละค่าเหล่านั้นทีละนิต เพื่อให้ได้ค่า LMS ที่มีขนาดต่ำลงเรื่อยๆ โดยที่ การปรับในแต่ละรอบนั้นจะอาศัยสมการ

$$d_k(n) = w_N^T(n) y_N(n)$$

$$e_k(n) = x_k(n) - d_k(n)$$

$$w_N(n+1) = w_N(n) - \alpha e_k^*(n) y_N(n)$$

โดย n คือ ค่าที่บอกถึงจำนวนรอบในการปรับค่าสัมประสิทธิ์

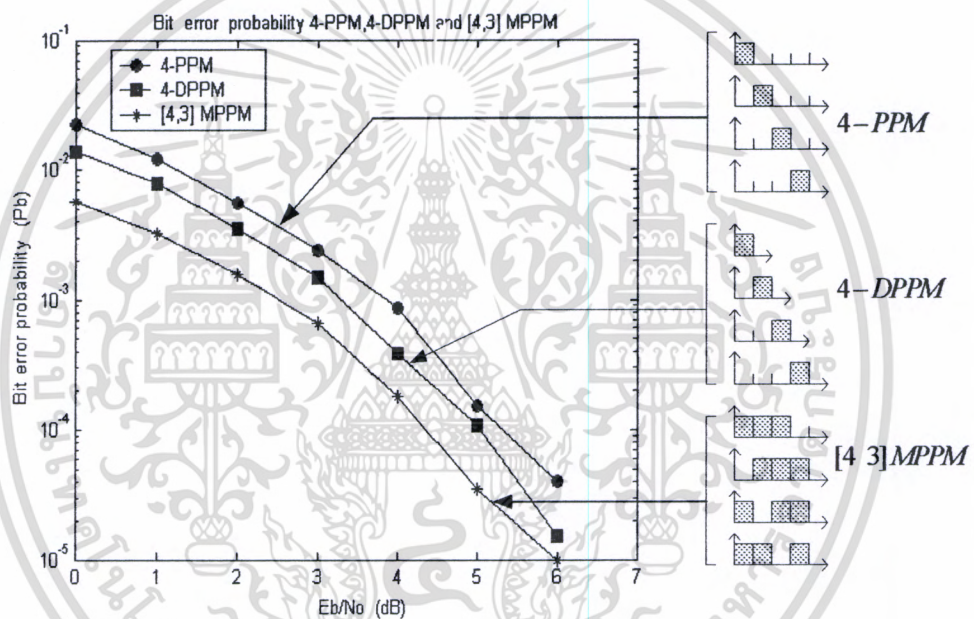
N คือ จำนวนของอุปกรณ์หน่วยเวลาในวงจร

ส่วนค่าของ α คือค่าคงที่เล็กๆที่ใช้ในการควบคุมอัตราการลู่เข้าของค่าสัมประสิทธิ์ในแต่ละรอบ โดยค่านี้ควรจะเล็กพอที่จะทำให้การปรับค่าสัมประสิทธิ์มีเสถียรภาพ สามารถลู่เข้าสู่ค่าที่เหมาะสม โดยไม่มีปัญหาของการแกว่ง ซึ่งค่าของ α ที่เหมาะสมจะมีค่าอยู่ระหว่าง $0 < \alpha < 2 / \sum \lambda_i$ โดย λ_i คือค่า i^{th} eigenvalue ของโคแเวเรียนซ์เมทริกซ์สหสัมพันธ์ของขาเข้า R_{NN} ที่มีขนาดเท่ากับ $(N+1) \times (N+1)$ ซึ่ง $R = E[y_k y_k^T]$ ซึ่งรายละเอียดที่เกี่ยวกับการทำอีควอไลเซชันยังมีอีกหลายรูปแบบ ซึ่งแต่ละรูปแบบก็จะมีข้อต่างกันออกไป ซึ่งสามารถหาเพิ่มเติมได้จากอ้างอิง [28] [35] [43] และ [50] ตามลำดับ

สรุปผลการวิจัย

จากผลการจำลองระบบที่ได้จะเห็นว่า ระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดเป็นระบบที่มีอัตราการลดทอนกำลังงานคลื่นที่สูงมากเมื่อเทียบกับระยะทางระหว่างตัวส่งถึงตัวรับ และเมื่อเราเปรียบเทียบกันระหว่างช่องสัญญาณอินฟราเรดที่เป็นแบบ Line of sight และ แบบ Diffuse link จะเห็นว่า ในช่องสัญญาณแบบ Diffuse link นั้น จะมีอัตราการลดทอนกำลังงานคลื่นอินฟราเรดที่สูงกว่าช่องสัญญาณแบบ Line of sight ที่เป็นเช่นนี้ ก็เพราะว่าในระบบแบบ Diffuse link นั้น คลื่นที่เดินทางจากตัวส่งมายังตัวรับ จะเป็นคลื่นที่สะท้อนมาจากเพดานหรือผนังห้อง ฉะนั้นประสิทธิภาพของระบบแบบ Diffuse link นอกจากจะขึ้นอยู่กับอัตราการลดทอนที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณแล้วยังจะขึ้นอยู่กับ สัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นอินฟราเรดของวัสดุที่ใช้ทำผนังหรือเพดานห้องด้วย แต่ข้อดีของ ระบบแบบ Diffuse link ก็คือจะมีความยืดหยุ่นในการใช้งานที่สูงกว่า ระบบแบบ Line of sight เพราะว่าเราไม่จำเป็นต้องคอยปรับทิศทางลำคลื่นอินฟราเรด ของตัวส่งและตัวรับให้อยู่ในแนวตรงกันเสมอ เหมือนกับระบบแบบ Line of sight วิธีการหนึ่งที่เรากำลังพิจารณาในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดให้ดีขึ้น คือการเลือกวิธีหรือเทคนิคที่จะมอดูเลตสัญญาณข้อมูล (Electrical signals) เข้ากับคลื่นพาห่ออินฟราเรด (Optical signals) โดยใช้ อุปกรณ์โฟโตไดโอด (Photo diode) ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ทำการเปรียบเทียบสมรรถนะของการมอดูเลตแบบ OOK L-PPM L-DPPM และ [N K] MPPM โดยใช้โปรแกรม MATLAB ซึ่งจากผลการจำลองระบบทั้งหมดที่ได้ จะเห็นว่า การมอดูเลตแบบ L-PPM จะมีสมรรถนะดีที่สุดในเมื่อพิจารณาในแง่ของประสิทธิภาพด้านกำลังงานของสัญญาณ โดยใช้การมอดูเลตแบบ OOK เป็นตัวอ้างอิง แต่ถ้าเราพิจารณาในแง่ของแบนด์วิดท์ที่ใช้งานที่สัมพันธ์กับอัตราความเร็วในการส่งข้อมูล (Bit rate) การมอดูเลตแบบ L-DPPM และ [N K] MPPM จะมีประสิทธิภาพดีกว่าการมอดูเลตแบบ L-PPM และท้ายสุดเป็นการจำลองระบบโดยใช้เทคนิค Monte Carlo simulation ในระบบที่เป็นแบบ Line of sight ที่มีสัญญาณรบกวนเป็นแบบเกาท์เซียน (AWGN) รูปแบบการมอดูเลตที่มีสมรรถนะดีที่สุดในเมื่อเปรียบเทียบกับการมอดูเลตแบบ L-PPM และ L-DPPM ดังแสดงในรูปที่ 6.1 ซึ่งจากกราฟที่ได้ก็คือการมอดูเลตแบบ [4 3] MPPM ถึงแม้ว่าการมอดูเลตแบบ [N K] MPPM จะมีความเหมาะสมที่จะนำไปสร้างใช้ในงานจริง แต่ทว่าในทางตรงกันข้ามการมอดูเลตแบบ [N K] MPPM จะมีประสิทธิภาพทางด้านกำลังงานของสัญญาณที่ด้อยที่สุด เมื่อเทียบกับการมอดูเลตแบบ L-PPM และ L-DPPM เพราะในการออกแบบระบบสื่อสารไร้สายอินฟราเรดที่จะนำไปใช้ในงานจริงนั้น สิ่งที่เราจะต้องคำนึงถึงให้มากที่สุดก็คือความปลอดภัยในเรื่องของ Eye Safety ซึ่งข้อกำหนดในเรื่องของ Eye Safety นี้ได้กล่าวไว้แล้ว

ในบทที่ 2 ฉะนั้นถ้าเรามองในแง่ของความปลอดภัยในเรื่อง Eye Safety การมอดูเลตแบบ L-PPM หรือ L-DPPM ก็น่าจะเหมาะสมกว่าที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรใช้งานจริง สำหรับการท้าวิจัยที่ต่อเนื่องจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ก็เห็นจะเป็นการนำทฤษฎีและผลของการจำลองระบบที่ได้ ไปสร้างเป็นวงจรจริง สำหรับการมอดูเลตแต่ละแบบ ซึ่งอาจจะใช้ภาษา VHDL เขียนลงบนชิป FPGA ซึ่งอาจจะใช้เทคโนโลยีของ Altera หรือ Xilinx ก็ได้ โดยใช้มาตรฐานของ IrDA ซึ่งเป็นมาตรฐานสำหรับระบบสื่อสารไร้สายภายในอาคาร (Wireless Local Area Networks) ที่ใช้คลื่นอินฟราเรดเป็นตัวส่งผ่านข้อมูลในระบบ เพื่อคุณสมบัติของการมอดูเลตแบบตำแหน่งพัลส์แต่ละแบบว่าเป็นอย่างไร สำหรับการนำไปใช้ในงานจริง



รูปที่ 6.1 สรุปสมรรถนะของการมอดูเลต 4-PPM 4-DPPM และ [4 3] MPPM

เอกสารอ้างอิง

- [1] Joseph M. Kahn. **Wireless Infrared Communications**. MA : Kluwer. 1994.
- [2] Asuncion S., Francisco J. Lopez-Hernandez . **Wireless LAN Systems**. Boston : Artech House. 1994.
- [3] Joseph M. K., John R. B. “ Wireless Infrared Communication.” IEEE Pro, Vol.85, No.2, Febuary 1997. pp. 265-298.
- [4] Lomba C.R., Valadas R.T. and De Oliveira Duarte A.M. “ Experimental Characterization And Modeling of the reflection of Infrared Signals on Indoor Surfaces.” IEE Proc.- Optoelectron, Vol.145, No.3, June 1998. pp. 191-197.
- [5] John R. B., Joseph M. K., Krause W.J., Lee E.A. and Messerschmitt D.G. “ Simulation of Multipath Impulse Response for Indoor Wireless Optical Channels.” EEE J.Select. Areas. Commu, vol.11, No.3, April 1993. pp. 367-379.
- [6] Yang H., Lu C. “ Infrared Wireless LAN Using Multiple Optical Source.” IEE Proc.- Optoelectron, Vol.147, No.4, August 2000. pp. 301-307.
- [7] Jeffrey B.C., Joseph M. K.. “ Modeling of Nondirected Wireless Infrared Channels.” IEEE Trans. Commu, vol.45, No.10, October 1997. pp. 1260-1268.
- [8] Joseph M. K., William J. K. and Jeffrey B. C. “ Experiment Characterization of Non-Directed Indoor Infrared Channels.” IEEE Trans. Commu, Vol.43, No.2/3/4, February /March/April 1995. pp. 1613-1623.
- [9] John R. B., Joseph M. K. “ Link Design for Non - Directed Wireless Infrared Communications.” Published in Applied Optics, Vol.34, No.19, July 1995. pp. 3764-3776.
- [10] Pakravan M. R. , Mohsen K. and Hashami H. “ Indoor Wireless Infrared Channel Characterization by Measurements.” IEEE Trans. Vehicular Tech, Vol.50, No.4, July 2001. pp. 1053-1073.
- [11] Gonzalez O., Militello C., Rodrigues R. and Ayala A. “ Error estimation of the impulse on Diffuse wireless infrared indoor channels using Monte Carlo ray-tracing algorithm.” IEE Proc. Optoelectron, Vol.149, No.5/6, October/ December 2002. pp.222-227.
- [12] Devid J. T. H., David R. W., Ian N. and Peter C. “ Optical Wireless : The Story So Far.” IEEE Commu. Maggazine, December 1998. pp.72-82.

- [13] Volker J., Volker P., Stephan N. and Clemens von H. "A Physical Model of the Wireless Infrared Communication Channels." IEEE Journal of selected areas in communication, Vol.20, No.3, April 2002. pp.631-640.
- [14] Yang H., Lu C. "Infrared Wireless LAN using multiple optical sources." IEE Proc.- Optoelectron, Vol.147, No.4, August 2000. pp.301-307.
- [15] Adriano J. C. M., Rui T. V. and Duarte A.M. "Optical interference produced by artificial Light." IEEE Wireless Network, Vol.3, No.3, May 1997. pp.131-140.
- [16] Joseph M. K.Narasimhan R.and Audeh M. D. "Effect of electronic-ballast fluorescent Lighting on wireles infrared links." IEE Proc. - Optoelectron, Vol.143, No.6, December 1996. pp.347-354.
- [17] Hranilovic S. "Optoelectronics and Channel Modelling for Indoor Infrared Links." M.A. Sc. Thesis of Toronto University .1999.
- [18] ศุภิต เครื่องงาม. **สิ่งประดิษฐ์ออปโตอิเล็กทรอนิกส์ฟลิคส์ เทคโนโลยีและการใช้งาน เล่ม1.** กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2542.
- [19] David Sliney, and Myron Wolbarshed. **Safety with Lasers and Other Optical Sources.** New York : Plenum ,Inc. 1980.
- [20] Sliney D. "Deriving Exposure Limits." SPIE Laser Safety and Eye safety, Vol.1207, 1990. pp.2-13.
- [21] Dereniak E. L., Boreman G. D. **Infrared Detectors and Systems.** New York : John Wiley & Sons. 1996.
- [22] Alexander S. B. **Optical Communication Receiver Design.** SPIE Optical Engineering Press . London : Institution of Electrical Engineering . 1997.
- [23] Malik D. A., Joseph M. K. . "Performance Evaluation of Pulse Position Modulation on Measured Non -Direct Indoor Infrared Channels." IEEE Trans. Commu, Vol. 44, No.6, June 1996. pp.654-659.
- [24] Hyuncheol P., John R. B. "Modulation Analysis for Wireless Infrared Communications." IEE Proc. Of ICC'95 , Vol.2, February 1995. pp.1182-1186.
- [25] Malik D. A., Joseph M. K. "Performance Evaluation of L- Pulse Position Modulation On Measured Non -Direct Indoor Infrared Channels." Proc. Commu. ICC'94 , Vol.2, pp.660-664.
- [26] Rob O., Leo P. J. and Arthur H.M. R. "Wireless Optical PPM Telemetry and the Influence of Lighting Flicker." IEEE Trans. On Instru. And Measu, Vol.47, No.1,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- February 1998. pp.51-55.
- [27] Jinlong Z. "Modulation Analysis for Outdoor Applications of Optical Wireless Communication." *Commu. Technology Proceeding. WCC-ICCT 2000, Vol.2, 2000.* pp.1483-1487.
- [28] David C. M., Joseph M. K. "Coding and Equalization for PPM on Wireless Infrared Channels." *IEEE Trans.Communication, Vol.47, No.2, Febuary 1999.* pp.255-260.
- [29] Ghassemlooy Z., Kaluarachchi E. D., Seed N. L. and Hayes A. R. "Digital Pulse Interval Modulation for Optical Wireless Communication." *IEEE Communication Magazine , Vol. 50, No.2, September 1998.* pp. 95-99.
- [30] Hayes A. R., Ghassemlooy Z. and Seed N. L. "Optical Wireless Communications Using Digital Pulse Interval Modulation." *Proceeding Of SPIE, Vol.3532, November 1998.* pp.61-69.
- [31] Zambrna A.G., Notario A.P. "Improving PPM Schemes in Wireless Infrared Links at High Bit Rates." *IEEE Commu.Letters, Vol.5, No.3, March 2001.* pp.95-97.
- [32] Malik M. A., Joseph M. K. "Performance Evaluation of Baseband OOK for Wireless Indoor Infrared LAN's Operating at 100 Mb/s." *IEEE Trans.Commu, Vol. 43, No.6, June 1995.* pp.2085-2094.
- [33] Moreira A. J., Valadas R.T. and Oliveira Duarte M. "Performance of Infrared Transmission Systems under Ambient Light Interference." *IEE Proc.-Optoelectron, Vol.143, No.6, December 1996.* pp.339-346.
- [34] Elmighani J. M. H., Chan H.H. and Cryan R. A. "Sensivity evaluation of optical wireless PPM systems utilising PIN – BJTreceivers." *IEEProc.- Optoelectron, Vol.143, No.6, December 1996.* pp.355-359.
- [35] John G. Proakis. **WILEY ENCYCLOPEDIA OF TELECOMMUNICATIONS Volume 4.** New Jersey : John Wiley & Sons. Inc. 2003.
- [36] Da-shan S., Joseph M. K. "Differential Pulse - Position Modulation for Power-Efficient Optical Communication." *IEEE Trans. Communication, Vol.47, No.8, August 1999.* pp.1201-1210.
- [37] Daniel Z. "Differential PPM has a higher throughput than PPM for the band-limited And average - power – limited optical channel." *IEEE Trans. Infor. Theory, Vol.34, No.5, September 1988.* PP.1269–1273.
- [38] Sugiyama H. Y., Nosu K. "MPPM : A Method for Improving the Band - Utilization

- Efficiency in Optical PPM." IEEE Journal of Light wave Tech., Vol.7, No.3, March 1989. PP.465-472.
- [39] Hossam M. H. Shalaby. "Maximum Achievable Throughputs for Uncoded OPPM and MPPM in Optical Direct – Detection Channels." IEEE Journal of Lightwave Tech., Vol.13, No.11, November 1995. PP.2121-2128.
- [40] Park H., John R. B. "Performance of multiple pulse position modulation on multipath Channels." IEE Proc.- Optoelectron, Vol.143, No.6, December 1996. pp.360 - 364.
- [41] Ramaiah V., Costas N. G. "Frame Synchronization for Optical Multi-pulse Pulse Position Modulation." IEEE Trans. Communication, Vol.43, No.2/3/4, Febuary/March/ April 1995. pp.1838-1843.
- [42] Costas N. G. "Modulation and Coding for Throughput – Efficient Optical Systems." IEEE Trans. Information Theory, Vol.40, No.5, Sebtember 1994. pp.1313-1326.
- [43] John G. Proakis. **DIGITAL COMMUNICATIONS**. Second edition. Singapore : McGraw-Hill Book Company. 1989.
- [44] Jimenez R. P., Berges J. and Betancor M. J. "Statistical model for the impulse response on infrared indoor diffuse channels." IEEE Electronics letters, Vol. 33, No.15 , July 1997. pp.1298-1300.
- [45] วิวัฒน์ กิรานนท์. **วิศวกรรมการสื่อสาร**. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2540.
- [46] John G. Proakis, Masoun Salehi. **CONTEMPORARY COMMUNICATION SYSTEMS USING MATLAB**. Northeastern University. Boston : PWS Publishing Company. 1997.
- [47] Thomas L. Harman, James Dabney, Norman Richert. **ADVANCED ENGINEERING MATHEMATICS USING MATLAB V.4**. Boston : PWS Publishing Company. 1997.
- [48] มนต์ สัจวรศิลป์, วรรัตน์ ภัทรอมรกุล. **คู่มือการใช้งาน MATLAB ฉบับสมบูรณ์**. กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์อินโฟเพรส. 2543.
- [49] จารุทัศน์ วงษ์สันต์. **MATLAB สำหรับแก้ปัญหาเชิงวิทยาศาสตร์ และวิศวกรรม**. กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์. 2544.
- [50] ลัญฉกร วุฒิสัทติกุล. **หลักการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่**. กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2542.

ภาคผนวก ก.

โปรแกรม MATLAB วิเคราะห์ค่าดีเลย์ของคลื่นอินฟราเรด

```

%%%%%%%%%% โปรแกรมสำหรับวิเคราะห์ค่าดีเลย์ของคลื่นอินฟราเรดที่ผ่านช่องสัญญาณ %%%%%%%%%
%%%%%%%%%% ชื่อไฟล์ Tmedelay.m %%%%%%%%%
% n1 to n4 = Mode Number of the infrared radiation pattern
% Zeta = The angle between Transmitter and Receiver = 30 degree
% d = The distance between Transmitter to Receiver (m)

clear;

zeta = pi/6;

n1 = 1;
n2 = 30;
n3 = 60;
n4 = 100;
d = 2 : 0.5 :15;

Time1 = (-0.82*n1^0.03)+(d*0.58*n1^-0.11)+(-0.54+0.19*d)*cos(0.019*zeta-0.32);
Time2 = (-0.82*n2^0.03)+(d*0.58*n2^-0.11)+(-0.54+0.19*d)*cos(0.019*zeta-0.32);
Time3 = (-0.82*n3^0.03)+(d*0.58*n3^-0.11)+(-0.54+0.19*d)*cos(0.019*zeta-0.32);
Time4 = (-0.82*n4^0.03)+(d*0.58*n4^-0.11)+(-0.54+0.19*d)*cos(0.019*zeta-0.32);

plot (d, Time1, ' + ');
hold on
plot (d, Time2, ' > ');
hold on
plot (d, Time3, ' o ');
hold on
plot (d, Time4, ' * ');
hold off

title (' Delay spread ');
xlabel (' Distance between Tx-to-Rx (m) ');
ylabel (' Time delay (ns) ');

%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%

```



```

T1 = L*Rb / (log10(L) / log10(2));
T2 = (L+1)*Rb / (2*log10(L) / log(2));
end
plot (Rb, T1, '+' );
hold on
plot (Rb, T2, '* ');
hold off
grid on
title ( 'Band Width L-PPM and L-DPPM ');
xlabel ( ' Bit Rate (Mbps) ');
ylabel ( ' Band Width (Mhz) ');
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% โปรแกรมวิเคราะห์แบนด์วิดท์ของการมอดูเลทแบบ L-PPM L-DPPM และ [N K] MPPM %
% ชื่อไฟล์ BWLDNKPPM . m %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Band Width L-Pulse Position Modulation and L-Differential Pulse Position Modulation
% Rb = Bit Rate (Mbps)
% N = Shift symbol or Modulation order L (slot per frame )
% K = 2 to 6 ( Number of pulse on frame )
% Band Width [N,K] MPPM = N*Rb / (log2[N, K])
N = 16;
Rb = 1 : 10 : 100;
    BWLPPM = N*Rb / 4;
    BWLDPPM = (N+1)*Rb / 8;
    BW162MPPM = N*Rb / 6.90689;
    BW163MPPM = N*Rb / 9.12928;
    BW164MPPM = N*Rb / 10.8297;
    BW165MPPM = N*Rb / 12.0927;
    BW166MPPM = N*Rb / 12.9672;
Plot ( Rb, BWLPPM, '+' );
hold on
Plot ( Rb, BWLDPPM, '>' );

```

```

hold on
Plot ( Rb, BW162MPPM, 'o');
hold on
Plot ( Rb, BW163MPPM, 's');
hold on
Plot ( Rb, BW164MPPM, 'x');
hold on
Plot ( Rb, BW165MPPM, '*');
hold on
Plot ( Rb, BW166MPPM, 'd');
hold off
axis ('square');
grid on
title (' Band Width Requirement L-PPM , L-DPPM and [N,K] MPPM ');
xlabel (' Bit Rate ');
ylabel ('Band Width (MHz) ');
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
โปรแกรมวิเคราะห์กระแสเอาท์พุทของพินโฟโต้ไดโอด
ชื่อไฟล์ pinPhotodiode . m
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Average Photocurrent from p-i-n Photodiode
% Ar = effective area receiver (cm)
% Ptx = transmitted power (w)
% q = electron charge (1.602x10-19 coulombs)
% ni = quantum efficiency of photodiode
% h = Planck's constant (6.626x10-34 J / S )
% v = Infrared frequency = c / λ = (3x108) / λ (Hz)
% d = distance between Tx - to - Rx (m)
% r1 = wall paint reflectivity = 0.184 and r2 = floor tile reflectivity = 0.128
close all;
Ar = 1;
Ptx = 25*(10^-3);

```

```

q = 1.6*10^-19;
ni = 0.8;
h = 6.626*(10^-34);
v = 3*10^8/(880*10^-9);
d = 1 : 1 : 30;
Ip1 = (Ar*Ptx*q*ni)/(4*pi*h*v*d.^2);
Ip2 = (0.184*Ar*Ptx*q*ni)/(4*pi*h*v*d.^2);
Ip3 = (0.128*Ar*Ptx*q*ni)/(4*pi*h*v*d.^2);
Semilogy(d, Ip1, '-');
hold on
Semilogy(d, Ip2, ':');
hold on
Semilogy(d, Ip3, 'o');
hold off
title('Average p-i-n Photocurrent on LOS and Diffuse channel ');
xlabel('Distance between Tx - to - Rx (m) ');
ylabel('Ip average p-i-n Photodiode current (A) ');
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
โปรแกรมวิเคราะห์กำลังงานในช่องสัญญาณแบบ Line Of Sight
ชื่อไฟล์ LOSpower.m
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Power received in LOS  $\cong \frac{A_r}{d^2} \frac{n+1}{2\pi} P_E \cos^n(\varphi) \cos \phi$ 
% Ar = effective area receiver (cm)
%  $P_E$  = transmitted radiated by the emitter (w)
% n = mode number of the radiation lobe
% d = distance between Tx - to - Rx (m)
%  $\varphi$  = transmit angle (degree)  $\varphi \in [-\frac{\pi}{2} \rightarrow \frac{\pi}{2}]$ 
%  $\phi$  = receive angle (degree)  $\phi \in [0 \rightarrow FOV]$ 
clear;
Ar = 1;
n = 1;

```


ภาคผนวก ก.

โปรแกรม MATLAB จำลองระบบการมอดูเลตแบบ OOK และ L-PPM

```

%% บันทึกไฟล์ gngauss.m , smlPeOOK.m , smlPe4PPM.m , smlPe8PPM.m และ
plot.m ไว้ในไดเรกทอรีเดียวกัน แล้วตั้งรัน (Run) ที่ไฟล์ plot.m %%%%%%%%%%
%%%%%%%%% โปรแกรมหลักสำหรับพล็อตค่า Probability of error L-PPM %%%%%%%%%%
%%%%%%%%% ชื่อไฟล์ plot.m %%%%%%%%%%
echo on
SNRindB = 0 : 1 : 15 ;
for i = 1 : length (SNRindB),
    sml_err_prb1(i) = smlPeOOK(SNRindB(i));
    sml_err_prb2(i) = smlPe4PPM(SNRindB(i));
    sml_err_prb3(i) = smlPe8PPM(SNRindB(i));
end;
semilogy(SNRindB, sml_err_prb1, '*');
hold on
semilogy(SNRindB, sml_err_prb2, 'o');
hold on
semilogy(SNRindB, sml_err_prb3, 'd');
hold off
title (' Bit error probability L-PPM ');
xlabel (' Eb/No (dB) ');
ylabel (' Bit error probability (Pb) ');
%%%%%%%%%
%%%%%%%%%
%%%%%%%%%
%%%%%%%%% ฟังก์ชันสำหรับสร้างสัญญาณรบกวนแบบเกาท์เซียน %%%%%%%%%%
%%%%%%%%% ชื่อไฟล์ gngauss.m %%%%%%%%%%
function [gsrv1,gsrv2]=gngauss(m,sgma);
if nargin == 0;
    m = 0;

```

```

sigma = 1;
elseif nargin == 1;
    sigma = m;
    m = 0;
end;
u = rand; % a uniform random variable in (0,1)
z = sigma*(sqrt(2*log(1/(1-u)))); % a rayleigh distributed random variable
u = rand; % another uniform random variable
gsrv1 = m + z*cos(2*pi*u);
gsrv2 = m + z*sin(2*pi*u);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% ฟังก์ชันจำลองระบบการมอดูเลทแบบ OOK %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% ชื่อไฟล์ smldPeOOK.m %%%%%%%%%
function [p] = smldPeOOK(snr_in_dB)
E = 1;
alpha_opt = 1/2 ;
SNR = exp(snr_in_dB*log(10)/(10)); % Signal-to-Noise- Ratio
Sgma = E/sqrt(2*SNR); % sigma. Standard deviation of noise
N = 10000;
for i = 1 : N,
    temp = rand; % a uniform random variable over (0,1)
    if (temp < 0.5),
        dsource(i) = 0; % with probability 1/2 , source output is "0"
    else
        dsource(i) = 1; % with probability 1/2 , source output is "1"
    end
end;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Detection and Probability of error calculation %%%%%%%%%
numoferr = 0;
for i = N,
    if (dsource(i) == 0,

```



```

elseif (temp < 0.75),           % with probability 1/4 , source output is "10"
    dsource1(i) = 1;
    dsource2(i) = 0;
else                             % with probability 1/4 , source output is "11"
    dsource1(i) = 1;
    dsource2(i) = 1;
end
end;

%%%%%%%%%%%%% Detection and Probability of error calculation %%%%%%%%%%%%%%
numoferr = 0;
for i = 1 : N,
    if ((dsource1(i) == 0)&(dsource2(i) == 0)), % the symbols output is "00"
        r0 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
        r1 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r2 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r3 = gngauss(sgma); % 0 + noise
    elseif ((dsource1(i) == 0)&(dsource2(i) == 1)), % the symbols output is "01"
        r0 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r1 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
        r2 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r3 = gngauss(sgma); % 0 + noise
    elseif ((dsource1(i) == 1)&(dsource2(i) == 0)), % if the source output is "10"
        r0 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r1 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r2 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
        r3 = gngauss(sgma); % 0 + noise
    else % if the source output is "11"
        r0 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r1 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r2 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r3 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
    end;
end;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%%%%%%%%%% The detector 4-PPM %%%%%%%%%%%
max_r = max([r0 r1 r2 r3]);
if (r0 == max_r), % decision is "00"
    decis1 = 0;
    decis2 = 0;
elseif (r1 == max_r), % decision is "01"
    decis1 = 0;
    decis2 = 1;
elseif (r2 == max_r), % decision is "10"
    decis1 = 1;
    decis2 = 0;
else % decision is "11"
    decis1 = 1;
    decis2 = 1;
end;
%%%%%%%%%% count the number of bit errors made in this decision %%%%%%%%%%%
if (decis1 ~= dsource1(i)),
    numoferr = numoferr + 1;
end;
if (decis2 ~= dsource2(i)),
    numoferr = numoferr + 1;
end;
end;
p = numoferr / (2*N);
%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%% ฟังก์ชันจำลองระบบการมอดูเลตแบบ 8-PPM %%%%%%%%%%%
ชื่อไฟล์ smldPe8PPM.m %%%%%%%%%%%
function [p] = smldPe8PPM (snr_in_dB)
M = 8;
E = 1;
SNR = exp(snr_in_dB*log(10)/10); % Signal-to-Noise- Ratio

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

sigma = sqrt(E^2 / (8*SNR));           % sigma. Standard deviation of noise 8-PPM
N = 10000;
for i = 1 : N,
    temp = rand;           % a uniform random variable over (000,001,010,011,100,101,110,111)
    if (temp < 0.125),           % with probability 1/8 , source output is "000"
        dsource1(i) = 0;
        dsource2(i) = 0;
        dsource3(i) = 0;
    elseif (temp < 0.25),           % with probability 1/8 , source output is "001"
        dsource1(i) = 0;
        dsource2(i) = 0;
        dsource3(i) = 1;
    elseif (temp < 0.375),           % with probability 1/8 , source output is "010"
        dsource1(i) = 0;
        dsource2(i) = 1;
        dsource3(i) = 0;
    elseif (temp < 0.5),           % with probability 1/8 , source output is "011"
        dsource1(i) = 0;
        dsource2(i) = 1;
        dsource3(i) = 1;
    elseif (temp < 0.625),           % with probability 1/8 , source output is "100"
        dsource1(i) = 1;
        dsource2(i) = 0;
        dsource3(i) = 0;
    elseif (temp < 0.75),           % with probability 1/8 , source output is "101"
        dsource1(i) = 1;
        dsource2(i) = 0;
        dsource3(i) = 1;
    elseif (temp < 0.875),           % with probability 1/8 , source output is "110"
        dsource1(i) = 1;
        dsource2(i) = 1;
        dsource3(i) = 0;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

else
    % with probability 1/4, source output is "111"
    dsourcel(i) = 1;
    dsource2(i) = 1;
    dsource3(i) = 1;
end
end;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Detection and Probability of error calculation %%%%%%%%%%%%%%%
numoferr = 0;
for i = 1 : N,
    if ((dsourcel(i) == 0)&(dsource2(i) == 0)&(dsource3(i) == 0)), % symbols output is "000"
        r0 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
        r1 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r2 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r3 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r4 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r5 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r6 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r7 = gngauss(sgma); % 0 + noise
    elseif ((dsourcel(i) == 0)&(dsource2(i) == 1)&(dsource3(i) == 1)), % symbols output is "001"
        r0 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r1 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
        r2 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r3 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r4 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r5 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r6 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r7 = gngauss(sgma); % 0 + noise
    elseif ((dsourcel(i) == 0)&(dsource2(i) == 1)&(dsource3(i) == 0)), % symbols output is "010"
        r0 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r1 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r2 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
        r3 = gngauss(sgma); % 0 + noise
    end
end

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

r4 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
r5 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
r6 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
r7 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
elseif ((dsource1(i) == 0)&(dsource2(i) == 1)&(dsource3(i) == 1)), % symbols output is "011"
    r0 = gngauss(sgma);       % 0 + noise
    r1 = gngauss(sgma);       % 0 + noise
    r2 = gngauss(sgma);       % 0 + noise
    r3 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
    r4 = gngauss(sgma);       % 0 + noise
    r5 = gngauss(sgma);       % 0 + noise
    r6 = gngauss(sgma);       % 0 + noise
    r7 = gngauss(sgma);       % 0 + noise
elseif ((dsource1(i) == 1)&(dsource2(i) == 0)&(dsource3(i) == 0)), % symbols output is "100"
    r0 = gngauss(sgma);       % 0 + noise
    r1 = gngauss(sgma);       % 0 + noise
    r2 = gngauss(sgma);       % 0 + noise
    r3 = gngauss(sgma);       % 0 + noise
    r4 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
    r5 = gngauss(sgma);       % 0 + noise
    r6 = gngauss(sgma);       % 0 + noise
    r7 = gngauss(sgma);       % 0 + noise
elseif ((dsource1(i) == 1)&(dsource2(i) == 0)&(dsource3(i) == 1)), % symbols output is "101"
    r0 = gngauss(sgma);       % 0 + noise
    r1 = gngauss(sgma);       % 0 + noise
    r2 = gngauss(sgma);       % 0 + noise
    r3 = gngauss(sgma);       % 0 + noise
    r4 = gngauss(sgma);       % 0 + noise
    r5 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
    r6 = gngauss(sgma);       % 0 + noise
    r7 = gngauss(sgma);       % 0 + noise
elseif ((dsource1(i) == 1)&(dsource2(i) == 1)&(dsource3(i) == 0)), % symbols output is "110"

```

```

r0 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
r1 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
r2 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
r3 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
r4 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
r5 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
r6 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
r7 = gngauss(sgma);           % 0 + noise

else                             % symbols output is "111"
r0 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
r1 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
r2 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
r3 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
r4 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
r5 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
r6 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
r7 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
end;

%%%%%%%%%%%%%% The detector 8-PPM %%%%%%%%%%%%%%%
max_r = max([r0 r1 r2 r3 r4 r5 r6 r7]);
if (r0 == max_r),               % decision is "000"
    decis1 = 0;
    decis2 = 0;
    decis3 = 0;
elseif (r1 == max_r),          % decision is "001"
    decis1 = 0;
    decis2 = 0;
    decis3 = 1;
elseif (r2 == max_r),          % decision is "010"
    decis1 = 0;
    decis2 = 1;
    decis3 = 0;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

elseif (r3 == max_r),                                % decision is "011"
    decis1 = 0;
    decis2 = 1;
    decis3 = 1;
elseif (r4 == max_r),                                % decision is "100"
    decis1 = 1;
    decis2 = 0;
    decis3 = 0;
elseif (r5 == max_r),                                % decision is "101"
    decis1 = 1;
    decis2 = 0;
    decis3 = 1;
elseif (r6 == max_r),                                % decision is "110"
    decis1 = 1;
    decis2 = 1;
    decis3 = 0;
else                                                  % decision is "111"
    decis1 = 1;
    decis2 = 1;
    decis3 = 1;
end;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% count the number of bit errors made in this decision %%%%%%%%%%%%%%%
if (decis1~= dsource1(i)),
    numoferr = numoferr + 1;
end;
if (decis2~= dsource2(i)),
    numoferr = numoferr + 1;
end;
if (decis3~= dsource3(i)),
    numoferr = numoferr + 1;
end;
end;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$p = \text{numoferr} / (3 * N);$$

%%
%%



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง.

โปรแกรม MATLAB จำลองระบบการมอดูเลทแบบ L-DPPM

```
%% บันทึกไฟล์ gngauss.m, smlPe4DPPM.m, smlPe8DPPM.m และ plot.m ไว้ใน
%% ไดรคทอริเดียวกัน แล้วสั่งรัน (Run) ที่ไฟล์ plot.m %%%%%%%%%%%
%% %%%%%%%%%%%
%% %%%%%%%%%%% โปรแกรมหลักสำหรับพล็อตค่า Probability of error L-DPPM %%%%%%%%%%%
%% %%%%%%%%%%% ชื่อไฟล์ plot.m %%%%%%%%%%%
echo on
SNRindB = 0 : 1 : 15 ;
for i = 1 : length (SNRindB),
    sml_err_prb1(i) = smlPe4DPPM(SNRindB(i));
    sml_err_prb2(i) = smlPe8DPPM(SNRindB(i));
end;
semilogy(SNRindB, sml_err_prb1, '*');
hold on
semilogy(SNRindB, sml_err_prb2, 'o');
hold off
title (' Bit error probability L-DPPM ');
xlabel (' Eb/No (dB) ');
ylabel (' Bit error probability (Pb) ');

%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%% ฟังก์ชันจำลองระบบการมอดูเลทแบบ 4-DPPM %%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%% ชื่อไฟล์ smlPe4DPPM.m %%%%%%%%%%%
function [p] = smlPe4DPPM (snr_in_dB)
M = 4;
E = 1;
SNR = exp(snr_in_dB*log(10)/10); % Signal-to-Noise- Ratio
sigma = sqrt(E^2 / (4*SNR)); % sigma. Standard deviation of noise 4-DPPM
N = 10000;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

for i = 1 : N,
    temp = rand; % a uniform random variable over (00 , 01 , 10 , 11)
    if (temp < 0.25), % with probability 1/4 , source output is "00"
        dsource1(i) = 0;
        dsource2(i) = 0;
    elseif (temp < 0.5), % with probability 1/4 , source output is "01"
        dsource1(i) = 0;
        dsource2(i) = 1;
    elseif (temp < 0.75), % with probability 1/4 , source output is "10"
        dsource1(i) = 1;
        dsource2(i) = 0;
    else % with probability 1/4 , source output is "11"
        dsource1(i) = 1;
        dsource2(i) = 1;
    end
end;
%%%%%%%%%%%%% Detection and Probability of error calculation %%%%%%%%%%%%%%
numoferr = 0;
for i = 1 : N,
    if ((dsource1(i) == 0)&(dsource2(i) == 0)), % the symbols output is "00"
        r0 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
    elseif ((dsource1(i) == 0)&(dsource2(i) == 1)), % the symbols output is "01"
        r0 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r1 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
    elseif ((dsource1(i) == 1)&(dsource2(i) == 0)), % if the source output is "10"
        r0 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r1 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r2 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
    else % if the source output is "11"
        r0 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r1 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r2 = gngauss(sgma); % 0 + noise
    end
end

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

r3 = sqrt(E) + gngauss(sigma);          % 1+ noise
end;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% The detector 4-PPM %%%%%%%%%%%%%%
max_r = max([r0 r1 r2 r3]);
if (r0 == max_r),                       % decision is "00"
    decis1 = 0;
    decis2 = 0;
elseif (r1 == max_r),                   % decision is "01"
    decis1 = 0;
    decis2 = 1;
elseif (r2 == max_r),                   % decision is "10"
    decis1 = 1;
    decis2 = 0;
else                                     % decision is "11"
    decis1 = 1;
    decis2 = 1;
end;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% count the number of bit errors made in this decision %%%%%%%%%%%%%%
if (decis1 ~= dsource1(i)),
    numoferr = numoferr + 1;
end;
if (decis2 ~= dsource2(i)),
    numoferr = numoferr + 1;
end;
end;
p = numoferr / (2*N);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% ฟังก์ชันจำลองระบบการมอดูเลตแบบ 8-DPPM %%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% ชื่อไฟล์ smldPe8DPPM.m %%%%%%%%%%%%%%
function [p] = smldPe8DPPM (snr_in_dB)
M = 8;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

E = 1;
SNR = exp(snr_in_dB*log(10)/10); % Signal-to-Noise- Ratio
sigma = sqrt(E^2 / (8*SNR)); % sigma. Standard deviation of noise 8-DPPM
N = 10000;
for i = 1 : N,
    temp = rand; % a uniform random variable over (000,001,010,011,100,101,110,111)
    if (temp < 0.125), % with probability 1/8 , source output is "000"
        dsource1(i) = 0;
        dsource2(i) = 0;
        dsource3(i) = 0;
    elseif (temp < 0.25), % with probability 1/8 , source output is "001"
        dsource1(i) = 0;
        dsource2(i) = 0;
        dsource3(i) = 1;
    elseif (temp < 0.375), % with probability 1/8 , source output is "010"
        dsource1(i) = 0;
        dsource2(i) = 1;
        dsource3(i) = 0;
    elseif (temp < 0.5), % with probability 1/8 , source output is "011"
        dsource1(i) = 0;
        dsource2(i) = 1;
        dsource3(i) = 1;
    elseif (temp < 0.625), % with probability 1/8 , source output is "100"
        dsource1(i) = 1;
        dsource2(i) = 0;
        dsource3(i) = 0;
    elseif (temp < 0.75), % with probability 1/8 , source output is "101"
        dsource1(i) = 1;
        dsource2(i) = 0;
        dsource3(i) = 1;
    elseif (temp < 0.875), % with probability 1/8 , source output is "110"
        dsource1(i) = 1;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

dsource2(i) = 1;
dsource3(i) = 0;
else % with probability 1/8 , source output is "111"
dsource1(i) = 1;
dsource2(i) = 1;
dsource3(i) = 1;
end
end;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Detection and Probability of error calculation %%%%%%%%%%%%%%%
numoferr = 0;
for i = 1 : N,
    if ((dsource1(i) == 0)&(dsource2(i) == 0)&(dsource3(i) == 0)), % symbols output is "000"
        r0 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
    elseif ((dsource1(i) == 0)&(dsource2(i) == 0)&(dsource3(i) == 1)), % symbols output is "001"
        r0 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r1 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
    elseif ((dsource1(i) == 0)&(dsource2(i) == 1)&(dsource3(i) == 0)), % symbols output is "010"
        r0 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r1 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r2 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
    elseif ((dsource1(i) == 0)&(dsource2(i) == 1)&(dsource3(i) == 1)), % symbols output is "011"
        r0 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r1 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r2 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r3 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
    elseif ((dsource1(i) == 1)&(dsource2(i) == 0)&(dsource3(i) == 0)), % symbols output is "100"
        r0 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r1 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r2 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r3 = gngauss(sgma); % 0 + noise
        r4 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
    elseif ((dsource1(i) == 1)&(dsource2(i) == 0)&(dsource3(i) == 1)), % symbols output is "101"

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

r0 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
r1 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
r2 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
r3 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
r4 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
r5 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
elseif ((dsource1(i) == 1)&(dsource2(i) == 1)&(dsource3(i) == 0)), % symbols output is "110"
    r0 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
    r1 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
    r2 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
    r3 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
    r4 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
    r5 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
    r6 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
else % symbols output is "111"
    r0 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
    r1 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
    r2 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
    r3 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
    r4 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
    r5 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
    r6 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
    r7 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
end;

%%%%%%%%%% The detector 8-DPPM %%%%%%%%%%%

max_r = max([r0 r1 r2 r3 r4 r5 r6 r7]);
if (r0 == max_r), % decision is "000"
    decis1 = 0;
    decis2 = 0;
    decis3 = 0;
elseif (r1 == max_r), % decision is "001"

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

    decis1 = 0;
    decis2 = 0;
    decis3 = 1;
elseif (r2 == max_r),                               % decision is "010"
    decis1 = 0;
    decis2 = 1;
    decis3 = 0;
elseif (r3 == max_r),                               % decision is "011"
    decis1 = 0;
    decis2 = 1;
    decis3 = 1;
elseif (r4 == max_r),                               % decision is "100"
    decis1 = 1;
    decis2 = 0;
    decis3 = 0;
elseif (r5 == max_r),                               % decision is "101"
    decis1 = 1;
    decis2 = 0;
    decis3 = 1;
elseif (r6 == max_r),                               % decision is "110"
    decis1 = 1;
    decis2 = 1;
    decis3 = 0;
else                                                 % decision is "111"
    decis1 = 1;
    decis2 = 1;
    decis3 = 1;
end;

%%%%%%%%%%%% count the number of bit errors made in this decision %%%%%%%%%%%%%%
if (decis1 ~ = dsource1(i)),
    numoferr = numoferr + 1;
end;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

if (decis2~ = dsource2(i)),
    numoferr = numoferr + 1;
end;

if (decis3~ = dsource3(i)),
    numoferr = numoferr + 1;
end;

end;

p = numoferr / (3*N);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก จ.

โปรแกรม MATLAB จำลองระบบการมอดูเลตแบบ [N K] MPPM

```

%% บันทึกไฟล์ gngauss.m smlPe42MPPM.m smlPe43MPPM.m และ plot.m ไว้ใน
%% โดเรคทอรีเดียวกัน แล้วสั่งรัน (Run) ที่ไฟล์ plot.m %%%%%%%%%%%
%% %%%%%%%%%%%
%% %%%%%%%%%%% โปรแกรมหลักสำหรับพล็อตค่า Probability of error [N,K] PPM %%%%%%%%%%%
%% %%%%%%%%%%% ชื่อไฟล์ plot.m %%%%%%%%%%%

echo on

SNRindB = 0 : 1 : 15 ;

for i = 1 : length (SNRindB),
    sml_err_prb1(i) = smlPe42MPPM(SNRindB(i));
    sml_err_prb2(i) = smlPe43MPPM(SNRindB(i));
    sml_err_prb3(i) = smlPe82MPPM(SNRindB(i));
end;
semilogy(SNRindB, sml_err_prb1, '*');
hold on
semilogy(SNRindB, sml_err_prb2, 'o');
hold on
semilogy(SNRindB, sml_err_prb3, '+');
hold off
title (' Bit error probability [4, 2] MPPM , [4, 3] MPPM and [8, 2] MPPM ');
xlabel (' Eb/No (dB) ');
ylabel (' Bit error probability (Pb) ');
%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%% ฟังก์ชันจำลองระบบการมอดูเลตแบบ [4,2]-MPPM %%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%% ชื่อไฟล์ smlPe42MPPM.m %%%%%%%%%%%

function [p] = smlPe42MPPM (snr_in_dB)

M = 4;

E = 1;

SNR = exp(snr_in_dB*log(10)/10); % Signal-to-Noise- Ratio

```

```

sgma = sqrt(E^2 / (4*SNR));           % sigma. Standard deviation of noise [4,2]-MPPM
N = 10000;
for i = 1 : N,
    temp = rand;                       % a uniform random variable over (00 , 01 , 10 , 11)
    if (temp < 0.25),                   % with probability 1/4 , source output is "00"
        dsouce1(i) = 0;
        dsouce2(i) = 0;
    elseif (temp < 0.5),               % with probability 1/4 , source output is "01"
        dsouce1(i) = 0;
        dsouce2(i) = 1;
    elseif (temp < 0.75),              % with probability 1/4 , source output is "10"
        dsouce1(i) = 1;
        dsouce2(i) = 0;
    else                                % with probability 1/4 , source output is "11"
        dsouce1(i) = 1;
        dsouce2(i) = 1;
    end
end;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Detection and Probability of error calculation %%%%%%%%%%%%%%%
numoferr = 0;
for i = 1 : N,
    if ((dsouce1(i) == 0)&(dsouce2(i) == 0)), % the symbols output is "00"
        r0 = sqrt(E) + gngauss(sgma);      % 1 + noise
        r1 = gngauss(sgma);                 % 0 + noise
        r2 = gngauss(sgma);                 % 0 + noise
        r3 = sqrt(E) + gngauss(sgma);      % 1 + noise
    elseif ((dsouce1(i) == 0)&(dsouce2(i) == 1)), % the symbols output is "01"
        r0 = gngauss(sgma);                 % 0 + noise
        r1 = sqrt(E) + gngauss(sgma);      % 1 + noise
        r2 = gngauss(sgma);                 % 0 + noise
        r3 = sqrt(E) + gngauss(sgma);      % 1 + noise
    elseif ((dsouce1(i) == 1)&(dsouce2(i) == 0)), % if the source output is "10"

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

r0 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
r1 = gngauss(sgma);           % 0 + noise
r2 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
r3 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
else                             % if the source output is "11"
    r0 = gngauss(sgma);         % 0 + noise
    r1 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
    r2 = sqrt(E) + gngauss(sgma); % 1 + noise
    r3 = gngauss(sgma);         % 0 + noise
end;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% The detector 4-PPM %%%%%%%%%%%%%%%
max_r = max([r0 r1 r2 r3]);
if ((r0 == max_r) & (r4 == max_r)), % decision is "00"
    decis1 = 0;
    decis2 = 0;
elseif ((r1 == max_r) & (r4 == max_r)), % decision is "01"
    decis1 = 0;
    decis2 = 1;
elseif ((r2 == max_r) & (r4 == max_r)), % decision is "10"
    decis1 = 1;
    decis2 = 0;
else % decision is "11"
    decis1 = 1;
    decis2 = 1;
end;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% count the number of bit errors made in this decision %%%%%%%%%%%%%%%
if (decis1 ~= dsource1(i)),
    numoferr = numoferr + 1;
end;
if (decis2 ~= dsource2(i)),
    numoferr = numoferr + 1;
end;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

end;

p = numoferr / (2*N);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% ฟังก์ชันจำลองระบบการมอดูเลตแบบ [4 3]-MPPM %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% ชื่อไฟล์ smldPe43MPPM .m %%%%%%%%%
function [p] = smldPe43MPPM (snr_in_dB)

M = 4;

E = 1;

SNR = exp(snr_in_dB*log(10)/10); % Signal-to-Noise- Ratio

sigma = sqrt(E^2 / (4*SNR)); % sigma. Standard deviation of noise [4,3]-MPPM

N = 10000;

for i = 1 : N,

    temp = rand; % a uniform random variable over (00 , 01 , 10 , 11)

    if (temp < 0.25), % with probability 1/4 , source output is "00"

        dsource1(i) = 0;

        dsource2(i) = 0;

    elseif (temp < 0.5), % with probability 1/4 , source output is "01"

        dsource1(i) = 0;

        dsource2(i) = 1;

    elseif (temp < 0.75), % with probability 1/4 , source output is "10"

        dsource1(i) = 1;

        dsource2(i) = 0;

    else % with probability 1/4 , source output is "11"

        dsource1(i) = 1;

        dsource2(i) = 1;

    end

end;

end;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Detection and Probability of error calculation %%%%%%%%%

numoferr = 0;

for i = 1 : N,

    if ((dsource1(i) == 0)&(dsource2(i) == 0)), % the symbols output is "00"

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

r0 = sqrt(E) + gngauss(sgma);           % 1 + noise
r1 = sqrt(E) + gngauss(sgma);           % 1 + noise
r2 = sqrt(E) + gngauss(sgma);           % 1 + noise
r3 = gngauss(sgma);                     % 0 + noise
elseif ((dsource1(i) == 0)&(dsource2(i) == 1)), % the symbols output is "01"
    r0 = gngauss(sgma);                   % 0 + noise
    r1 = sqrt(E) + gngauss(sgma);         % 1 + noise
    r2 = sqrt(E) + gngauss(sgma);         % 1 + noise
    r3 = sqrt(E) + gngauss(sgma);         % 1 + noise
elseif ((dsource1(i) == 1)&(dsource2(i) == 0)), % if the source output is "10"
    r0 = sqrt(E) + gngauss(sgma);         % 1 + noise
    r1 = gngauss(sgma);                   % 0 + noise
    r2 = sqrt(E) + gngauss(sgma);         % 1 + noise
    r3 = sqrt(E) + gngauss(sgma);         % 1 + noise
else % if the source output is "11"
    r0 = sqrt(E) + gngauss(sgma);         % 1 + noise
    r1 = sqrt(E) + gngauss(sgma);         % 1 + noise
    r2 = gngauss(sgma);                   % 0 + noise
    r3 = sqrt(E) + gngauss(sgma);         % 1 + noise
end;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% The detector 4-PPM %%%%%%%%%%%%%%%
max_r = max([r0 r1 r2 r3]);
if ((r0 == max_r)&(r1 == max_r) &(r2 == max_r)), % decision is "00"
    decis1 = 0;
    decis2 = 0;
elseif ((r1 == max_r)&(r2 == max_r)&(r3 == max_r)), % decision is "01"
    decis1 = 0;
    decis2 = 1;
elseif ((r0 == max_r)&(r2 == max_r) &(r3 == max_r) % decision is "10"
    decis1 = 1;
    decis2 = 0;
else % decision is "11"

```

```

decis1 = 1;
decis2 = 1;
end;
%%%%%% count the number of bit errors made in this decision %%%%%%%%%
if (decis1~= dsource1(i)),
    numoferr = numoferr + 1;
end;
if (decis2~= dsource2(i)),
    numoferr = numoferr + 1;
end;
end;
p = numoferr / (2*N);
%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นายเจษฎา สาททอง เกิดเมื่อวันที่ 11 มิถุนายน 2517 ที่จังหวัดสุพรรณบุรี ปี พ.ศ. 2541 สำเร็จการศึกษา อดุสาหรรมศาสตรบัณฑิต (เทคโนโลยีโทรคมนาคม) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี พ.ศ. 2538 ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (ไฟฟ้ากำลัง) จากวิทยาลัยเทคนิคท่าหลวงซิเมนต์ไทยอนุสรณ์ จังหวัดสระบุรี และในปี พ.ศ. 2536 ระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ไฟฟ้ากำลัง) จากวิทยาลัยเทคนิคสุพรรณบุรี จังหวัดสุพรรณบุรี

ปี พ.ศ. 2542 เข้ารับราชการในตำแหน่งนายช่างอิเล็กทรอนิกส์ 3 ประจำห้องปฏิบัติการอิเล็กทรอนิกส์ ภาควิชาฟิสิกส์ คณะวิทยาศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย จนถึงปัจจุบัน ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์มีดังนี้

1. SARTHONG J., WONGHOON S., NOPPANAKEPONG S. and MANYANON A. " Analysis Performance of L-PPM Infrared Wireless Communications for Indoor LOS and Diffuse Links." IEEE Student Conference on Research and Development 2003 (SCOReD 2003), 25-26 August, Putrajaya University : Malaysia , 2003 .

2. SARTHONG J., NOPPANAKEPONG S. " Pulse Position Modulation for Indoor Wireless Infrared Communication System." Electrical Engineering Conference 26th (EECON -26), 6-7 November, King Mongkut't Institute of Technology North Bangkok : Thailand , 2003.