

การศึกษาทางทฤษฎีเพื่อประเมินประสิทธิภาพของการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงที่ใช้  
การมอดูเลตสัญญาณแบบโอไอเคเค ดีพีเอสเค ดีควีพีเอสเค และเอ็นควีเอ็ม

นางสาวอรัชพร ชลอคคุณวัฒน์

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย  
ปีการศึกษา 2555  
ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทคัดย่อและแฟ้มข้อมูลฉบับเต็มของวิทยานิพนธ์ตั้งแต่ปีการศึกษา 2554 ที่ให้บริการในคลังปัญญาจุฬาฯ (CUIR)  
เป็นแฟ้มข้อมูลของนิสิตเจ้าของวิทยานิพนธ์ที่ส่งผ่านทางบัณฑิตวิทยาลัย

The abstract and full text of theses from the academic year 2011 in Chulalongkorn University Intellectual Repository(CUIR)  
are the thesis authors' files submitted through the Graduate School.

THEORETICAL STUDY ON THE EFFICIENCY ASSESSMENT OF OPTICAL FIBER  
TRANSMISSION USING OOK, DPSK, DQPSK, AND n-QAM MODULATION SCHEMES

Miss Arachaphorn Chalorkunwat

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements  
for the Degree of Master of Engineering Program in Electrical Engineering

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2012

Copyright of Chulalongkorn University

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาทางทฤษฎีเพื่อประเมินประสิทธิภาพของการสื่อสัญญาณผ่านเส้นใยแสงที่ใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบไอโอเค ดีพีเอสเค ดีควพีเอสเค และเอ็นควเอเอ็ม
โดย	นางสาวอรัชพร ชลอคุณวัฒน์
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก	ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พสุ แก้วปลั่ง

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยรับเป็น ส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาโท

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์  
(รองศาสตราจารย์ ดร. บุญสม เลิศหิรัญวงศ์)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ทับทิม อ่างแก้ว)

..... อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. พสุ แก้วปลั่ง)

..... กรรมการ  
(รองศาสตราจารย์ ดร. สันตฤกษ์ วุฒิสวัสดิ์กุลกิจ)

..... กรรมการภายนอกมหาวิทยาลัย  
(รองศาสตราจารย์ ดร. ภูมิพัฒน์ แสงอุดมเลิศ)

อรัชพร ชลอคคุณวัฒน์ : การศึกษาทางทฤษฎีเพื่อประเมินประสิทธิภาพของการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงที่ใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบโอไอเค ดีพีเอสเค ดีควีพีเอสเค และเอ็นคิวเอเอ็ม. (THEORETICAL STUDY ON THE EFFICIENCY ASSESSMENT OF OPTICAL FIBER TRANSMISSION USING OOK, DPSK, DQPSK, AND n-QAM MODULATION SCHEMES) อ.ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก: ผศ.ดร.พสุ แก้วปลั่ง, 118 หน้า.

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาการวิเคราะห์ในเชิงคณิตศาสตร์ของความผิดเพี้ยนทางของสัญญาณในการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสง เนื่องจากผลของดิสเพอร์ชันและปรากฏการณ์เคอร์ เพื่อประเมินประสิทธิภาพของการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงจากการมอดูเลตสัญญาณแบบโอไอเค ดีพีเอสเค ดีควีพีเอสเค และเอ็นคิวเอเอ็ม โดยพิจารณาความผิดเพี้ยนทางเฟสของสัญญาณที่เกิดจากสัญญาณรบกวน (amplified spontaneous emission noise signal) ที่ถูกสร้างขึ้นจากเครื่องขยายสัญญาณแสง โดยแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าของอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทางแสง (optical signal-to-noise ratio: OSNR) และประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมตามขอบเขตของ Shannon bound การตรวจสอบความถูกต้องของผลลัพธ์ที่ได้จากการวิเคราะห์ในเชิงคณิตศาสตร์ ทำได้โดยการจำลองระบบการสื่อสารสัญญาณด้วยโปรแกรม Optisys8.0 ที่กำหนดพารามิเตอร์เช่นเดียวกับการวิเคราะห์ในเชิงคณิตศาสตร์

จากผลลัพธ์ของวิทยานิพนธ์แบ่งออกเป็น 3 ส่วนหลักๆ ส่วนแรกเริ่มต้นจากการศึกษาปัญหาความผิดเพี้ยนของสัญญาณบนระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยอัตราการรับ-ส่งข้อมูล 40 Gbps ต่อช่องสัญญาณ และวิธีการแก้ไขหรือลดผลของความผิดเพี้ยนเหล่านั้นในเบื้องต้น โดยเลือกจำลองระบบการส่งสัญญาณ และหาค่ากำลังสัญญาณที่เหมาะสมที่สุดที่สามารถสร้างสมดุลของการเพิ่มขึ้นของ signal-to-noise ratio และความผิดเพี้ยนจากความไม่เป็นเชิงเส้น ส่วนที่ 2 ทำการศึกษาทางคณิตศาสตร์เพื่อหา signal-to-noise ratio ของการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆที่อัตราบิตผิดพลาด (BER)  $10^{-12}$  และส่วนสุดท้ายหาค่าประมาณขีดจำกัดสูงสุดของการส่งสัญญาณเมื่อได้รับผลกระทบของสัญญาณรบกวน โดยพิจารณาจากความสัมพันธ์ระหว่างค่า OSNR และประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัม โดยกำหนดแบนด์วิดธ์ของการมอดูเลตสัญญาณต่างๆคงที่ และปรับเปลี่ยนค่ากำลังในการส่งสัญญาณที่แตกต่างกันเพื่อพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของ OSNR พบว่า เมื่อใช้กำลังในการส่งสัญญาณสูงขึ้น สัญญาณรบกวนมีผลต่อระบบการส่งสัญญาณมากขึ้น ทำให้ค่าของ OSNR ห่างจาก Shannon bound มากขึ้น ซึ่งค่า OSNR นี้ถือเป็นค่าประมาณขีดจำกัดสูงสุดในระบบการส่งสัญญาณ

ภาควิชา....วิศวกรรมไฟฟ้า.... ลายมือชื่อนิสิต.....  
 สาขาวิชา...วิศวกรรมไฟฟ้า.... ลายมือชื่อ อ.ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก.....  
 ปีการศึกษา.....2555.....

# # 5570457521 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

**KEYWORDS :** DISPERSION / KERR EFFECT / MODULATION FORMATS / SIGNAL-TO-NOISE RATIO / SHANNON LIMIT

ARACHAPHORN CHALORKUNWAT : THEORETICAL STUDY ON THE EFFICIENCY ASSESSMENT OF OPTICAL FIBER TRANSMISSION USING OOK, DPSK, DQPSK, AND n-QAM MODULATION SCHEMES. ADVISOR: ASST. PROF PASU KAEWPLUNG, Ph.D., 118 pp.

This thesis provides the study on the mathematical analysis of phase distortion in signal transmission over optical fiber due to dispersion and Kerr effect in order to evaluate the efficiency of OOK, DPSK, DQPSK and N-QAM signal transmission. Moreover, the mathematical analysis includes the estimation of the signal phase distortion resulted from the amplified spontaneous emission noise signal generated by optical amplifiers. The relation of the optical signal-to-noise ratio (OSNR) and the spectral efficiency is used to evaluate the accuracy of the results obtained from the mathematical analysis comparing with those obtained from the computer simulations. The accuracy verification of the mathematical analysis is performed by computer simulations using the Optisys8.0 software under identical parameters used in the mathematical analysis.

The results of this thesis are divided in three main parts. The First part is the results from the computer simulation based on the 40-Gbps DQPSK signal transmission, We study the effect of Kerr effect when the system is compensated other distortion. Moreover, we show the appropriate power level of transmitted signal that yield the balance between the increasing in signal-to-noise ratio and distortion from the fiber nonlinearity. The second part is the study on the mathematical analysis of signal-to-noise ratio using various modulation schemes at bit error rate (BER) of  $10^{-12}$ . The last part is the limitations estimation of optical signal transmission using various modulation schemes by analyzing the relation between OSNR and the spectral efficiency. We define the bandwidth of the system to be constant. The modification in the transmitted signal power is used to determine the changes in OSNR. We found that at the high level of transmitted signal power, the signal distortion is increased dominantly, resulted in the shift of OSNR level far away from the Shannon bound and this OSNR is the limitations estimation of the signal transmission.

Department: ...Electrical Engineering....Student's Signature.....

Field of Study:...Electrical Engineering....Advisor's Signature.....

Academic Year:...2012.....

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความกรุณาของผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พสุ แก้วปลั่ง อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ซึ่งได้ให้คำปรึกษา ข้อชี้แนะและความช่วยเหลือในหลายสิ่งหลายอย่างจนกระทั่งลุล่วงไปได้ด้วยดีผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงมา ณ ที่นี้

ขอกราบขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ทับทิม อ่างแก้ว ประธานกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ และกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ รองศาสตราจารย์ ดร.ลัญจกร วุฒิสีทธิกุลกิจ และรองศาสตราจารย์ ดร.ภูมิพัฒน์ แสงอุดมเลิศ ที่ให้ความกรุณาในการแก้ไขข้อบกพร่องต่างๆของงานวิจัย

ขอขอบพระคุณห้องปฏิบัติการศูนย์เชี่ยวชาญเฉพาะด้านเทคโนโลยีโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ที่ให้ความอนุเคราะห์ด้านอุปกรณ์และสถานที่ใช้ทำวิจัย

ขอขอบคุณโครงการทุนการศึกษา NTC หรือ NTC Scholarship ที่ให้การสนับสนุนงบประมาณการส่งเสริมการวิจัย รวมทั้งคอมพิวเตอร์และซอฟต์แวร์ OptiSystem 8.0 ที่เป็นส่วนหนึ่งในแผนการดำเนินงานโครงการของสถาบันวิจัยและพัฒนาอุตสาหกรรมโทรคมนาคม จากสำนักงานคณะกรรมการกิจการโทรคมนาคมแห่งชาติ (กสทช.) ภายใต้การบริการจัดการและดำเนินการโดยสถาบันวิจัยและพัฒนาอุตสาหกรรมโทรคมนาคม หรือ สพท. (TRIDI)

ขอขอบคุณนายยุรพันธ์ ลิ้มปนนท์ดี นิสิตระดับปริญญาเอก ที่ให้คำแนะนำในการเขียนโปรแกรม matlab และการแก้ปัญหาทางคณิตศาสตร์ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ และนายรชฏ มณีชาติ นิสิตระดับปริญญาเอกที่ให้คำแนะนำด้านความรู้ทั้งทฤษฎีพื้นฐานและในการจำลองระบบผ่านโปรแกรม Optisys8.0 รวมถึงผู้มีพระคุณทุกท่านที่มีได้เอื้อนามไว้ ณ ที่นี้

สุดท้ายขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาและครอบครัวทุกคนที่เป็นกำลังใจและให้การสนับสนุนแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอดจนสำเร็จการศึกษา

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย .....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	จ
กิตติกรรมประกาศ .....	ฉ
สารบัญ .....	ช
สารบัญตาราง .....	ฎ
สารบัญรูปภาพ .....	ฐ
บทที่	
1. บทนำ .....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา .....	2
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย .....	11
1.3 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน .....	12
1.4 ขอบเขตของการวิจัย .....	12
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ .....	13
2. ทฤษฎีการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงพื้นฐาน .....	14
2.1 ระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสง .....	14
2.2 ระบบการมัลติเพล็กซ์สัญญาณทางแสง .....	16
2.2.1 ระบบมัลติเพล็กซ์สัญญาณทางแสงเชิงความยาวคลื่น .....	16
2.2.2 ระบบมัลติเพล็กซ์สัญญาณทางแสงเชิงความยาวคลื่นอย่างหนาแน่น ...	18
2.3 ทฤษฎีการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสง .....	20
2.4 ปัจจัยที่ส่งผลต่อพัลส์สัญญาณ .....	22
2.4.1 การลดทอนกำลังสัญญาณ (fiber attenuation loss) .....	22
2.4.2 ดิสเพอร์ชันของเส้นใยแสง (fiber dispersion) .....	24
2.4.2.1 ดิสเพอร์ชัน (group velocity dispersion) .....	28
2.4.2.2 ความชันดิสเพอร์ชัน (dispersion slope) .....	30
2.4.3 ความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง (fiber nonlinearity) .....	31
2.5 วิธีการมอดูเลตสัญญาณ .....	37
2.5.1 การมอดูเลตสัญญาณทางความเข้มแสง (on-off keying: OOK) .....	37

บทที่	หน้า
2.5.2 การมอดูเลตสัญญาณเชิงเลขทางเฟส (phase-shift keying: PSK) .....	38
2.5.2.1 การมอดูเลตสัญญาณแบบ DPSK .....	39
2.5.2.2 การมอดูเลตสัญญาณแบบ DQPSK .....	41
2.5.3 การมอดูเลตสัญญาณแบบควอดเรเจอร์แคเรียร์แอมพลิจูด (quadrature carrier amplitude: QAM) .....	44
2.6 Shannon-Hartley theorem .....	48
3. การชดเชยความผิดเพี้ยนของสัญญาณบนระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยอัตรา	
การรับ-ส่งข้อมูล 40 Gbps ต่อช่องสัญญาณอย่างเหมาะสม .....	51
3.1 การเกิดดิสเพอร์ชันที่ความยาวคลื่นต่างๆ .....	51
3.2 ระยะทางสูงสุดที่สามารถส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงได้เนื่องจากผลของดิส	
เพอร์ชันตามขอบเขตจำกัดของอัตราบิดผิดพลาดของระบบ (BER) .....	54
3.3 ระยะทางสูงสุดที่สามารถส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงได้เนื่องจากผลของ PMD ตาม	
ขอบเขตจำกัดของอัตราบิดผิดพลาดของระบบ (BER) .....	56
3.4 การชดเชยดิสเพอร์ชันใน 40 Gbps .....	57
3.5 การชดเชยการสูญเสียกำลังสัญญาณ .....	59
3.6 ระยะทางสูงสุดที่สามารถส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงได้เนื่องจากผลของความ	
ไม่เป็นเชิงเส้น .....	59
3.7 การจำลองระบบส่งสัญญาณเพื่อศึกษาผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อ	
ได้ชดเชยความผิดเพี้ยนของสัญญาณจากปัจจัยอื่นๆแล้ว .....	61
4. ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานและประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมจาก	
การมอดูเลตสัญญาณแบบโอไอเค ดีพีเอสเค ดีควีพีเอสเค และเอ็นควีเอ็ม .....	64
4.1 ความน่าจะเป็นของการแจกแจงตัวแปรสุ่มแบบปกติ .....	64
4.2 ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณ	
แบบต่างๆ .....	69
4.2.1 ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลต	
สัญญาณแบบ OOK .....	69
4.2.2 ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลต	
สัญญาณแบบ DPSK .....	71



บทที่	หน้า
4.2.3 ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลต สัญญาณแบบ DQPSK .....	72
4.2.4 ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลต สัญญาณแบบ n-QAM .....	73
4.2.4.1 ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ 4-QAM .....	74
4.2.4.2 ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ 16-QAM .....	75
4.2.4.3 ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ 64-QAM .....	76
4.2.4.4 ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ 256-QAM .....	77
4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานและประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมจากการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ .....	79
4.4 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราระหว่างกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนและประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมจากการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ .....	80
5. อัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนของการสื่อสารสัญญาณผ่านระบบเส้นใยแสงเพื่อประมาณหาขีดจำกัดของระบบเมื่อใช้วิธีการมอดูเลตสัญญาณแบบ OOK, DPSK, DQPSK และ n-QAM .....	82
5.1 ความผิดเพี้ยนทางเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับคลื่นพาห้หลักและคลื่นพาห้ย่อยในระบบไม่มีการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณ .....	82
5.2 ความผิดเพี้ยนทางเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับคลื่นพาห้หลักและคลื่นพาห้ย่อยในระบบที่มีการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณ .....	88
5.3 ตัวประกอบการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวน (noise enhancement factor) ...	90
5.4 กำลังของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นเมื่อรวมผลของตัวประกอบของการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนแล้ว .....	92

บทที่	หน้า
5.5 อัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนทางแสง .....	94
5.5.1 OSNR ที่กำลังในการส่งสัญญาณ 2 mW .....	96
5.5.2 OSNR ที่กำลังในการส่งสัญญาณ 4mW .....	98
5.5.3 OSNR ที่กำลังในการส่งสัญญาณ 6 mW .....	100
5.5.4 OSNR ที่กำลังในการส่งสัญญาณ 8 mW .....	101
5.5.5 OSNR ที่กำลังในการส่งสัญญาณ 10 mW .....	103
5.6 การประมาณค่าขีดจำกัดของการส่งสัญญาณ .....	105
5.6.1 ความสัมพันธ์ระหว่าง OSNR และประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมที่กำลัง ในการส่งสัญญาณ 2 mW .....	105
5.6.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง OSNR และประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมที่กำลัง ในการส่งสัญญาณ 4 mW .....	106
5.6.3 ความสัมพันธ์ระหว่าง OSNR และประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมที่กำลัง ในการส่งสัญญาณ 6 mW .....	107
5.6.4 ความสัมพันธ์ระหว่าง OSNR และประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมที่กำลัง ในการส่งสัญญาณ 8 mW .....	108
5.6.5 ความสัมพันธ์ระหว่าง OSNR และประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมที่กำลัง ในการส่งสัญญาณ 10 mW .....	108
5.7 การจำลองระบบสื่อสารสัญญาณด้วย Optisy8.0 .....	109
6. บทสรุปและข้อเสนอแนะ .....	111
6.1 บทสรุป .....	111
6.2 ข้อเสนอแนะ .....	112
รายการอ้างอิง .....	113
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์ .....	118

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ความสัมพันธ์ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตกับเฟสของสัญญาณ DQPSK ....	41
ตารางที่ 2.2 ค่าบิตข้อมูลสัญลักษณ์ที่ถูกมอดูเลตและเฟสของสัญญาณอินพุตที่มอดูเลตแบบ 4-QAM .....	47
ตารางที่ 2.3 การเปรียบเทียบการมอดูเลตสัญญาณแบบ OOK, DPSK, DQPSK และ n-QAM .....	48
ตารางที่ 3.1 ช่องสัญญาณ 50 ช่องสัญญาณในช่วงความถี่ C band .....	51
ตารางที่ 3.2 ช่องสัญญาณ 11 ช่องสัญญาณที่ถูกเลือกในการทดลองในช่วงความถี่ C band .....	52
ตารางที่ 3.3 Optical and Geometric specifications for optical fiber G.652.D .....	53
ตารางที่ 3.4 ค่าดิสเพอร์ชันที่เกิดขึ้นที่ความยาวคลื่นต่างๆ .....	53
ตารางที่ 3.5 ความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นและระยะทางสูงสุดเนื่องจากผลของดิสเพอร์ชัน .....	55
ตารางที่ 3.6 ระยะทางสูงสุดในการส่งสัญญาณที่ขอบบนและขอบล่างของความยาวคลื่นช่วง C band .....	56
ตารางที่ 3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างระยะทางในการส่งสัญญาณกับอัตราบิดผิพลาตของระบบ .....	57
ตารางที่ 3.8 มาตรฐานของเส้นใยแสงชนิด G.652d (SMF) และเส้นใยแสงชดเชยดิสเพอร์ชัน (DCU) .....	57
ตารางที่ 3.9 ค่าความยาวของหน่วยชดเชยที่ความยาวของเส้นใยแสงต่างๆ .....	58
ตารางที่ 3.10 gain ของ optical amplifier ที่ระยะต่างๆ .....	59
ตารางที่ 3.11 ระยะทางสูงสุดในการส่งสัญญาณโดยอัตราบิตข้อมูล $BER < 10^{-12}$ ที่ระยะการวาง DCU และ optical amplifier ต่างๆกัน .....	62
ตารางที่ 3.12 ค่าของกำลังในการส่งสัญญาณที่ span ต่างๆกัน เพื่อให้ได้ระยะทางในการส่งสัญญาณมากที่สุด .....	63
ตารางที่ 4.1 $Q(x)$ เมื่อ $0 \leq x \leq 10$ .....	68
ตารางที่ 4.2 ประสิทธิภาพกำลังงานของการมอดูเลตสัญญาณแบบ OOK เมื่อมีความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณต่างๆกัน .....	70

ตารางที่ 4.3	ประสิทธิภาพกำลังงานของการมอดูเลตสัญญาณแบบ DPSK เมื่อมีความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณต่างกัน .....	71
ตารางที่ 4.4	ประสิทธิภาพกำลังงานของการมอดูเลตสัญญาณแบบ DQPSK เมื่อมีความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณต่างกัน .....	72
ตารางที่ 4.5	ประสิทธิภาพกำลังงานของการมอดูเลตสัญญาณแบบ 4-QAM เมื่อมีความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณต่างกัน .....	74
ตารางที่ 4.6	ประสิทธิภาพกำลังงานของการมอดูเลตสัญญาณแบบ 16-QAM เมื่อมีความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณต่างกัน .....	75
ตารางที่ 4.7	ประสิทธิภาพกำลังงานของการมอดูเลตสัญญาณแบบ 64-QAM เมื่อมีความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณต่างกัน .....	76
ตารางที่ 4.8	ประสิทธิภาพกำลังงานของการมอดูเลตสัญญาณแบบ 256-QAM เมื่อมีความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณต่างกัน .....	77
ตารางที่ 4.9	ประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมจากการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ .....	79
ตารางที่ 4.10	ค่า SNR ของการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆเมื่อมี BER = $10^{-12}$ .....	80
ตารางที่ 5.1	OSNR ที่กำลังสัญญาณต่างๆในช่วงความกว้างของช่องสัญญาณ 12.5 GHz .....	95
ตารางที่ 5.2	ค่า OSNR ของการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆที่กำลังในการส่งสัญญาณ 2 mW .....	97
ตารางที่ 5.3	ค่า OSNR ของการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆที่กำลังในการส่งสัญญาณ 4 mW .....	99
ตารางที่ 5.4	ค่า OSNR ของการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆที่กำลังในการส่งสัญญาณ 6 mW .....	101
ตารางที่ 5.5	ค่า OSNR ของการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆที่กำลังในการส่งสัญญาณ 8 mW .....	103
ตารางที่ 5.6	ค่า OSNR ของการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆที่กำลังในการส่งสัญญาณ 10 mW .....	105

## สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 รูปแบบ Constellation ของการสื่อสารสัญญาณแบบ 4-QAM (a) ที่ภาคส่ง (b) ที่ภาครับ .....	9
รูปที่ 1.2 รูปแบบ Constellation ที่ภาครับ (a) ในกรณี normal dispersion (b) ในกรณี anomalous dispersion .....	9
รูปที่ 1.3 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานและประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัม .....	11
รูปที่ 2.1 ระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสง .....	14
รูปที่ 2.2 ระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงในระยะทางไกล .....	15
รูปที่ 2.3 โครงสร้างพื้นฐานของระบบสื่อสารแบบ WDM .....	17
รูปที่ 2.4 โครงสร้างพื้นฐานของระบบสื่อสารแบบ DWDM .....	19
รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าการลดทอนกำลังสัญญาณของเส้นใยแสงกับความยาวคลื่นของสัญญาณ .....	23
รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นและค่าดัชนีหักเห .....	25
รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นและค่าดิสเพอร์ชันจากทำนาคลิ้ง .....	25
รูปที่ 2.8 การเกิด inter-symbol interference .....	28
รูปที่ 2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วกลุ่มและการกระจายของความเร็วกลุ่มในแต่ละความยาวคลื่น .....	29
รูปที่ 2.10 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\beta_2$ และ $D$ ในช่วงของดิสเพอร์ชัน .....	30
รูปที่ 2.11 ผลของดิสเพอร์ชันอันดับสามต่อสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสง (a) สัญญาณพัลส์อินพุต (b) สัญญาณพัลส์เอาต์พุต (c) สัญญาณสเปกตรัมอินพุตและ (d) สัญญาณสเปกตรัมเอาต์พุต .....	31
รูปที่ 2.12 ผลของ SPM ต่อสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสงทาง (a) ความถี่ (b) สเปกตรัมสัญญาณ .....	33
รูปที่ 2.13 ผลของ XPM ต่อสัญญาณพัลส์ที่เดินทางในเส้นใยแสง .....	34
รูปที่ 2.14 ผลของ FWM ต่อสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสง .....	35
รูปที่ 2.15 รูปร่างของสัญญาณ OOK .....	37
รูปที่ 2.16 สัญญาณแบบ NRZ และ RZ .....	37

	หน้า
รูปที่ 2.17 spectrum ของสัญญาณ OOK แบบ (๓) NRZ (๒) RZ .....	38
รูปที่ 2.18 โครงสร้างระบบ RZ-OOK .....	38
รูปที่ 2.19 รูปร่างของสัญญาณ PSK .....	39
รูปที่ 2.20 รูปร่างของสัญญาณ DPSK .....	39
รูปที่ 2.21 การถอดรหัสสัญญาณ DPSK .....	40
รูปที่ 2.22 โครงสร้างวงจรภาคส่งแบบ DPSK .....	40
รูปที่ 2.23 โครงสร้างวงจรภาครับแบบ DPSK .....	41
รูปที่ 2.24 แผนภาพทางเวลาของการมอดูเลตแบบ DQPSK .....	42
รูปที่ 2.25 constellation diagram ของสัญญาณแบบ QPSK .....	43
รูปที่ 2.26 แผนผังแสดงการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณ DQPSK เมื่อมีสัญญาณขา เข้าแบบต่างๆ .....	43
รูปที่ 2.27 โครงสร้างวงจรภาคส่งแบบ DQPSK .....	43
รูปที่ 2.28 โครงสร้างวงจรภาครับแบบ DQPSK .....	44
รูปที่ 2.29 constellation diagram ของสัญญาณแบบ n-QAM .....	45
รูปที่ 2.30 แบบจำลองวงจรภาคส่งแบบ QAM .....	45
รูปที่ 2.31 แบบจำลองวงจรภาครับแบบ QAM .....	46
รูปที่ 2.32 โครงสร้างวงจรภาคส่งแบบ QAM .....	46
รูปที่ 2.33 โครงสร้างวงจรภาครับแบบ QAM .....	47
รูปที่ 2.34 ความสัมพันธ์ระหว่าง power efficiency กับ spectrum efficiency .....	50
รูปที่ 3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นและค่าดิสเพอร์ชันในช่วงความถี่ C-band	54
รูปที่ 3.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นและระยะทางสูงสุดของเส้นใย แสงที่สัญญาณสามารถส่งผ่านไปได้โดยมี BER < $10^{-12}$ .....	55
รูปที่ 3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังในการส่งสัญญาณกับระยะทางสูงสุดในการส่ง สัญญาณเนื่องจากผลของความไม่เป็นเชิงเส้น .....	61
รูปที่ 3.4 แบบจำลองการส่งสัญญาณ .....	61
รูปที่ 3.5 ความสัมพันธ์ของกำลังในการส่งสัญญาณกับค่า log ของอัตราตัวอย่าง ผิดพลาดที่ระยะทางวาง DCU และ optical amplifier 40, 50, 80 และ 100 km .....	62

	หน้า
รูปที่ 4.1 เส้นโค้งปกติ .....	65
รูปที่ 4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรสุ่ม ( $x$ ) และการแจกแจงความน่าจะเป็นแบบปกติ ( $f(x)$ ) ของ $\mathcal{N}(2, 1.5^2)$ .....	66
รูปที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรสุ่ม ( $x$ ) และการแจกแจงความน่าจะเป็นแบบปกติ ( $f(x)$ ) ของ $\mathcal{N}(2, 1^2)$ , $\mathcal{N}(2, 1.5^2)$ และ $\mathcal{N}(2, 2^2)$ .....	66
รูปที่ 4.4 ความน่าจะเป็นของการแจกแจงตัวแปรสุ่มแบบปกติ เมื่อ $x \geq x_0$ .....	67
รูปที่ 4.5 ฟังก์ชัน Q เมื่อ $0 \leq x \leq 10$ .....	69
รูปที่ 4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานและความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ OOK .....	70
รูปที่ 4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานและความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ DPSK .....	72
รูปที่ 4.8 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานและความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ DQPSK .....	73
รูปที่ 4.9 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานและความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ n-QAM .....	78
รูปที่ 4.10 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานและความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ .....	78
รูปที่ 4.11 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานและประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมของการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆที่ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณเป็น $10^{-12}$ .....	80
รูปที่ 4.12 ความสัมพันธ์ระหว่าง signal-to-noise ratio และประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมของการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆที่ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณเป็น $10^{-12}$ .....	81
รูปที่ 5.1 โครงสร้างผลรวมเวกเตอร์ ( $A'_m$ ) ระหว่างคลื่นพาร์ย่อยกับส่วนประกอบการมอดูเลต .....	84
รูปที่ 5.2 การเดินทางของสัญญาณรบกวนในระบบที่ไม่มีการสะสมของสัญญาณรบกวน .....	84
รูปที่ 5.3 การวางตำแหน่งของเครื่องขยายสัญญาณและการเดินทางของสัญญาณ	

รบกวนในระบบที่มีการสะสมของสัญญาณรบกวน	89
รูปที่ 5.4 เวกเตอร์ความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นพาห้ (carrier) และส่วนประกอบของการมอดูเลตสัญญาณ (the modulation component) .....	89
รูปที่ 5.5 noise enhancement factor เมื่อ $\beta_2 > 0$ และ (a) $P_0 = 1.5$ mW (b) $P_0 = 3$ mW (c) $P_0 = 4.5$ mW (d) $P_0 = 6$ mW .....	92
รูปที่ 5.6 noise enhancement factor เมื่อ $\beta_2 < 0$ และ (a) $P_0 = 1.5$ mW (b) $P_0 = 3$ mW (c) $P_0 = 4.5$ mW (d) $P_0 = 6$ mW .....	92
รูปที่ 5.7 การแบ่งช่องสัญญาณความถี่ในการคิด $F_i$ .....	94
รูปที่ 5.8 noise enhancement factors เมื่อใช้กำลัง 2 mW ในกรณี normal dispersion	96
รูปที่ 5.9 noise enhancement factors เมื่อใช้กำลัง 2 mW ในกรณี anomalous dispersion .....	97
รูปที่ 5.10 noise enhancement factors เมื่อใช้กำลัง 4 mW ในกรณี normal dispersion	98
รูปที่ 5.11 noise enhancement factors เมื่อใช้กำลัง 4 mW ในกรณี anomalous dispersion .....	99
รูปที่ 5.12 noise enhancement factors เมื่อใช้กำลัง 6 mW ในกรณี normal dispersion	100
รูปที่ 5.13 noise enhancement factors เมื่อใช้กำลัง 6 mW ในกรณี anomalous dispersion .....	100
รูปที่ 5.14 noise enhancement factors เมื่อใช้กำลัง 8 mW ในกรณี normal dispersion	102
รูปที่ 5.15 noise enhancement factors เมื่อใช้กำลัง 8 mW ในกรณี anomalous dispersion .....	102
รูปที่ 5.16 noise enhancement factors เมื่อใช้กำลัง 10 mW ในกรณี normal dispersion .....	104
รูปที่ 5.17 noise enhancement factors เมื่อใช้กำลัง 10 mW ในกรณี anomalous dispersion .....	104
รูปที่ 5.18 ขีดจำกัดของ OSNR เมื่อใช้กำลัง 2 mW ในกรณี normal dispersion .....	106
รูปที่ 5.19 ขีดจำกัดของ OSNR เมื่อใช้กำลัง 2 mW ในกรณี anomalous dispersion .....	106
รูปที่ 5.20 ขีดจำกัดของ OSNR เมื่อใช้กำลัง 4 mW ในกรณี normal dispersion .....	106
รูปที่ 5.21 ขีดจำกัดของ OSNR เมื่อใช้กำลัง 4 mW ในกรณี anomalous dispersion .....	107



	หน้า
รูปที่ 5.22 ซีดจำกัดของ OSNR เมื่อใช้กำลัง 6 mW ในกรณี normal dispersion .....	107
รูปที่ 5.23 ซีดจำกัดของ OSNR เมื่อใช้กำลัง 6 mW ในกรณี anomalous dispersion .....	107
รูปที่ 5.24 ซีดจำกัดของ OSNR เมื่อใช้กำลัง 8 mW ในกรณี normal dispersion .....	108
รูปที่ 5.25 ซีดจำกัดของ OSNR เมื่อใช้กำลัง 8 mW ในกรณี anomalous dispersion .....	108
รูปที่ 5.26 ซีดจำกัดของ OSNR เมื่อใช้กำลัง 10 mW ในกรณี normal dispersion .....	108
รูปที่ 5.27 ซีดจำกัดของ OSNR เมื่อใช้กำลัง 10 mW ในกรณี anomalous dispersion ....	109
รูปที่ 5.28 ซีดจำกัดของ OSNR เมื่อใช้กำลัง 6 mW ในกรณี normal dispersion เปรียบเทียบระหว่างการคำนวณทางทฤษฎี และการจำลองระบบโดย computer simulation .....	109
รูปที่ 5.29 ซีดจำกัดของ OSNR เมื่อใช้กำลัง 6 mW ในกรณี anomalous dispersion เปรียบเทียบระหว่างการคำนวณทางทฤษฎี และการจำลองระบบโดย computer simulation .....	110

## บทที่ 1

### บทนำ

ในอดีตที่ผ่านมา ความต้องการพื้นฐานของมนุษย์ยังคงเป็นการสร้างระบบการติดต่อสื่อสารขึ้นมาสำหรับการส่งข่าวสารจากสถานที่หนึ่งไปยังอีกสถานที่หนึ่ง องค์ประกอบสำคัญของระบบการติดต่อสื่อสารดังกล่าวประกอบด้วย แหล่งกำเนิดข่าวสาร (message source) ที่ทำหน้าที่ในการสร้างและส่งข่าวสารไปยังเครื่องส่ง (transmitter) เครื่องส่งจะทำการส่งข่าวสารดังกล่าวผ่านไปยังตัวกลางส่งผ่านสัญญาณ (transmission medium) โดยกำหนดรูปแบบของสัญญาณที่ส่งให้มีคุณสมบัติที่เหมาะสมในการส่งเข้าไปในตัวกลาง ตัวกลางที่ใช้ในการติดต่อสื่อสารระหว่างต้นทางกับปลายทางนั้นอาจจะเป็นแบบใช้สายนำสัญญาณ ได้แก่ ลวดตัวนำโลหะ สายโคแอกเซียลเคเบิล เส้นใยแก้วหรือท่อนำคลื่น หรืออาจจะเป็นแบบไร้สาย ได้แก่ อากาศ หรืออวกาศ ในขณะที่สัญญาณที่ส่งเดินทางผ่านตัวกลาง สัญญาณที่ส่งอาจจะถูกลดทอนและเกิดความผิดเพี้ยนตามระยะทางส่งที่เพิ่มขึ้นก็ได้ ยกตัวอย่างเช่น กำลังไฟฟ้ามีค่าลดลงกลายเป็นพลังงานความร้อนเมื่อสัญญาณที่ส่งไหลผ่านลวดตัวนำโลหะและวงจรอิเล็กทรอนิกส์ หรือกำลังแสงอาจจะถูกลดทอนจากการกระเจิงแสงและการดูดกลืนแสงก็ได้ และเมื่อสัญญาณที่ส่งเดินทางไปถึงเครื่องรับ เครื่องรับจะทำการดึงสัญญาณที่ส่งออกจากตัวกลาง ขยายสัญญาณให้มีแอมพลิจูดที่สูงขึ้นและสร้างสัญญาณเดิมกลับมาด้วยวิธีการต่างๆที่เหมาะสม ก่อนที่จะจับขั้นตอนด้วยการส่งข่าวสารที่ถูกต้องไปยังผู้รับปลายทางต่อไป

การสื่อสารสัญญาณทางแสงความเร็วสูงระยะทางไกลถือเป็นความต้องการอย่างยิ่งในการส่งข่าวสารในยุคเทคโนโลยีปัจจุบัน เนื่องด้วยการสื่อสารสัญญาณด้วยวิธีนี้สามารถส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูงกว่าเทราบิตต่อวินาทีในระยะทางไกลนับพันกิโลเมตร ดังนั้นการพัฒนาศักยภาพของการสื่อสารสัญญาณจึงได้รับความสนใจทั้งในเชิงคณิตศาสตร์และการจำลองระบบหรือทดลองจริงเพื่อรองรับกับความต้องการสื่อสารสัญญาณด้วยอัตราเร็วสูง ระยะทางในการสื่อสารสัญญาณได้ไกลยิ่งขึ้น แต่อย่างไรก็ดี ในด้านของการวิเคราะห์ระบบที่ได้ทำการพัฒนานั้นจำเป็นต้องเข้าใจถึงพื้นฐานของความผิดเพี้ยนของสัญญาณ อีกทั้งยังจำเป็นต้องทราบขีดจำกัดสูงสุดของการสื่อสารสัญญาณทางแสง เพื่อให้สามารถพัฒนาการวิเคราะห์ระบบการสื่อสารสัญญาณทางแสงให้สอดคล้องกับความต้องการของผู้ใช้บริการหรือเพื่อการออกแบบระบบให้ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นอีกส่วนหนึ่งที่ได้ศึกษาและวิเคราะห์ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ และหาขีดจำกัดสูงสุดของการสื่อสารสัญญาณทางแสงที่ใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ เพื่อพัฒนาการวิเคราะห์ระบบสื่อสารสัญญาณทางแสงให้ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด โดยเนื้อหาในบทนี้ได้กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหาที่นำมาศึกษา จากนั้นได้เสนอแนวทางของวิทยานิพนธ์ วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ รวมไปถึงขั้นตอนการดำเนินงาน และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากวิทยานิพนธ์

## 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

คงไม่สามารถปฏิเสธได้ว่า การสื่อสารเป็นสิ่งสำคัญต่อมนุษย์ตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน ทำให้เกิดแรงขับเคลื่อนที่จะพัฒนาระบบการสื่อสารทางไฟฟ้าให้ดีขึ้นไป จากการส่งสัญญาณผ่านสายทองแดงชนิดคู่พันเกลียว (twisted pair) สายเคเบิลแกนร่วม (coaxial cable) จนพัฒนาเป็นการสื่อสารทางแสง (optical communication)

โครงข่ายโทรคมนาคม (telecommunication networks) โดยทั่วไปสามารถแบ่งออกเป็น 2 โครงข่าย คือ โครงข่ายหลัก (core networks) และโครงข่ายเข้าถึง (access networks) ซึ่งโครงข่ายดังกล่าวต้องการแบนด์วิดท์ (bandwidth) ที่มากเพื่อรองรับการส่งข้อมูลจำนวนมากด้วยความเร็วสูง จึงมีการนำเส้นใยแสง (optical fiber) มาเป็นตัวกลางในการสื่อสาร โดยจุดเริ่มต้นมาจากการค้นพบของนักวิทยาศาสตร์ชื่อ จอห์น ทินดัล (John Tyndall) ได้พบว่าแสงสามารถส่งผ่านไปตามลำน้ำได้ตั้งแต่ปี พ.ศ. 2413 จากนั้นก็ได้มีความพยายามกันเป็นเวลานานที่จะทำให้ปรากฏการณ์นี้มีประโยชน์ ในทางปฏิบัติ นับจากนี้ก้าวสำคัญอีกอย่างหนึ่งที่น่าไปสู่การเปลี่ยนแปลงเมื่อมีการทดลองใช้เลเซอร์เป็นครั้งแรกในปี พ.ศ. 2503 และจากนั้นไม่นาน เมื่อราวๆปีพ.ศ. 2509 ได้มีนักวิทยาศาสตร์ 2 คน ของสหราชอาณาจักร ชื่อ ฮอคแคม (G.A. Hockham) และ เกา (C.K. Kao) ผู้ได้รับรางวัลโนเบลประจำปี พ.ศ. 2552 ได้ทำการวิจัยเกี่ยวกับตัวกลางที่ทำด้วยแก้วนำแสงได้ 1% ของแสงอินพุตด้วยระยะทาง 1 km. จากการพัฒนาอย่างต่อเนื่องทำให้ปัจจุบันใช้เส้นใยแสงที่มีการส่งผ่านแสงอย่างมีประสิทธิภาพเพื่อเป็นการตอบสนองความต้องการในการแลกเปลี่ยนข่าวสารและข้อมูลเพิ่มมากขึ้นในอนาคต

ระบบสื่อสารทางแสง (optical communication system) เมื่อเทียบกับระบบการสื่อสารที่ใช้สายเคเบิลที่ทำด้วยโลหะแล้วมีข้อดีต่างๆที่ทำให้สามารถส่งข้อมูลได้เป็นจำนวนมากในเวลาเดียวกัน และได้ถูกนำมาใช้กันอย่างแพร่หลาย โดยคุณสมบัติของเส้นใยแสงมีดังนี้ [1], [2]

1. เส้นใยแสงมีปริมาณแบนด์วิดท์ที่กว้าง เมื่อเทียบกับความถี่ของคลื่นวิทยุ

2. เส้นใยแสงมีอัตราการสูญเสียพลังงานแสงในเส้นใยแสงต่ำเนื่องจากการลดทอนน้อยกว่าสายเกลียวคู่ (twisted pair) หรือสายหุ้มฉนวน (coaxial cable) ทำให้การสื่อสารสัญญาณได้ระยะทางไกล
3. เส้นใยแสงมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา สามารถติดตั้งได้ง่าย
4. เส้นใยแสงถูกผลิตมาจากวัสดุที่เป็นฉนวนไฟฟ้า จึงปราศจากสัญญาณรบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ทำให้มีความถูกต้องของสัญญาณสูงเมื่อเปรียบเทียบกับสื่อประเภทอื่น
5. เส้นใยแสงทำจากวัสดุที่ไม่มีการเจือจางและการออกแบบสายเคเบิลของเส้นใยแสงมีความต้านทานต่อทั้งอุณหภูมิและความชื้น อีกทั้งยังต้องการการบำรุงรักษาที่น้อยมาก
6. เส้นใยแสงมีความปลอดภัยกว่าระบบสายโลหะเมื่อพิจารณาในแง่ของอันตรายที่จะเกิดขึ้นกับอุปกรณ์หรือมนุษย์จากไฟฟ้าลัดวงจรระหว่างสาย หรือระหว่างสายต่อสาย

เส้นใยแสงสามารถแบ่งออกเป็น 2 ชนิดตามจำนวนลำแสงที่เดินทาง คือเส้นใยแสงโหมดเดียว single-mode fiber (SMF) ในปัจจุบันนิยมใช้ตามมาตรฐาน ITU-T G.652D และ ITU-T G.655D ซึ่งภายในเส้นใยแสงมีแนวลำแสงอยู่แนวเดียว และเส้นใยแสงหลายโหมด multi-mode fiber (MMF) ซึ่งภายในเส้นใยแสงมีแนวลำแสงอยู่จำนวนมาก การแตกกระจายของสัญญาณในเส้นใยแสงชนิดโหมดเดียวเกิดขึ้นได้ยากกว่าเส้นใยแสงชนิดหลายโหมด ซึ่งเป็นข้อดีทำให้มีแบนด์วิดท์ที่ใช้ประโยชน์ได้กว้างกว่า ดังนั้นเส้นใยแสงที่ใช้กันโดยทั่วไปจะเป็นเส้นใยแสงแบบโหมดเดียวที่มีความเหมาะสมที่จะทำงาน ณ ความยาวคลื่น 1,310 nm ซึ่งมีค่าดิสเพอร์ชันเป็น 0 แต่มีค่าการลดทอนของกำลังสัญญาณที่ค่อนข้างสูง จึงต้องใช้อุปกรณ์ทวนสัญญาณ (repeater) ซึ่งเป็นอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อทำการสร้างสัญญาณใหม่จากสัญญาณที่ได้รับเข้ามา เนื่องจากการต้องมีการเปลี่ยนไปมาระหว่างสัญญาณแสงและสัญญาณไฟฟ้า รวมถึงการสื่อสารสัญญาณทางไฟฟ้าจะมีอัตราเร็วในการส่งผ่านข้อมูลที่น้อยกว่าการสื่อสารสัญญาณทางแสง ทำให้อัตราเร็วในการส่งผ่านข้อมูลของระบบลดลง

ช่วงประมาณปี พ.ศ. 2533 ได้มีการพัฒนาอุปกรณ์ขยายสัญญาณแสง Erbium-doped fiber amplifier (EDFA) ซึ่งช่วยเพิ่มความจุของการส่งข้อมูลทางเส้นใยแสงได้ อีกทั้งยังสามารถขยายสัญญาณทางแสงได้พร้อมกันหลายความถี่ ทำให้สามารถสื่อสารสัญญาณที่มีความยาวคลื่นหลายค่าได้พร้อมกัน ถือได้ว่าเป็นการเพิ่มแบนด์วิดท์ให้มากขึ้นเป็นหลายเท่า จากนั้นได้มีการพัฒนา dispersion-shifted fiber (DSF) [3] ขึ้น ซึ่งเป็นเส้นใยแสงที่มีค่าดิสเพอร์ชันใกล้ศูนย์ที่แถบความยาวคลื่น 1,550 nm และให้การลดทอนของกำลังสัญญาณต่ำกว่าการลดทอนของกำลังสัญญาณในแถบความยาวคลื่น 1,310 nm ของ SMF ทำให้เส้นใยแสงชนิด DSF ดูเหมาะสมที่จะ

ใช้กับการใช้งานในระยะทางไกลและมีอัตราเร็วของการส่งข้อมูลสูง อย่างไรก็ตาม กำลังสัญญาณเอาต์พุต (output power) ที่เพิ่มขึ้นจากการใช้อุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง รวมทั้งการสูญเสียสัญญาณหลายความยาวคลื่นพร้อมกันได้ ทำให้สัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสงได้รับผลจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง (fiber nonlinearity) ส่งผลให้เกิดปรากฏการณ์เคอร์ (Kerr effect) ปรากฏการณ์เคอร์เป็นปรากฏการณ์ที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของค่าดัชนีหักเหของเส้นใยแสง จากการที่ค่าดัชนีหักเหของเส้นใยแสงแปรไปตามกำลังของสัญญาณ ซึ่งเป็นปัญหาสำคัญปัญหาหนึ่งที่จำกัดประสิทธิภาพการส่งข้อมูลของเส้นใยแสง ปรากฏการณ์เคอร์ดังกล่าวนี้ ได้แก่ self-phase modulation (SPM) cross-phase modulation (XPM) และ four wave mixing (FWM) เป็นต้น แต่เนื่องจากข้อจำกัดของความสามารถของเส้นใยแสงชนิด DSF ที่จะได้รับผลกระทบจากทั้ง SPM XPM และ FWM อย่างรุนแรงที่สุดที่ความยาวคลื่นที่มีค่าดิสเพอร์ชันเป็นศูนย์ ซึ่งขัดแย้งโดยตรงกับความต้องการที่จะใช้ในเครือข่ายการส่งข้อมูลความเร็วสูงในระบบระยะทางไกลและระบบระยะทางไกลยิ่ง อีกทั้งการประยุกต์ใช้ DSF กับการส่งสัญญาณ WDM ยิ่งก่อให้เกิดความยุ่งยากในการชดเชยดิสเพอร์ชันอีกด้วย ดังนั้นจึงมีการพัฒนาเส้นใยแสงแบบใหม่ขึ้นมาเรียกว่า non-zero dispersion-shifted fiber (NZ-DSF) [3] ซึ่งเป็นเส้นใยแสงที่มีการเลื่อนความยาวคลื่นที่มีค่าดิสเพอร์ชันเป็นศูนย์ออกไปอยู่ภายนอกแถบความยาวคลื่นการใช้งานของ EDFA เป็นการทำให้ลดผลจาก FWM ได้และชดเชยดิสเพอร์ชันในการส่งสัญญาณ WDM ได้อย่างไม่ยุ่งยากขึ้นอีกด้วย

เนื่องจากฐานการติดตั้งใช้งานที่มีอยู่มากแล้วของเส้นใยแสงชนิด SMF การจะเปลี่ยนไปใช้เส้นใยแสงชนิดอื่นเป็นการสิ้นเปลือง ดังนั้นการที่จะใช้เส้นใยแสงชนิดนี้ให้มีประสิทธิภาพในระบบสื่อสารสัญญาณที่มีการขยายสัญญาณแสงด้วย จำเป็นต้องมีการลดค่าดิสเพอร์ชันที่สะสมขึ้นอันเป็นผลจากการใช้งานที่ 1,550 nm ที่ระยะทางไกล เส้นใยแสงชนิด dispersion-compensating fiber (DCF) [3] จึงถูกพัฒนาขึ้น เพื่อชดเชยดิสเพอร์ชันที่เกิดขึ้นดังกล่าว ตามปกติเส้นใยแสง SMF จะมีค่าดิสเพอร์ชันประมาณ +17 ps/nm.km ที่ความยาวคลื่น 1550 nm ถึงแม้ว่าค่าดิสเพอร์ชันที่สูงขนาดนี้จะลดปัญหาของ FWM ไปได้ แต่ระยะทางการสื่อสารสัญญาณที่ไกลด้วยอัตราเร็วข้อมูลระดับหนึ่งจะถูกจำกัด เส้นใยแสงแบบ DCF จะมีค่าดิสเพอร์ชันเป็นค่าลบที่มาก เมื่อนำเส้นใยแสงชนิดนี้ไปวางในตำแหน่งที่เหมาะสมในระบบ จะช่วยให้ค่าดิสเพอร์ชันรวมมีค่าใกล้เคียงศูนย์ได้ เทคนิคนี้สามารถทำให้เส้นใยแสง SMF สามารถนำมาส่งข้อมูลตั้งแต่ที่อัตราข้อมูล 10 Gbps ไปจนถึง 40 Gbps ไปได้ในระยะทางหลายร้อยกิโลเมตรได้อีกทั้งในอนาคตอันใกล้จะสามารถส่งข้อมูลที่อัตรา

ข้อมูล 100 Gbps ซึ่งจะใช้ในการส่งข้อมูลในระยะทางไกล เช่น ระบบการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงร่วมกับระบบเคเบิลใต้น้ำข้ามมหาสมุทรแปซิฟิก

มีหลายงานวิจัยที่น่าเสนอวิธีการลดผลความผิดเพี้ยนของสัญญาณในระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสงระยะไกล โดยมี 3 วิธีหลัก คือ 1. การจัดการผลกระทบของดิสเพอร์ชัน (dispersion management) [4] 2. การลดความผิดเพี้ยนของสัญญาณโดยใช้ผลกระทบของ dispersion หักล้างผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นของแสง (soliton transmission) [5] และ 3. การใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสง (optical phase conjugation: OPC) สำหรับวิธีที่นิยมใช้กับระบบสื่อสารสัญญาณทางแสงในปัจจุบันคือ วิธีการจัดการลดผลกระทบของดิสเพอร์ชันและปรากฏการณ์เคอร์รี่ได้โดยการนำอุปกรณ์สังยุคเฟสแสงวางไว้ที่กึ่งกลางระบบ

มีทฤษฎีมากมายที่ถูกนำเสนอเพื่อเพิ่มสมรรถนะของระบบสื่อสารสัญญาณทางแสงในระยะทางไกล หนึ่งในวิธีการเพิ่มสมรรถนะของระบบคือ การเปลี่ยนรูปแบบการมอดูเลตของสัญญาณแสง โดยเริ่มต้นจากการใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบเปิด-ปิด (on-off keying: OOK) ทั้งในแบบกลับสู่ศูนย์ (RZ) และแบบไม่กลับสู่ศูนย์ (NRZ) ซึ่งการใช้รูปแบบสัญญาณดังกล่าวยังไม่สามารถดึงเอาศักยภาพที่แท้จริงของระบบมาใช้ได้ ดังนั้นการเปลี่ยนไปใช้การมอดูเลตสัญญาณขั้นสูง (advanced modulation format) เช่น ดูโอไบนารี (duobinary), AMI (alternate mark inversion), CSRZ (carrier-suppressed return-to-zero) และ PSK (phase-shift keying) สามารถช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของระบบได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งการใช้มอดูเลตแบบ DPSK (differential phase-shift keying) [6] ซึ่งมีข้อดีกว่า OOK คือ มีความต้องการอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทางแสง (OSNR) เพียงครึ่งหนึ่งของ OOK เพื่อให้ได้อัตราผิดพลาด (BER) ที่เท่ากันเมื่อใช้กับเครื่องรับสัญญาณแบบสมดุล (balanced detector) [6], [7] และยังมีความทนทานต่อความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง (fiber nonlinearity) สูง เนื่องจากมีกำลังสัญญาณคงที่และมีกำลังค่ายอดที่ต่ำกว่า OOK เมื่อใช้กำลังงานเฉลี่ยที่เท่ากัน

หากพิจารณาความแตกต่างขั้นพื้นฐานระหว่างการมอดูเลตแบบ OOK และ DPSK สามารถแบ่งเป็น 4 ส่วนหลักๆ ได้ดังนี้

1. การมอดูเลตแบบ DPSK มีความไวในการตรวจจับสัญญาณที่ภาครับได้ดีกว่าการมอดูเลตแบบ OOK อยู่ประมาณ 3 dB ในกรณีกำลังงานที่ใช้ในการส่งสัญญาณแต่ละบิตมีค่าเท่ากัน [6], [7]
2. การมอดูเลตแบบ DPSK มีความทนทานต่อระลอกของกำลังสัญญาณที่ภาครับ แต่ในทางกลับกันการกระเพื่อมของสัญญาณที่ภาครับจะมีอิทธิพลต่อการมอดูเลตแบบ OOK [6]-[9]

3. สัญญาณรบกวนทางเฟรมมีอิทธิพลต่อการมอดูเลตแบบ DPSK แต่ไม่มีผลกระทบต่อการมอดูเลตแบบ OOK

4. สัญญาณรบกวนทางแอมพลิจูดมีอิทธิพลต่อการมอดูเลตแบบ OOK แต่ไม่มีผลกระทบต่อการมอดูเลตแบบ DPSK แต่ในทางปฏิบัติสัญญาณรบกวนทางแอมพลิจูดสามารถถูกเหินยวนำให้เปลี่ยนเป็นสัญญาณรบกวนทางเฟสได้จากผลของความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสง

ในความเป็นจริงการมอดูเลตสัญญาณแบบ DPSK เริ่มใช้มาตั้งแต่ช่วงปี ค.ศ. 1980-1990 เนื่องจากสามารถส่งสัญญาณไปได้ไกลกว่าการมอดูเลตสัญญาณแบบ OOK เมื่อใช้กำลังงานที่เท่ากัน แต่เมื่อต่อมามีการค้นพบอุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบ EDFA ทำให้ความนิยมในการมอดูเลตสัญญาณแบบ DPSK ลดลง เพราะกำลังงานที่ใช้ในการส่งสัญญาณไม่ได้เป็นข้อจำกัดอีกต่อไป อีกทั้งการใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบ DPSK ยังมีความยุ่งยากในการรับสัญญาณที่ต้องใช้อุปกรณ์แบบอาพันธ์ (coherent) อีกด้วย แต่ในปัจจุบันงานวิจัยที่ใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบ OOK ในการส่งสัญญาณได้มาถึงข้อจำกัดแล้ว ดังนั้นงานวิจัยจึงเริ่มกลับมาสนใจการใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบ DPSK อีกครั้งหนึ่ง งานวิจัยหลักๆที่น่าสนใจเกี่ยวกับการมอดูเลตสัญญาณแบบ DPSK ได้แก่สมรรถนะของการมอดูเลตสัญญาณแบบ DPSK เทียบกับการมอดูเลตสัญญาณแบบ OOK [10], [11] การลดผลกระทบของ Kerr effect ที่มีความเกี่ยวเนื่องกับ dispersion ของการมอดูเลตสัญญาณแบบ DPSK เทียบกับการมอดูเลตสัญญาณแบบ OOK [12], [13] การทดลองส่งสัญญาณในเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตสัญญาณแบบ DPSK ในหลายรูปแบบ เช่น การส่งสัญญาณหลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น 38x43 Gbps ด้วยความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 50 GHz บนระยะทาง 300 km ทำให้ได้ค่า Q ของแต่ละช่องสัญญาณทางความยาวคลื่นไม่ต่ำกว่า 11 dB [14] การส่งสัญญาณด้วยอัตราบิตข้อมูล 2.5 Tbps (64x42.7) ในระบบการมัลติเพล็กซ์ความยาวคลื่น เป็นระยะทาง 4,000 km [15] การพิจารณาข้อจำกัดของการมอดูเลตสัญญาณแบบ DPSK เนื่องจากสัญญาณรบกวนทางเฟสเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสง [16] ผลกระทบของความห่างระหว่างช่องสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทางเฟสในระบบการมัลติเพล็กซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น (WDM) [17]

ในปี ค.ศ. 2006 ได้มีงานวิจัยทำการเพิ่มสมรรถนะในระบบสื่อสารสัญญาณทางแสงระยะทางไกลมากในรูปแบบการมอดูเลตสัญญาณแบบ DPSK โดยใช้วิธีการส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ [18] ได้ผลว่าการส่งสัญญาณในระบบที่ใช้วิธีการส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบส่งสัญญาณได้ระยะทางไกลกว่าระบบที่มีการชดเชยค่า dispersion ประมาณร้อยละ 44 และค่า Q-factor เพิ่มขึ้นถึง 4 dB

ระบบการสื่อสารทางแสงในปัจจุบันมีความต้องการอัตราข้อมูลเพิ่มมากขึ้น ทำให้อัตราการรับ-ส่งข้อมูลเพิ่มขึ้นจาก 10 Gbps เป็น 40 Gbps และมีแนวโน้มจะเพิ่มขึ้นถึง 100 Gbps ในขณะที่ยังคงคุณภาพของสัญญาณเช่นเดิม พบว่าในปัจจุบันระบบส่วนใหญ่ใช้เทคนิคการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความยาวคลื่น (wavelength-division multiplexing) ที่มีระยะห่างของช่องสัญญาณ (channel spacing) 50 GHz บ่งบอกถึงประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัม (spectrum efficiency) 0.8 bps/Hz ที่อัตราการรับ-ส่งข้อมูล 40 Gbps ซึ่งการมอดูเลตสัญญาณแบบ DPSK มีความใกล้เคียงกับทฤษฎีดังกล่าว [19] ดังนั้น การมอดูเลตสัญญาณแบบ DPSK จึงได้ถูกใช้เป็นมาตรฐานในการส่งสัญญาณด้วยอัตราการรับ-ส่งข้อมูล 40 Gbps ในปัจจุบัน ซึ่งสามารถพบเห็นได้ง่ายจากผลิตภัณฑ์และอุปกรณ์ที่รองรับระบบออกวางขายเป็นจำนวนมาก [20], [21] และในการส่งสัญญาณด้วยระยะทางไกลยิ่ง การมอดูเลตสัญญาณแบบ DPSK ก็ถูกใช้งานด้วยเช่นกัน [22]

เทคนิคหนึ่งที่ได้รับการนำไปปรับปรุงจากการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาหุในปัจจุบัน คือ DQPSK (differential quadrature phase shift keying) เป็นรูปแบบ four-level ของ DPSK โดยการมอดูเลตสัญญาณแบบ DQPSK จะส่งข้อมูล 2 บิตในทุกๆสัญลักษณ์ คือ 00, 01, 11, และ 10 อีกทั้งยังมีข้อได้เปรียบเพิ่มเติมที่มากกว่าการมอดูเลตแบบ DPSK คือ มีสเปกตรัมของแสงแคบกว่า ทำให้ทนผลของความผิดเพี้ยนของสัญญาณได้มากกว่า มีระยะห่างของช่องสัญญาณที่ใกล้กันมากขึ้น [23] ด้วยข้อได้เปรียบเหล่านี้ทำให้เกิดวิจัยขึ้นมากมาย ซึ่งงานวิจัยหลักๆที่น่าสนใจเกี่ยวกับการมอดูเลตสัญญาณแบบ DQPSK ได้แก่ ประสิทธิภาพและความทนทานสูงต่อความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสงของการมอดูเลตสัญญาณแบบ RZ-DQPSK [24] การรับ-ส่งสัญญาณด้วยอัตราข้อมูล 25 Gbps RZ-DQPSK โดยมีระยะห่างของช่องสัญญาณ 25 GHz ด้วยระยะทางมากกว่า 1000 km ของ SMF-28 [25] การดำเนินงานของความแตกต่างของ precoder สำหรับการมอดูเลตสัญญาณแบบ DQPSK ด้วยแสงความเร็วสูง [26] ผลของความไม่เป็นเชิงเส้นของสัญญาณรบกวนทางเฟสบนระบบการมอดูเลตสัญญาณแบบ DQPSK [27] การนำเสนอเทคนิคการดำเนินการโดยไร้ความผิดพลาดของระบบสื่อสารด้วยสัญญาณด้วยการมอดูเลตสัญญาณแบบ DQPSK ที่ระยะ 320 km จากการรวมตัวการมอดูเลตสัญญาณแบบ DPSK และ OOK [28]

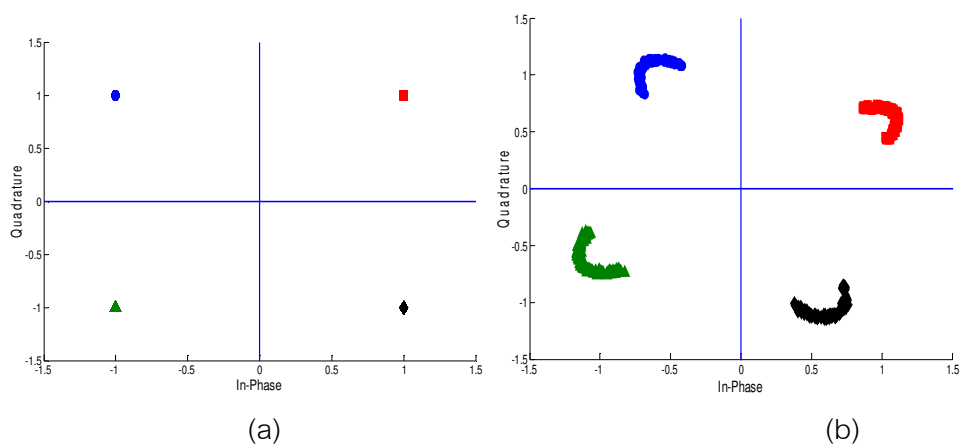
ในอนาคตอันใกล้ระบบการส่งสัญญาณพร้อมที่จะทำงานที่อัตราเร็วในการรับ-ส่งสัญญาณมากขึ้นถึง 100 Gbps ซึ่งถือเป็นการพัฒนาระบบสื่อสารได้เป็นอย่างดี และมีงานวิจัยที่สามารถใช้อัตราการรับ-ส่งข้อมูล 100 Gbps DQPSK ในระบบ Ethernet ได้ ดังนั้น การมอดูเลตสัญญาณแบบ DQPSK จึงถูกใช้เป็นมาตรฐานในการส่งสัญญาณด้วยอัตราการรับ-ส่งข้อมูล 100 Gbps [29] นอกจากนี้ยังถูกนำมาใช้ในการส่งสัญญาณด้วยระยะทางไกลยิ่งอีกด้วย [30]



อีกหนึ่งเทคนิคในการเพิ่มอัตราบิตโดยการเพิ่มจำนวนพาหะที่มีความถี่เดียวกันและมีคุณสมบัติ orthogonal ซึ่งกันและกันทำให้สามารถแยกสัญญาณพาหะทั้งสองออกจากกันได้อย่างชัดเจน เมื่อนำพาหะทั้งสองมารวมกันก็จะได้สัญญาณที่แตกต่างกัน และได้อัตราบิตที่สูงขึ้นเรียกว่า การมอดูเลตแบบนี้ว่าเป็นการมอดูเลตแบบ quadrature amplitude modulation (QAM) โดยทั่วไปจะมีการมอดูเลตแบบ QAM หลายรูปแบบเช่น 4-QAM 8-QAM 16-QAM หรือ 32-QAM ทั้งนี้ในแต่ละสัญญาณข้อมูลจะมีค่าเท่ากับ  $n$  บิต เมื่อรูปแบบของการมอดูเลตสัญญาณแบบ QAM สามารถเขียนแทนด้วย  $2^n$  - QAM ( $n$ -QAM) จุดเด่นที่เห็นได้ชัดของการมอดูเลตสัญญาณแบบนี้คือ การที่สามารถส่งข้อมูลได้จำนวนมากขึ้นในขณะที่ใช้ความกว้างของแถบความถี่ที่เท่าเดิม ถึงแม้ว่าเทคนิคนี้จะแบ่งสัญญาณพาหะในจำนวนมาก ซึ่งทำให้ความแตกต่างของบิตข้อมูลน้อยลง อาจมีผลทำให้เกิดความผิดพลาดในการรับหรือตีความของสัญญาณได้ แต่ก็สามารถแก้ไขโดยการเพิ่มขนาดของสัญญาณพาหะ ซึ่งหมายถึงต้องใช้กำลังในการส่งที่เพิ่มขึ้นด้วย

เทคนิคในการเพิ่มบิตข้อมูลเพื่อให้ได้อัตราบิตที่สูงขึ้นนี้ ทำให้เกิดงานวิจัยที่น่าสนใจขึ้นมากมาย ได้แก่ การตัดการกระจายของสัญญาณรบกวนและผลกระทบต่อ M-ary QAM ในการส่งผ่านเส้นใยแสง [31] การทนต่อดิสเพอร์ชันในการส่งสัญญาณด้วยการมอดูเลตแบบ M-QAM ที่ 1 และ 38 GHz บนการเชื่อมโยงสัญญาณวิทยุผ่านเส้นใยแสงแบบไฮบริดจ์ [32] ประสิทธิภาพในความผิดพลาดของ OFDM-QAM ในการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสง [33] การส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ 64-QAM [34] และผลกระทบของสัญญาณรบกวนโดยพิจารณาจาก BER ในการมอดูเลตสัญญาณแบบ 64-QAM [35]

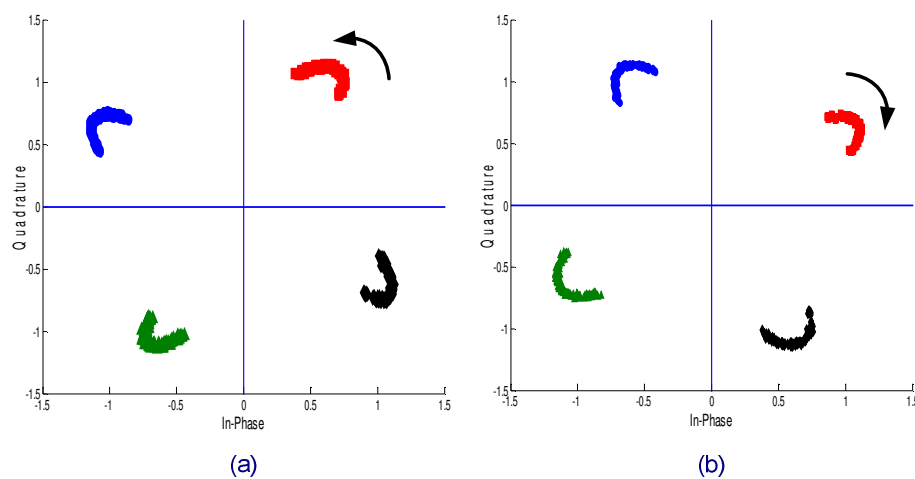
สำหรับการหาความผิดเพี้ยนทางเฟสของสัญญาณเนื่องจากดิสเพอร์ชันร่วมกับปรากฏการณ์เคอร์ มีตัวแปรสำคัญของดิสเพอร์ชันคือ group velocity dispersion หรือ  $\beta_2$  เป็นตัวกำหนดความผิดเพี้ยนทางเฟส แสดงให้เห็นได้จาก constellation ยกตัวอย่างการมอดูเลตสัญญาณแบบ 4-QAM จะมีรูปแบบการ constellation ดังรูปที่ 1.1 โดยแกนนอนแทนขนาดอินเฟสของสัญญาณ แกนตั้งแทนขนาดควอดเจอร์ของสัญญาณ โดยมีการเปรียบเทียบระหว่างรูปที่ 1.1 (a) คือ constellation ของการส่งสัญญาณแบบ 4-QAM ที่ภาคส่งกับรูปที่ 1.2 (b) คือ Constellation ของการรับสัญญาณแบบ 4-QAM ที่ภาครับหลังได้รับผลกระทบของความผิดเพี้ยนทางเฟสของสัญญาณแล้ว



รูปที่ 1.1 รูปแบบ constellation ของการสื่อสารสัญญาณแบบ 4-QAM  
(a) ที่ภาคส่ง (b) ที่ภาครับ

ทิศทางการหมุนของ constellation เกิดจากความผิดเพี้ยนทางเฟส โดยแบ่งเป็น 2 กรณี คือ กรณี normal dispersion ( $\beta_2 > 0$ ) ทำให้ความผิดเพี้ยนทางเฟสหมุนไปในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา หรือความผิดเพี้ยนทางเฟสเป็นบวก และกรณี anomalous dispersion ( $\beta_2 < 0$ ) ทำให้ความผิดเพี้ยนทางเฟสหมุนไปในทิศทางตามเข็มนาฬิกา หรือความผิดเพี้ยนทางเฟสเป็นลบดังรูปที่

1.2



รูปที่ 1.2 รูปแบบ constellation ที่ภาครับ

(a) ในกรณี normal dispersion (b) ในกรณี anomalous dispersion

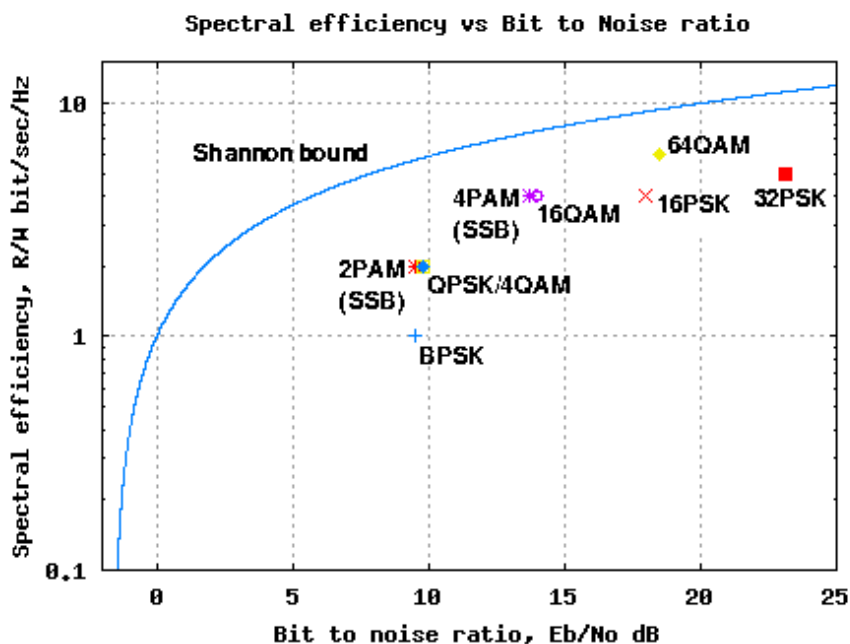
เราสามารถแบ่งสถานะการทำงานของระบบอย่างง่ายได้เป็น 3 ส่วน คือ

1. normal state มีส่วนประกอบของอินเฟสของสัญญาณและส่วนประกอบของควอดเรเจอร์ของสัญญาณอินถ่ายเทกำลังของสัญญาณแก่กันอย่างพอดีตลอดเส้นใยแสง ทำให้ไม่เกิดสัญญาณรบกวนขึ้น
2. phase noise state เกิดในกรณี normal dispersion ผลของปรากฏการณ์เคอร์ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้นจากส่วนประกอบของควอดเรเจอร์
3. modulation instability state เกิดในกรณี anomalous dispersion ผลของปรากฏการณ์เคอร์ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้นทั้งส่วนประกอบของอินเฟสและส่วนประกอบของควอดเรเจอร์

จากการแบ่งสถานะการทำงานของระบบทำให้เห็นได้อย่างชัดเจนว่า ใน modulation instability state สัญญาณรบกวนมีผลต่อระบบมากที่สุด

ทฤษฎีสารสนเทศที่เรารู้จักในปัจจุบันเป็นที่ยอมรับโดยทั่วไปว่าเริ่มต้นจากผลงานตีพิมพ์ของแชนนอนเรื่องทฤษฎีเชิงคณิตศาสตร์ของการสื่อสาร (the mathematical theory of communication) [37] ลงในวารสารทางเทคนิคเบลล์ซิสเต็ม (Bell System technical journal) ฉบับเดือนมิถุนายนในปีค.ศ. 1948ซึ่งงานชิ้นนี้นั้นเป็นงานที่ได้สร้างเสริมต่อมาจากผลงานของแฮร์รี นายควิสท์ (Harry Nyquist) และราล์ฟฮาร์ทลีย์ (Ralph Hartley)

จุดเริ่มต้นของ information theory มาจากการตีพิมพ์ผลงานของ Claude E. Shannon ในปีค.ศ.1948ที่ชื่อว่า "A Mathematical Theory of Communication" ซึ่งเป็นทฤษฎีที่เกี่ยวกับปัญหาของการสื่อสารซึ่งเป็นแนวทางให้นักวิทยาศาสตร์และวิศวกรทางด้านการศึกษาในการพัฒนาการสื่อสารและสามารถคำนวณปริมาณในการส่งข้อมูลสูงสุดในช่องสัญญาณ (Shannon's Limit) ได้และเปลี่ยนระบบการสื่อสารมาสู่การสื่อสารด้วยสัญญาณดิจิทัลซึ่งในปัจจุบันขอบเขตของการสื่อสารในเชิงพาณิชย์อยู่ในระดับความเร็ว Gbps ( $10^9$  bits per second) และในห้องปฏิบัติการอยู่ในช่วงระดับ Tbps ( $10^{12}$  bits per second) [37] ในการรับ-ส่งข้อมูล สิ่งทีพึงระลึกถึงอยู่เสมอคือการรักษาความน่าจะเป็นที่จะเกิดความผิดพลาดไว้ระดับหนึ่งตามข้อกำหนดของระบบเพื่อส่งข้อมูลจากที่หนึ่งไปอีกที่หนึ่งอย่างมีประสิทธิภาพ ในการหา Shannon limit คือ การหาการคำนวณอัตราข้อมูลสูงสุดที่เป็นไปได้ทางทฤษฎีในการส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณซึ่งมีสัญญาณรบกวนรวมอยู่ด้วย โดยสัญญาณจะสามารถส่งได้อย่างถูกต้องเป็นตำแหน่งสุดท้าย ณ ค่าหนึ่ง หากเกินกว่าค่านั้นแล้ว ระบบจะไม่สามารถส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณได้อย่างถูกต้องโดยการปรับแบนด์วิดท์และกำลังงานของสัญญาณให้สมดุลกัน



รูปที่ 1.3 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานและประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัม

[38]

งานวิจัยที่ผ่านมา มีการศึกษาเกี่ยวกับทฤษฎีสารสนเทศมากมายเพื่อพัฒนาให้อัตราเร็วในการรับ-ส่งข้อมูลมาก โดยศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานและประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมทางระบบเครือข่ายไร้สาย (wireless LAN) ดังรูปที่ 1.3 แต่ยังไม่ม้งานวิจัยใดที่ศึกษาความสัมพันธ์ดังกล่าวทางระบบการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสง วิทยานิพนธ์นี้จึงเกิดขึ้น เพื่อศึกษาหาค่าประมาณของขีดจำกัดสูงสุดดังกล่าวจากการพิจารณาการใช้วิธีการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ คือ OOK, DPSK, DQPSK และ n-QAM โดยมีความผิดเพี้ยนของสัญญาณเป็นปัจจัยหลัก ในการกำหนดขีดจำกัดดังกล่าว อีกทั้งยังทำการเปรียบเทียบการมอดูเลตสัญญาณด้วยวิธีต่างๆ โดยอาศัยทฤษฎี Shannon และโปรแกรม Optisys8.0 ในการจำลองระบบ

## 1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

1. คำนวณหาอัตราส่วนของการกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนของการสื่อสารสัญญาณผ่านระบบเส้นใยแสงในเชิงทฤษฎี เมื่อใช้วิธีการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ โดยคิดผลของดิสเพอร์ชัน ปراجูการณ์เคอร์ และสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการขยายกำลังสัญญาณเป็นรายคาบ

2. คำนวณหาขีดจำกัดสูงสุดของการสื่อสารสัญญาณทางแสงที่ใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆในเชิงทฤษฎี เปรียบเทียบผลการคำนวณกับผลการจำลองระบบการสื่อสารสัญญาณที่ถูกลมอดูเลตแบบต่างๆเหล่านั้นด้วยโปรแกรม Optisys8.0 และเปรียบเทียบผลกับขีดจำกัดการสื่อสารสัญญาณดิจิทัลตามทฤษฎีของ Shannon

### 1.3 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

1. ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวกับการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสง
2. ศึกษาการมอดูเลตสัญญาณแบบ OOK, DPSK, DQPSK และ n-QAM
3. ศึกษาทฤษฎี Shannon
4. วิเคราะห์ในเชิงคณิตศาสตร์ของความผิดเพี้ยนทางเฟสในระบบสื่อสารสัญญาณทางแสงซึ่งเกิดจากดิสเพอร์ชันและปรากฏการณ์ของเคอร์
5. จำลองระบบการสื่อสารสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆด้วยโปรแกรม Optisys8.0 เพื่อทดสอบทฤษฎีข้างต้น
6. คำนวณหาอัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนของการสื่อสารสัญญาณผ่านระบบเส้นใยแสงในเชิงทฤษฎี เมื่อใช้วิธีการมอดูเลตสัญญาณแบบOOK, DPSK, DQPSK และ n-QAM
7. หาขีดจำกัดสูงสุดของการสื่อสารสัญญาณทางแสงที่ใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบ OOK, DPSK, DQPSK และ n-QAM และผลการเปรียบเทียบกับขีดจำกัดการสื่อสารสัญญาณดิจิทัลตามทฤษฎีของ Shannon ทั้งในกรณีช่องสัญญาณเดี่ยว และกรณีสัญญาณ WDM
8. จำลองระบบการสื่อสารสัญญาณด้วยโปรแกรม Optisys8.0 เพื่อทดสอบขีดจำกัดดังกล่าวที่คำนวณได้
9. สรุปผลและรวบรวมข้อมูลทั้งหมดพร้อมทั้งเรียบเรียงวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์

### 1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

1. ปัจจัยที่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงความผิดเพี้ยนทางเฟสของสัญญาณที่ศึกษามีเพียงค่าการลดทอนของสัญญาณ ดิสเพอร์ชัน ความชันดิสเพอร์ชัน ปรากฏการณ์เคอร์

(SPM, XPM, และ FWM) และสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการขยายกำลังสัญญาณ เป็นรายคาบเท่านั้น

2. ใช้เฉพาะเส้นใยแสง 2 ชนิด คือ ชนิด Single mode fiber (SMF) ITU-T G.652D และ ชนิด Non-zero dispersion-shifted fiber (NZ-DSF) ITU-T G.655D ในการสื่อสารสัญญาณแสงเท่านั้น
3. ใช้วิธีการมอดูเลตแบบ OOK, DPSK, DQPSK และ n-QAM
4. ใช้การ simulation ในการจำลองระบบสื่อสารสัญญาณเพื่อทดสอบผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎี โดยไม่มีการทดลองจริง

### 1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

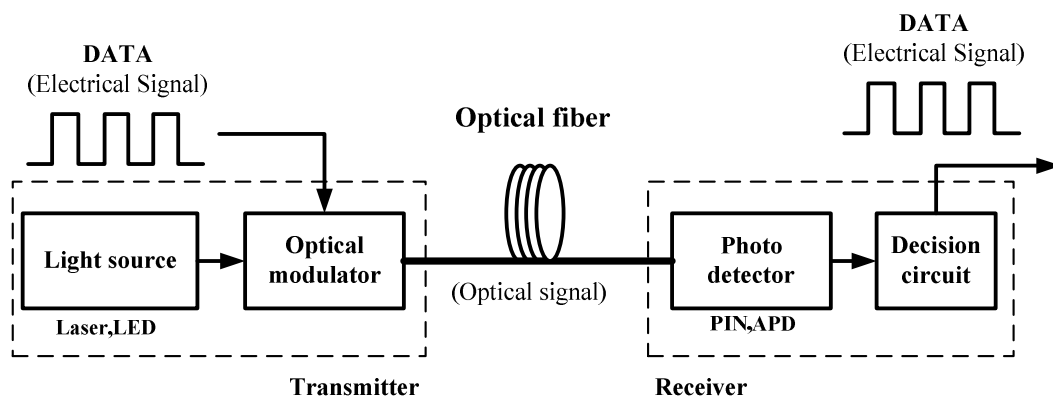
1. ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับทฤษฎีการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสง
2. สามารถคำนวณหาอัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนของการสื่อสารสัญญาณผ่านระบบเส้นใยแสงในเชิงทฤษฎี เมื่อใช้วิธีการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆได้
3. ชีตจำกัดสูงสุดของการสื่อสารสัญญาณทางแสงที่ใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆในเชิงทฤษฎี และผลการเปรียบเทียบกับขีดจำกัดการสื่อสารสัญญาณดิจิทัลตามทฤษฎีของ Shannon
4. ผลงานตีพิมพ์และนำเสนอในที่ประชุมวิชาการระดับนานาชาติ

## บทที่ 2

### ทฤษฎีการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงพื้นฐาน

เนื้อหาของทฤษฎีที่กล่าวถึงในวิทยานิพนธ์ในบทนี้แบ่งออกเป็น 6 ส่วนซึ่งในส่วนแรกจะกล่าวถึง ระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงขั้นพื้นฐาน การสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงในระยะไกล รวมไปถึงการแนะนำให้รู้จักว่าอุปกรณ์ที่จำเป็นต้องมีในระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงอย่างคร่าวๆ ส่วนที่ 2 จะเป็นการแนะนำให้รู้จักหลักการและทฤษฎีพื้นฐานของเทคนิคการมัลติเพล็กซ์สัญญาณที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยนี้ทั้งหมด 2 วิธี ได้แก่ ระบบการมัลติเพล็กซ์สัญญาณทางแสงเชิงความยาวคลื่น และระบบการมัลติเพล็กซ์สัญญาณทางแสงเชิงความยาวคลื่นอย่างหนาแน่น ส่วนที่ 3 จะเป็นการแนะนำถึงทฤษฎีการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสง ส่วนที่ 4 จะเป็นการกล่าวถึงปัจจัยของผลกระทบต่างๆที่มีผลต่อพัลส์สัญญาณที่เดินทางผ่านเส้นใยแสงซึ่งได้แก่ การลดทอนกำลังสัญญาณ ดิสเพอร์ชันและความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง ส่วนที่ 5 ได้แนะนำเกี่ยวกับหลักการและวิธีการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆที่เกี่ยวข้องโดยตรงกับงานวิจัยนี้ทั้งหมด 3 วิธีหลัก ได้แก่ การมอดูเลตสัญญาณทางความเข้มแสง (on-off keying: OOK) การมอดูเลตสัญญาณเชิงเส้นทางเฟส (phase-shift keying: PSK) และการมอดูเลตสัญญาณแบบควอดเรเจอร์แคเรียร์แอมพลิจูด (quadrature amplitude modulation: QAM) และส่วนสุดท้ายจะกล่าวถึงทฤษฎีสารสนเทศของแชนนอน (Shannon-Hartley theorem)

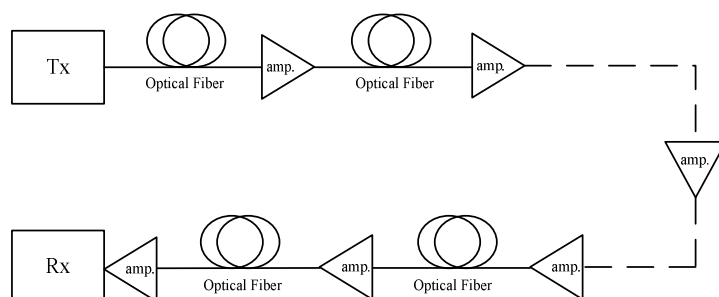
#### 2.1 ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสง



รูปที่ 2.1 ระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสง

ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสงดังรูปที่ 2.1 ประกอบด้วย 3 ส่วนหลัก คือ

1. ภาคส่ง (transmitter) ทำหน้าที่ส่งสัญญาณไฟฟ้าผ่าน optical modulator โดยจะทำการแปลงสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณแสง (O-E) โดยการมอดูเลตสัญญาณนั้นมี 2 ประเภท คือ การมอดูเลตภายนอก (external modulation) และการมอดูเลตโดยตรง (direct modulation) ซึ่งมีความแตกต่างกันคือ การมอดูเลตภายนอกจะมีแหล่งกำเนิดแสง (light source) และอุปกรณ์มอดูเลตสัญญาณ (modulator) แยกออกจากกัน แต่การมอดูเลตโดยตรงนั้น แหล่งกำเนิดแสงและอุปกรณ์มอดูเลตสัญญาณจะรวมเป็นชุดเดียวกัน เมื่อทำการมอดูเลตแล้วจะส่งผ่านเส้นใยแสง
2. ตัวกลางหรือเส้นใยแสง (optical fiber) มีรูปแบบให้เลือกใช้งานหลากหลายคือ เส้นใยแสงโหมดเดียว (single mode fiber : SMF) ซึ่งมีราคาสูง แต่มีค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนต่ำ (attenuation coefficient) เมื่อเปรียบเทียบกับเส้นใยแสงแบบหลายโหมดคลื่น (multi-mode fiber : MMF) ที่มีราคาถูกกว่า เส้นใยแสงแบบเลื่อนค่าดิสเพอร์ชัน (dispersion-shifted fiber : DSF) มีคุณสมบัติพิเศษคือ ให้ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนต่ำสุดที่ความยาวคลื่น zero dispersion (1550 nm) และเส้นใยแสงแบบเลื่อนค่าดิสเพอร์ชันที่ความยาวคลื่น 1550 nm ค่าดิสเพอร์ชันไม่เป็นศูนย์ (non-zero dispersion-shifted fiber : NZ-DSF) ซึ่งมีคุณสมบัติเหมาะที่จะใช้ในระบบมัลติเพล็กซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น
3. ภาครับ (receiver) เมื่อได้รับสัญญาณแสงแล้ว เครื่องรับสัญญาณแสงที่ประกอบด้วย อุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณแสง (Photo detector) และวงจรตัดสินใจ (Decision circuit) อุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณแสงทำหน้าที่แปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า โดยทั่วไปจะใช้เป็น positive intrinsic negative junctions (PIN) และ avalanche photodiode (APD) ส่วนวงจรตัดสินใจทำหน้าที่ตัดสินใจว่าสัญญาณขาออกควรจะเป็นบิต '0' หรือ '1' ซึ่งขึ้นอยู่กับค่ากำหนดภายในวงจรตัดสินใจ



รูปที่ 2.2 ระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงในระยะทางไกล



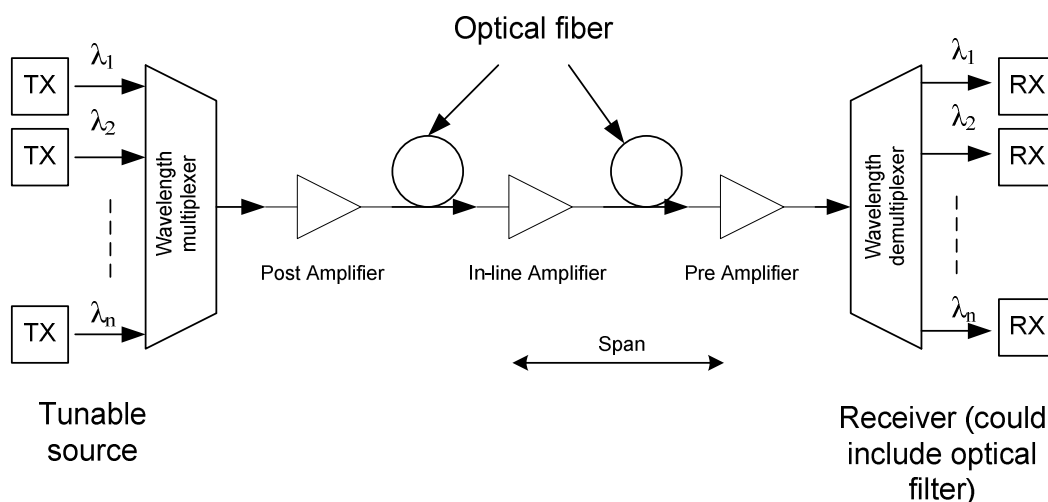
สำหรับระบบการส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแสงระยะไกล (long-haul transmission system) แสดงให้เห็นในรูปที่ 2.2 จะเห็นได้ว่า มีอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง (optical amplifier) หรือ อุปกรณ์ทวนสัญญาณ (repeater) วางคั่นระหว่างทางเป็นช่วงๆ เนื่องจากการสูญเสียกำลังงานที่เกิดขึ้นในเส้นใยแสงโดยจะขึ้นอยู่กับค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณทางแสงในแต่ละย่านความยาวคลื่น (optical attenuation coefficient :  $\alpha$  dB/km) ทำให้กำลังงานสัญญาณแสงลดลง และอาจจะเป็นผลให้อุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณแสง (optical detector) ไม่สามารถตรวจจับกำลังงานแสงได้ สำหรับค่ากำลังงานต่ำสุดที่อุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณจะสามารถแปลงกำลังงานแสงเป็นกำลังไฟฟ้าได้คือ ค่าความไว (sensitivity) ซึ่งขึ้นอยู่กับแต่ละชนิดของอุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณ

## 2.2 ระบบการมัลติเพล็กซ์สัญญาณทางแสง

การมัลติเพล็กซ์เป็นเทคนิคที่อนุญาตให้สัญญาณที่ใช้แทนข้อมูลจากหลายแหล่งข้อมูลสามารถส่งผ่านช่องสัญญาณเดียวกันเพื่อใช้งานร่วมกันได้ โดยมีความจำเป็นที่จะต้องใช้สายเพื่อเชื่อมต่อให้มีจำนวนน้อย แต่ให้มีความสามารถลำเลียงข้อมูลออกไปในปริมาณมากได้ ทำให้มีการลงทุนที่ต่ำและประหยัด จึงเกิดแนวคิดการรวมข้อมูลขึ้น

### 2.2.1 ระบบการมัลติเพล็กซ์สัญญาณทางแสงเชิงความยาวคลื่น (wavelength division multiplexing)

ความกว้างของแบนด์วิดท์ที่มหาศาลนั้น เป็นประสิทธิภาพของเส้นใยแสงที่ทำให้เราสามารถเลือกใช้ช่วงความยาวคลื่นได้ตั้งแต่ 800 nm ถึง 1600 nm [39] ซึ่งมีจำนวนความยาวคลื่นมากมายเพียงพอกับการใช้งานที่หลากหลายของโครงข่ายทั้งการส่งข้อมูล ภาพ และเสียงด้วยอัตราการส่งข้อมูลความเร็วสูง การที่จะใช้ประโยชน์ของจำนวนความยาวคลื่นที่มากมายให้มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นไปอีกนั้น ต้องอาศัยการใช้เทคโนโลยีการมัลติเพล็กซ์สัญญาณทางแสงเชิงความยาวคลื่น (WDM) [40], [41]



รูปที่ 2.3 โครงสร้างพื้นฐานของระบบสื่อสารแบบ WDM

จากรูปที่ 2.3 ข้อมูลแต่ละชุดจะครอบครองสัญญาณแสงในแต่ละความยาวคลื่นโดยระบบและองค์ประกอบของ WDM มีสัญญาณจำนวน  $N$  ความยาวคลื่นจะถูกมัลติเพล็กซ์และส่งไปตามเส้นใยแสงเส้นเดียว และอุปกรณ์ที่ปลายทางจะเลือกรับในความยาวคลื่นที่ต้องการ ในช่วงแรกระบบ WDM จะเป็นการส่งความยาวคลื่นเพียง 2, 4, 8, 12 และ 16 ความยาวคลื่น โดยใช้สัญญาณในระยะทางสั้นๆ เทคโนโลยีในระยะถัดมาคือ coarse WDM (CWDM) และ dense WDM (DWDM) โดยการวิวัฒนาการของเทคโนโลยีจะเกี่ยวข้องกับขีดจำกัดของระยะห่างของแต่ละความยาวคลื่น เทคโนโลยี CWDM ทั่วไปแล้วจะมีระยะห่างของความยาวคลื่นอยู่ที่ 20 nm (3000 GHz) มีจำนวนความยาวคลื่นอยู่ที่ 18 ความยาวคลื่น และถูกจำกัดอยู่ที่พิสัยความยาวคลื่น 1270 nm ถึง 1610 nm ตามมาตรฐาน ITU-T G.694.2 ส่วนเทคโนโลยี DWDM นั้นปกติจะมีระยะห่างของแต่ละความยาวคลื่นอาจอยู่ที่ 200, 100, 50 หรือ 25 GHz โดยมีจำนวนช่องสัญญาณให้สามารถใช้ได้จำนวนนับร้อยช่องสัญญาณตามอุปกรณ์ส่งสัญญาณที่มีใช้งาน และสามารถส่งสัญญาณไปได้หลายพันกิโลเมตรโดยต้องมีอุปกรณ์ขยายสัญญาณตามเส้นทาง ทำให้ระหว่างการเดินทางของสัญญาณผ่านเส้นใยแสงจะต้องมีการขยายสัญญาณด้วยอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง

เราสามารถแบ่งลักษณะการใช้งานอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสงได้ 3 ลักษณะ

1. post amplifier วางไว้ก่อนเข้าสายส่งเพื่อเพิ่มกำลังของสัญญาณ
2. line amplifier วางไว้ระหว่างสายส่งสัญญาณเป็นช่วงๆ เพื่อชดเชยการลดทอนสัญญาณเนื่องจากเส้นใยแสง

3. preamplifier ทำการขยายสัญญาณเพื่อปรับสัญญาณให้ดีขึ้นก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ

สำหรับระยะห่างของอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง (span) นั้น เราต้องไม่กำหนดให้ระยะทางมากเกินไปจนกำลังสัญญาณถูกลดทอนลง ทำให้อุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสงไม่สามารถตรวจจับได้ หรือทำให้อัตราส่วนระหว่างกำลังสัญญาณและกำลังสัญญาณรบกวนทางแสง (optical signal-to-noise ratio: OSNR) มีค่าต่ำ ซึ่งจะแสดงประสิทธิภาพที่ไม่ดีของระบบ

## 2.2.2 ระบบการมัลติเพล็กซ์สัญญาณเชิงความยาวคลื่นอย่างหนาแน่น (dense wavelength division multiplexing)

ระบบการมัลติเพล็กซ์สัญญาณเชิงความยาวคลื่นอย่างหนาแน่น (DWDM) พัฒนามาจากระบบสื่อสารทางแสงด้วยเส้นใยแสงที่เดิมใช้เพียงแสงสีเดียวหรือแสงที่มีค่าความยาวคลื่นคงที่เพียงค่าเดียวเท่านั้น เช่น 1330 nm หรือ 1550 nm เป็นต้น หากนึกถึงระบบสื่อสารข้อมูลหลายช่องสัญญาณในระบบสื่อสารด้วยเส้นใยแสงที่พบในรอบทศวรรษที่ผ่านมา มักจะนึกถึงระบบ TCM/PCM (time division multiplex / pulse code modulation) ที่ใช้ระบบสายส่งที่เป็นสายทองแดง และระบบ SDH/SONET (synchronous digital hierarchy / synchronous optical network) ที่ใช้ระบบสายส่งที่เป็นเส้นใยแสง

ระบบ SDH/SONET สามารถส่งข้อมูลได้ด้วยความเร็วหลายระดับ ตัวอย่างเช่น ความเร็วที่อัตรา 2.5 Gbps ซึ่งเป็นของระบบ STM-16 ที่ใช้ระบบสายส่ง OC-48 ระบบสื่อสารที่ใช้เส้นใยแสงเพียงเส้นเดียว (หรือคู่เดียวในระบบรับส่ง) โดยใช้แสงที่มีความยาวคลื่นเดียว (เช่น 1.55 ไมครอน) เป็นคลื่นพาห้สำหรับส่งข้อมูลหลายช่องสัญญาณที่ถูกจัดรวมกันด้วยเทคนิคการมัลติเพล็กซ์ (multiplex) ซึ่งทำงานด้วยวงจรรีเลย์ทรอนิกส์

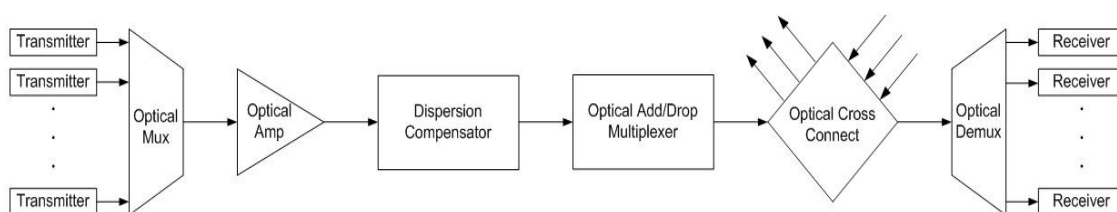
แม้ว่าระบบสื่อสารจะส่งข้อมูลได้เร็วถึง 2.5 Gbps ซึ่งเร็วมากพอที่จะส่งข้อมูลที่เป็นเนื้อหาของหนังสือ และเอกสารทุกเล่มภายในหอสมุดแห่งชาติของเราได้หมดภายในเวลาเพียงไม่กี่นาที แต่วิศวกรและนักวิทยาศาสตร์ทั้งหลายก็ยังไม่พอใจ ยังคงพยายามที่จะคิดหาวิธีเพิ่มความเร็วในการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงให้มากขึ้น ซึ่งพบว่ามียุทธวิธีการหลักๆอยู่ 2 วิธี คือ

1. เพิ่มอัตราเร็วจากระบบเดิมที่ใช้อยู่ซึ่งระบบเดิมยังคงสามารถพัฒนาให้มีขีดการทำงานเพิ่มขึ้นได้อีก ดังเช่นที่เห็นกันในปัจจุบันมากถึง 40 Gbps แต่สุดท้ายอัตราเร็วในการพัฒนาอาจช้าลงและไม่แน่นอน เพราะถูกจำกัดด้วยตัวของเทคโนโลยีเอง โดยเฉพาะ

ความเร็วในการทำงานของอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งจะทำให้ระบบมีราคาแพงขึ้น  
 มากหลายเท่าเลยทีเดียว

2. เพิ่มจำนวนความยาวคลื่นแสงใยเส้นใยแสงเส้นเดิม โดยเทคนิคนี้สามารถกระทำโดย  
 อาศัยเทคโนโลยีที่มีอยู่เดิม อีกทั้งเส้นใยแสงเดิมในระบบก็ยังสามารถรองรับขีดการ  
 ทำงานนี้ได้ ซึ่งแนวคิดนี้เป็นจุดเริ่มต้นของระบบสื่อสารแบบ WDM และพัฒนามา  
 เป็น DWDM ในปัจจุบัน

ในระบบ WDM ใช้แสงที่มีความยาวคลื่น 1330 nm และ 1550 nm แทนช่องสัญญาณอิสระ  
 รวมกันทางแสงแล้วส่งไปในเส้นใยแสงเส้นเดียวกันซึ่งวิธีนี้ทำให้ไม่สามารถเพิ่มช่องสัญญาณที่อยู่  
 ในทอมของความยาวคลื่นแสงได้มากนัก เพราะแสงในแต่ละช่องสัญญาณมีความยาวคลื่นต่างกัน  
 มาก จะมีค่าการลดทอนสัญญาณไม่เท่ากันส่งผลให้ระยะทางสูงสุดที่สามารถส่งข้อมูลได้มีค่าไม่  
 เท่ากันด้วยผลลัพธ์คือในระบบสื่อสารทางไกลต้องใช้สถานีทวนสัญญาณ (repeater) แยกกัน  
 สำหรับแต่ละความยาวคลื่น เป็นผลทำให้มีค่าใช้จ่ายเพิ่มขึ้นและทำให้ระบบมีความยุ่งยากการ  
 แก้ปัญหาทำได้โดยเลือกช่องสัญญาณให้มีค่าความยาวคลื่นแสงใกล้เคียงกันโดยเป็นแสงในช่วงของ  
 หน้าต่างความยาวคลื่นแสงค่าหนึ่งเช่นในระบบปัจจุบันมักเลือกช่องหน้าต่างความยาวคลื่นแสง  
 ในช่วง 1550 nm และความยาวคลื่นแสงของแต่ละช่องสัญญาณจะมีช่องห่างกัน (channel  
 spacing : CS) ประมาณ 1 nm เช่น ระบบ DWDM ระบบหนึ่งมี 8 ช่องสัญญาณ อาจประกอบไป  
 ด้วยความยาวคลื่นแสง 1550, 1551, 1552, ..., 1557 nm เป็นต้น การกำหนดให้ CS มีค่าน้อย  
 หมายถึงการเพิ่มโอกาสให้มีอัตราการส่งข้อมูลหรือบิตเรต (bit rate) เพิ่มมากขึ้นด้วย



รูปที่ 2.4 โครงสร้างพื้นฐานของระบบสื่อสารแบบ DWDM

โครงสร้างพื้นฐานของระบบสื่อสารด้วยเส้นใยแสงแบบ DWDM เป็นระบบสื่อสารแบบทาง  
 เดียว (simplex) แสดงได้ดังรูปที่ 2.4 โดยเครื่องส่งสัญญาณแสง (transmitter) ทำหน้าที่เปลี่ยน  
 ข้อมูลทางไฟฟ้าเป็นสัญญาณแสงแล้วส่งไปในเส้นใยแสงเครื่องส่งสัญญาณแสง 1 ชุดจะส่งแสง  
 ออกมา 1 ความยาวคลื่นเรียกว่า 1 ช่องสัญญาณซึ่งข้อมูลแสง 1 ช่องสัญญาณนี้ อาจถูก  
 มัลติเพล็กซ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ให้มีบิตเรตสูงมาแล้ว จากนั้นแสงจากทุกช่องสัญญาณจะถูกรวมเข้า  
 ด้วยกันโดยกระบวนการทางแสงด้วย optical multiplexer (mux) เพื่อส่งไปยังปลายทางด้วยเส้นใย

แสงเพียงเส้นเดียวข้อมูลที่เดินทางไปในเส้นใยแสงจะถูกลดทอนสัญญาณ ทำให้สัญญาณแสงมีความเข้มแสงน้อยลง จึงจำเป็นต้องมีสถานีทวนสัญญาณที่เป็นเครื่องขยายสัญญาณทางแสง (optical amplifier) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณแสงทุกๆ ช่องสัญญาณพร้อมกัน ให้มีความเข้มแสงมากพอที่จะเดินทางต่อไปในระยะทางไกลได้ สัญญาณข้อมูลที่ส่งโดยทั่วไปจะเป็นสัญญาณข้อมูลแบบดิจิทัลในลักษณะของพัลส์ข้อมูล เมื่อสัญญาณพัลส์เดินทางในเส้นใยแสงจะเกิดปรากฏการณ์ดิสเพอร์ชัน (dispersion) ทำให้สัญญาณพัลส์บานออก ส่งผลให้ปริมาณข้อมูลหรือบิตเรตสูงสุดของระบบลดลง ดังนั้นการส่งสัญญาณในระบบ DWDM จึงต้องมีอุปกรณ์ dispersion compensator ที่ทำหน้าที่ปรับสัญญาณพัลส์ที่บานออกให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสม กล่าวคือ ปรับขนาดของพัลส์ที่บานออกให้มีขนาดคงที่ตลอดการเดินทางอยู่เสมอเนื่องด้วยระบบ DWDM มีความยาวคลื่นแสงหลายค่า ผลของปรากฏการณ์ดิสเพอร์ชันที่เกิดขึ้นจึงมีผลกระทบทุกช่องสัญญาณหรือทุกความยาวคลื่น โดยที่ระบบที่มีจำนวนช่องสัญญาณมาก ผลกระทบของปรากฏการณ์ดิสเพอร์ชันยิ่งมากขึ้นด้วย ในระบบโครงข่ายสื่อสารขนาดใหญ่หรือโครงข่ายที่มีประสิทธิภาพสูง เช่น โครงข่ายแบบ SDH/SONET มีโครงสร้างเป็นวงแหวน (ring) หรือเมช (mesh) โดยในช่วงระหว่างสถานี ระบบสามารถขยายการติดต่อเข้ากับสถานีอื่นได้ด้วยอุปกรณ์ที่เรียกว่า Add/Drop ซึ่งในระบบ DWDM ก็มีอุปกรณ์ชนิดนี้เช่นกันเพื่อให้ระบบสามารถขยายการติดต่อเข้ากับสถานีอื่นได้โดยนำไปใช้กับระบบเดิมด้วย optical Add/Drop หรือ OADM (optical Add/Drop multiplexer) โดยการทำงานของอุปกรณ์ชนิดนี้เป็นการจัดการทางแสง และในระบบ DWDM สถานีที่ทำหน้าที่เป็นชุมสายขนาดใหญ่จะมีอุปกรณ์ cross connect ทำหน้าที่ติดต่อหรือเลือกเส้นทางของข้อมูลในระบบที่มีความซับซ้อนมากขึ้นด้วย OXC (optical cross connect) เมื่อสัญญาณเดินทางถึงปลายทาง สัญญาณแสงทุกช่องสัญญาณที่รวมกันอยู่จะถูกแยกออกเป็นช่องสัญญาณเดี่ยวตามค่าความยาวคลื่นแสงด้วยอุปกรณ์ที่เรียกว่า optical demultiplexer ซึ่งมีหลักการทำงานตรงข้ามกับ optical multiplexer หรือทำงานเหมือนกันก็ได้ เพียงแต่จะเพิ่มอุปกรณ์บางอย่างเข้าไปเพื่อให้ได้ฟังก์ชันทำงานตามต้องการ

ระบบ DWDM เป็นระบบที่มีความยืดหยุ่นสูง สามารถใช้กับระบบสื่อสารได้ทั้งระบบขนาดเล็ก เช่น การสื่อสารกันแบบ point-to-point หรือขนาดใหญ่อย่าง backbone network โดยมีอุปกรณ์มากขึ้นอยู่กับขนาดของโครงข่าย ทั้งที่เป็นอุปกรณ์ประเภทแอ็กทีฟ (active component) ที่ต้องมีการป้อนพลังงานจากภายนอก และอุปกรณ์ประเภทพาสซีฟ (passive component) ที่สามารถทำงานได้โดยไม่ต้องการพลังงานจากภายนอก

### 2.3 ทฤษฎีการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสง

เนื่องจากสัญญาณแสงเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าชนิดหนึ่ง ดังนั้นสมการต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณแสงย่อมมีความสัมพันธ์กับสมการของแมกซ์เวลล์ (Maxwell's equation) เมื่อพิจารณาการเดินทางของสัญญาณแสงจากสมการความหนาแน่นกระแสและสมการความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก จะได้สมการการเดินทางของสัญญาณแสงในเส้นใยแสงเป็นไปตามสมการ ซึ่งมีชื่อว่าสมการความไม่เป็นเชิงเส้นของชโรดิงเจอร์ (Nonlinear Schrödinger equation: NLSE) [42]

$$\frac{\partial A}{\partial z} = -\frac{1}{2}\alpha A - \frac{i}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} + \frac{1}{6}\beta_3 \frac{\partial^3 A}{\partial T^3} + i\gamma |A|^2 A \quad (2.1)$$

เมื่อ  $A$  คือ กรอบคลื่น (Envelope) ของสัญญาณ

$\alpha$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอน (Attenuation constant)

$\beta_2$  คือ ค่า second order dispersion coefficient ในรูปของ group-velocity dispersion (GVD)

$\beta_3$  คือ ค่า third order dispersion coefficient ในรูปของความชันดิสเพอร์ชัน (dispersion slope)

$\gamma$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear coefficient)

$z$  คือ ระยะทางที่สัญญาณแสงเดินทางในเส้นใยแสง

$T$  คือ กรอบเวลาอ้างอิงที่เคลื่อนที่ไปพร้อมกับความเร็วกลุ่ม ( $v_g$ ) ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการ (2.2)

$$T = t - \frac{z}{v_g} \quad (2.2)$$

เมื่อ  $t$  คือ เวลาที่ใช้จริง

เมื่อพิจารณาพจน์ทางขวามือของสมการ(2.1) พบว่ามี 4 พจน์ซึ่งแสดงถึงปัจจัยที่มีผลต่อพัลส์สัญญาณ  $A$

พจน์แรก คือ การลดทอนกำลังสัญญาณ ( $\alpha$ ) ซึ่งมีค่าเพิ่มมากขึ้นตามระยะทางของเส้นใยแสง นั่นคือเมื่อสัญญาณเดินทางไปในเส้นใยแสงจะทำให้กำลังของสัญญาณแสงลดต่ำลง แต่เราสามารถชดเชยกำลังของสัญญาณได้ด้วยอุปกรณ์ขยายสัญญาณแสง

พจน์ที่สอง คือ GVD ( $\beta_2$ ) เป็นส่วนที่ส่งผลให้สัญญาณพัลส์ขยายกว้างออก

พจน์ที่สาม คือ ผลกระทบของปรากฏการณ์ TOD จะส่งผลให้สัญญาณพัลส์ทางเวลาเกิดความผิดเพี้ยนแบบไม่สมมาตร (asymmetric distortion)

พจน์สุดท้ายคือผลของปรากฏการณ์เคอร์ (Kerr effect) ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ไม่เป็นเชิงเส้นภายในเส้นใยแสงที่ทำให้เฟสของสัญญาณแสงเปลี่ยนแปลงไปตามระยะทางและยังส่งผลให้สเปกตรัมของสัญญาณขยายออกอีกด้วย โดยที่ความรุนแรงของปรากฏการณ์เคอร์ในเส้นใยแสงจะขึ้นอยู่กับกำลังสูงสุด (peak power) ของสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสง

## 2.4 ปัจจัยที่ส่งผลต่อพัลส์สัญญาณ

สัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสงจะมีรูปร่างและกำลังของสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงไปเนื่องจากปัจจัยหลัก 4 ประการ คือ

### 2.4.1 การสูญเสียกำลังสัญญาณ (attenuation loss)

อัตราการลดทอนกำลังสัญญาณของแสงที่เดินทางในเส้นใยแสง เป็นส่วนสำคัญของการกำหนดคุณลักษณะการออกแบบโครงข่ายทางแสง เนื่องจากสามารถกำหนดตัวแปรที่สำคัญได้ดังต่อไปนี้

1. กำลังของสัญญาณที่ออกจากเครื่องสื่อสารสัญญาณแสงให้มีค่าเหมาะสมกับระยะทางในการสื่อสารสัญญาณ
2. ความไวของเส้นใยแสง
3. ปริมาณการใช้อุปกรณ์ขยายสัญญาณแสง

การลดทอนกำลังสัญญาณในเส้นใยแสง เกิดจาก 3 สาเหตุหลัก คือ

1. การดูดซึม (absorption) เกิดจากคุณสมบัติของวัสดุเอง
2. การกระเจิง (scattering) เกิดจากทั้งคุณสมบัติของวัสดุและความไม่สมบูรณ์ของท่อนำคลื่น
3. การแผ่รังสี (radiation) เกิดจากรูปทรงของเส้นใยแสง

เมื่อสัญญาณแสงเดินทางไปในเส้นใยแสงเป็นระยะทางใดๆ จะเกิดการสูญเสียค่ากำลังของสัญญาณดังสมการ (2.3)

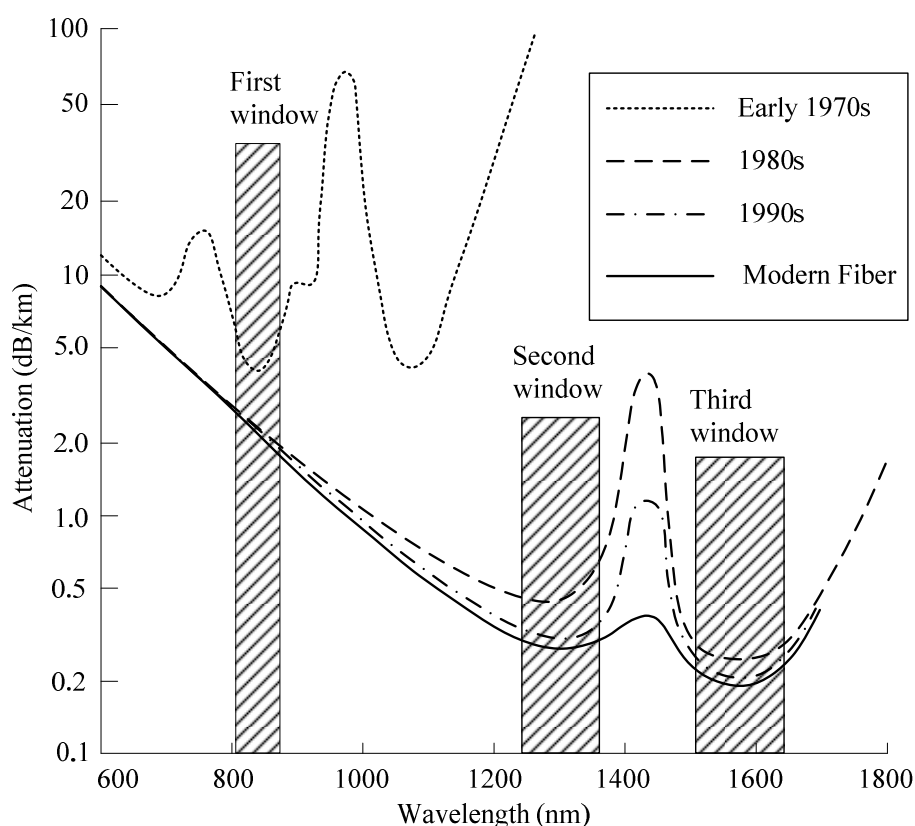
$$P(L) = P(0) - \alpha L \quad (2.3)$$

เมื่อ  $P(L)$  คือ กำลังของสัญญาณพัลส์ทางแสงที่ระยะจากอุปกรณ์ส่งสัญญาณ [dB]

$P(0)$  คือ กำลังสัญญาณพัลส์ทางแสงที่อุปกรณ์ส่งสัญญาณ [dB]

$\alpha$  คือ ค่าคงตัวของการลดทอน [dB/km]

$L$  คือ ระยะทางจากอุปกรณ์ส่งสัญญาณถึงอุปกรณ์รับสัญญาณ [km]



รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าการลดทอนกำลังสัญญาณของเส้นใยแสงกับความยาวคลื่นของสัญญาณ

ค่าการลดทอนของสัญญาณ ( $\alpha$ ) ต่างกันไปในแต่ละความยาวคลื่นซึ่งแสดงออกตามเส้นโค้ง 4 เส้นโดยแบ่งตามยุคของการสื่อสารในรูปที่ 2.5

ในยุคแรก (first window) ระบบเส้นใยแสงจะทำงานในช่วงความยาวคลื่น 850 nm และมีค่าอัตราการสูญเสียสัญญาณสูงเนื่องจากผลของ Rayleigh scattering

ในยุคที่สอง (second window) อุปกรณ์ได้รับการพัฒนาขึ้นส่งผลให้ระบบเส้นใยแสงทำงานได้ที่ช่วงความยาวคลื่น 1310 nm และมีอัตราการลดทอนสัญญาณต่ำกว่า 0.5 dB/km



ในยุคที่ 3 (third window) NTT (Nippon telegraph and telephone) ได้พัฒนาระบบเส้นใยแสงให้ทำงานที่ความยาวคลื่น 1550 nm และมีอัตราการลดทอนสัญญาณต่ำสุดที่ 0.2 dB/km ซึ่งในการใช้งานนั้น ถ้าเป็นการส่งผ่านข้อมูลระยะสั้นๆ เช่น ระบบ LAN จะใช้ความยาวคลื่น 850 nm หากเป็นการส่งผ่านข้อมูลระยะไกล จะใช้ความยาวคลื่น 1550 nm

ปัจจุบันมีการพัฒนาสู่ยุคที่ 4 ทำงานในช่วงความยาวคลื่น 1625 nm ซึ่งไม่ได้มีอัตราการลดทอนสัญญาณที่ลดลง แต่อาจจะช่วยลดความยุ่งยากในการสื่อสารสัญญาณระยะทางไกล หรือระบบการสื่อสารสัญญาณแบบมีการมัลติเพล็กซ์หลายความยาวคลื่น

#### 2.4.2 ดิสเพอร์ชันของเส้นใยแสง (fiber dispersion)

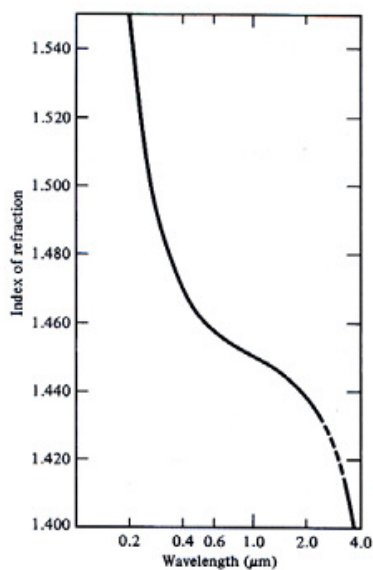
สัญญาณแสงที่ส่งเข้าไปในเส้นใยแสงอาจเกิดความผิดเพี้ยนขึ้นได้ เนื่องจากสาเหตุหลักคือ การดิสเพอร์ชัน หรือการกระจายออกของสัญญาณ ซึ่งสามารถอธิบายได้จากการตรวจสอบและศึกษาพฤติกรรมของความเร็วกลุ่ม (group velocity) ที่ส่งเข้าไปในโหมดการเดินทาง (guided modes) ซึ่งความเร็วกลุ่มเหล่านี้คือความเร็วของพลังงานในแต่ละโหมดที่เดินทางในเส้นใยแสง การผิดเพี้ยนของสัญญาณจะเกิดมากขึ้นตามระยะทางการเดินทางในเส้นใยแสงที่ไกลขึ้น ดังนั้นดิสเพอร์ชันจึงถูกนำมาใช้ในการพิจารณาข้อจำกัดของอัตราการรับ-ส่งข่าวสารที่ส่งในเส้นใยแสง

การเกิดดิสเพอร์ชัน 2 ประเภทการณ

1. intramodal dispersion หรือ chromatic dispersion เป็นดิสเพอร์ชันที่มีผลกับเส้นใยแสงชนิดโหมดเดี่ยว (SMF) จำแนกออกได้เป็น 2 ประเภท

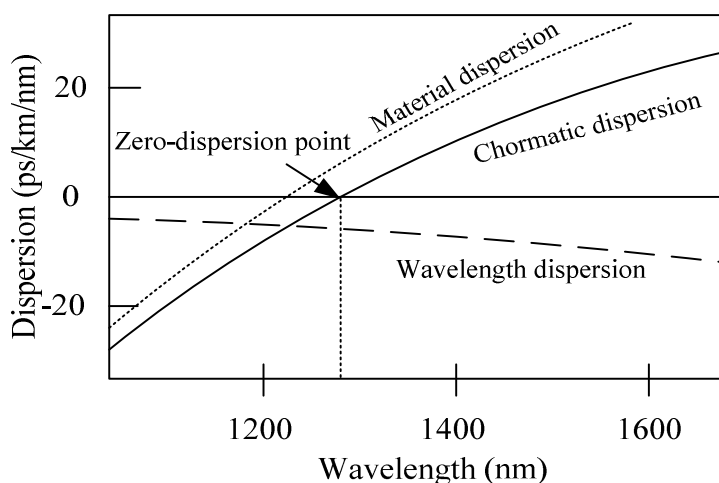
1.1 material dispersion เป็นผลเนื่องมาจากคุณสมบัติของวัสดุที่ใช้ทำเส้นใยแสง โดยที่ค่าดัชนีหักเหของเส้นใยแสงเปลี่ยนแปลงไปตามค่าความยาวคลื่นดังรูปที่

2.6



รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นและค่าดัชนีหักเห

1.2 waveguide dispersion เป็นผลจากลักษณะรูปร่างของเส้นใยแสงคลื่นและเส้นทางของการแพร่ของสัญญาณที่แต่ละความยาวคลื่นแตกต่างกัน ทำให้สัญญาณไปถึงปลายทางไม่พร้อมกัน ทั้งนี้ waveguide dispersion สามารถเปลี่ยนแปลงได้ขึ้นอยู่กับการออกแบบเส้นใยแสงดังแสดงในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นและค่าดิสเพอร์ชันจากทำนาคคลื่น

ในรูปที่ 2.7 แสดงค่าดิสเพอร์ชันที่แตกต่างกันไปตามความยาวคลื่นของแสง การส่งสัญญาณที่ความยาวคลื่น 1310 nm สำหรับ single mode fiber (SMF: ITU-T G.652) ซึ่งมีค่าดิส

เพอร์ชันเป็นศูนย์ (zero-dispersion point) จะสามารถหลีกเลี่ยงผลของดิสเพอร์ชันได้ และได้มีการปรับปรุงเพื่อให้เกิดค่าดิสเพอร์ชันเป็นศูนย์ที่ความยาวคลื่นแถบ 1550 nm ซึ่งเป็นจุดที่มีอัตราการลดทอนต่ำ เรียกเส้นใยแสงประเภทนี้ว่า dispersion shifted fiber (DSF: ITU-T G.653) และเส้นใยแสงที่มีค่าดิสเพอร์ชันไม่เป็นศูนย์ที่ความยาวคลื่นแถบ 1550 nm เราเรียกเส้นใยแสงประเภทนี้ว่า non-zero dispersion shift fiber (NZDSF: ITU-T G.655)

เราสามารถคำนวณการขยายตัวของสัญญาณพัลส์เนื่องจาก chromatic dispersion จากสมการ (2.4) โดยพิจารณาให้  $\tau$  แทนการประวิงแพร่กระจาย (propagation delay) ที่ความถี่  $\omega$  [43]

$$\tau = \frac{L}{v_g} \quad (2.4)$$

เมื่อ  $L$  คือ ความยาวของเส้นใยแสงหน่วยกิโลเมตร [km]

$v_g$  คือ ความเร็วกลุ่ม (Group velocity) ตรงกันที่ความถี่  $\omega$  เท่ากับ

$$v_g = \frac{1}{\beta_1} = \frac{\partial \omega}{\partial \beta}$$

$\beta$  คือ ค่าคงที่การแพร่กระจาย (Propagation constant) โดยที่  $\beta_1 = \frac{\partial \beta}{\partial \omega}$

$$\text{และ } \beta_2 = \frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2}$$

ถ้าสัญญาณมีความกว้างสเปกตรัมความถี่เท่ากับ  $\Delta\omega$  ดังนั้นความแตกต่างการประวิงแพร่กระจายในแต่ละส่วนประกอบของสเปกตรัมสามารถเขียนแทนด้วยสมการ (2.5)

$$\Delta\tau = \left| \frac{\partial \tau}{\partial \omega} \right| \Delta\omega = \left| \frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2} \right| L \Delta\omega = |\beta_2| L \Delta\omega \quad (2.5)$$

การขยายตัวของสัญญาณพัลส์สามารถเขียนในรูปของสัมประสิทธิ์  $D$  [ns/km.nm] ได้ดังนี้

$$D = \frac{1}{L} \frac{\partial \tau}{\partial \lambda} = \frac{1}{L} \frac{\partial \tau}{\partial \omega} \frac{\partial \omega}{\partial \lambda} \quad (2.6)$$

เมื่อ

$$\frac{\partial \omega}{\partial \lambda} = \frac{\partial}{\partial \lambda} \left( \frac{2\pi c}{\lambda} \right) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \quad (2.7)$$

เมื่อ  $\lambda$  คือ ความยาวคลื่น [nm]

$c$  คือ ความเร็วของสุญญากาศ =  $2.99739 \times 10^8$  [m/s]

เมื่อนำสมการ (2.7) ไปแทนค่าในสมการ (2.6) จะได้สมการ (2.8) คือ

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (2.8)$$

ดังนั้นเราสามารถคำนวณการขยายตัวของสัญญาณพัลส์ในรูปของ  $D$  โดยนำสมการ (2.8) ที่ได้ไปแทนค่าลงในสมการ (2.5) จะได้สมการ (2.9) คือ

$$\Delta \tau = |D| \Delta \lambda L \quad (2.9)$$

เมื่อ  $\Delta \lambda$  คือ ความกว้างสเปกตรัมของสัญญาณแสง

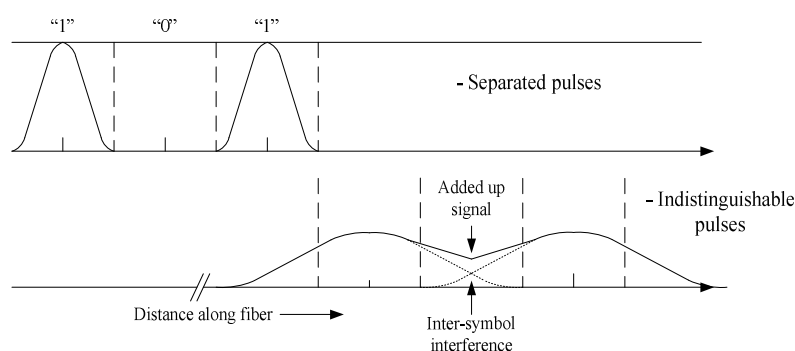
- intermodal dispersion เป็นดิสเพอร์ชันที่มีผลกับเส้นใยแสงหลายโหมด (MMF) และเป็นแหล่งเกิดหลักของดิสเพอร์ชัน ซึ่งเกิดจากแสงที่มีความยาวคลื่นเดียวกัน เดินทางในโหมดที่ต่างกัน ทำให้เกิดความเร็วกุ่มที่แตกต่างกันไป สัญญาณจึงส่งไปถึงปลายทางไม่พร้อมกัน สัญญาณแสงจะเกิดการกระจายตัวและบานกว้างออกเมื่อถึงปลายทาง ทำให้เกิดการซ้อนทับกันของพัลส์สัญญาณ

ในการส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแสงระยะไกล เมื่อสื่อสัญญาณแสงผ่านเส้นใยแสงแบบโหมดเดียว (SMF) ผลของการกระจายตามความถี่ของเส้นใยแสงจะเด่นชัดเนื่องจากสัญญาณแสงประกอบขึ้นด้วยหลายความถี่ซึ่งแต่ละความถี่มีค่าของดัชนีหักเหของเส้นใยแสงที่ต่างกัน ผลของค่าดัชนีหักเหที่ต่างกันนี้จะทำให้แสงแต่ละความถี่เดินทางด้วยความเร็วที่ไม่เท่ากันซึ่งจะทำให้พัลส์สัญญาณมีการขยายตัวออก (broadening) และเดินทางมาถึงปลายทางไม่พร้อมกัน ทั้งนี้เราจะเลือกใช้ SMF ในการส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแสงเพราะว่า SMF สามารถส่งข้อมูลด้วยอัตราบิตที่สูงกว่าเนื่องจากแบนด์วิธในการส่งข้อมูลกว้างกว่ารวมไปถึงอัตราการสูญเสียกำลังที่น้อยกว่า ดังนั้นดิสเพอร์ชันที่พิจารณาในงานวิจัยนี้คือ ดิสเพอร์ชัน (second order dispersion) และความชันดิสเพอร์ชัน (third order dispersion) เท่านั้น

### 2.4.2.1 ดิสเพอร์ชัน (Group velocity dispersion)

สาเหตุของการเกิดดิสเพอร์ชัน หรือพิจารณาในรูปของ second order dispersion coefficient ( $\beta_2$ ) หรือ group velocity dispersion: GVD คือ คุณสมบัติของความเร็วกลุ่มมีค่าไม่เท่ากันในแต่ละความยาวคลื่น ทำให้สัญญาณพัลส์ที่ประกอบด้วยหลายความยาวคลื่นเดินทางมาถึงปลายทางไม่พร้อมกันเป็นผลให้สัญญาณพัลส์ที่ปลายทางขยายออก ซึ่งการขยายออกของสัญญาณพัลส์จะส่งผลให้ค่ากำลังสูงสุดของสัญญาณพัลส์ลดลงด้วย

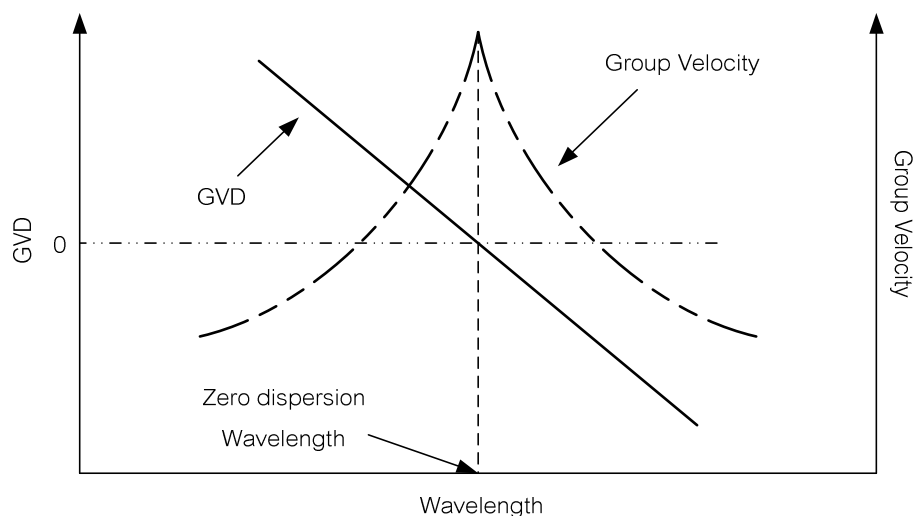
$\beta_2$  ยังมีอิทธิพลต่อคุณภาพของสัญญาณพัลส์อย่างมากในกรณีที่มีการสื่อสัญญาณพัลส์เป็นขบวนออกไปในเส้นใยแสงเป็นระยะทางไกล ๆ และสัญญาณพัลส์ที่อยู่ติดกันจะมีโอกาสเลื่อมกันมากขึ้น (overlap) จนทำให้เกิด inter-symbol interference (ISI) และอาจจะทำให้เกิดความผิดพลาดในการตัดสินใจ (error decision) ว่าสัญญาณแสงที่วิ่งเข้ามาควรจะเป็น บิต '1' หรือ บิต '0' ซึ่งแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 การเกิด inter-symbol interference

รูปที่ 2.8 แสดงถึงการเกิด ISI ที่เกิดจากการขยายตัวออกของสัญญาณพัลส์ โดยเริ่มแรกส่งสัญญาณแบบมอดูเลตความเข้มแสงด้วยบิต '1', '0', '1' ตามลำดับ สัญญาณพัลส์ระหว่างบิตแยกออกจากกันอย่างชัดเจน เมื่อสัญญาณพัลส์เดินทางในเส้นใยแสงผลของ GVD ทำให้สัญญาณพัลส์ขยายออกจนกระทั่งเกิด ISI จากผลของ ISI ทำให้กำลังของสัญญาณในช่วงเวลา (time slot) บิต '0' เพิ่มขึ้นและอาจทำให้ตรวจจับสัญญาณผิดพลาดจากบิต '0' กลายเป็นบิต '1' หากว่าสัญญาณที่เพิ่มขึ้นมาเลยค่าขอบเขตที่เครื่องตรวจจับสัญญาณกำหนดไว้

การประวิงระหว่างโหมด (intermodal delay) เป็นผลของแต่ละโหมดการเดินทางของแสงในตัวกลางมีความแตกต่างกันของค่าความเร็วกลุ่มที่ความถี่เดียวกันซึ่งเกิดในเส้นใยแสงแบบหลายโหมด จะมีผลรุนแรงกว่าเส้นใยแสงแบบโหมดเดียว



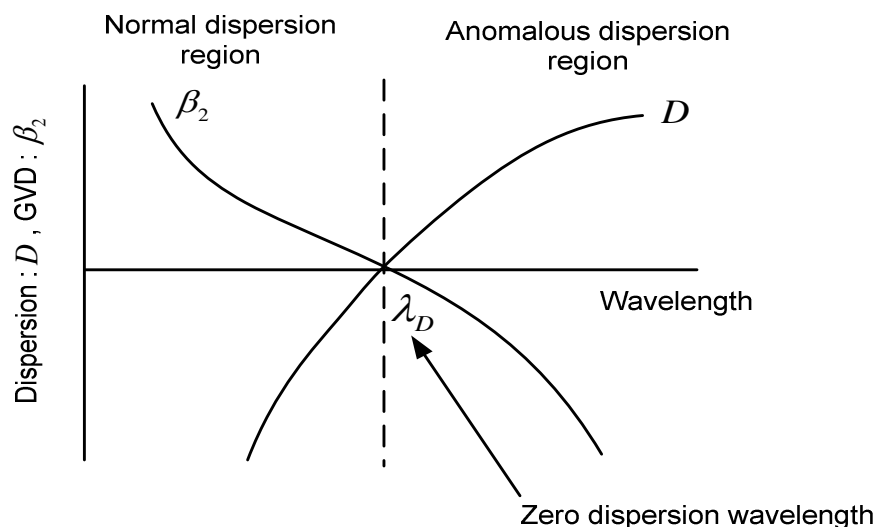
รูปที่ 2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วกลุ่มและการกระจายของความเร็วกลุ่ม ในแต่ละความยาวคลื่น

รูปที่ 2.9 แสดงตัวอย่างของความเร็วกกลุ่มและการกระจายของความเร็วกลุ่ม (group velocity dispersion: GVD) เทียบกับค่าความยาวคลื่น แสดงให้เห็นว่าที่ค่าความยาวคลื่นแตกต่างกันจะมีค่าความเร็วกกลุ่มต่างกันเช่นกันจะมีค่าสูงสุดที่ค่าดิสเพอร์ชันเป็นศูนย์ GVD เป็นปรากฏการณ์ที่สัญญาณแสงประกอบด้วยหลายความถี่ที่มีความเร็วกกลุ่มต่างกัน ส่งผลให้แต่ละองค์ประกอบของสัญญาณแสงใช้เวลาแตกต่างกันในการเดินทางซึ่งทำให้สัญญาณแสงขยายความกว้างออกไปเมื่อถึงปลายทาง

ช่วงของดิสเพอร์ชันสามารถแบ่งออกเป็น 2 ช่วงดังรูปที่ 2.10 คือ

1. normal dispersion region คือบริเวณที่ส่วนประกอบของความยาวคลื่นยาวสามารถเคลื่อนที่ได้เร็วกว่าส่วนที่มีความยาวคลื่นสั้นกว่า จะมีค่า  $D < 0$  และ  $\beta_2 > 0$
2. anomalous dispersion region คือบริเวณที่ส่วนประกอบของความยาวคลื่นสั้นสามารถเคลื่อนที่ได้เร็วกว่าส่วนที่มีความยาวคลื่นยาวกว่า จะมีค่า  $D > 0$  และ  $\beta_2 < 0$

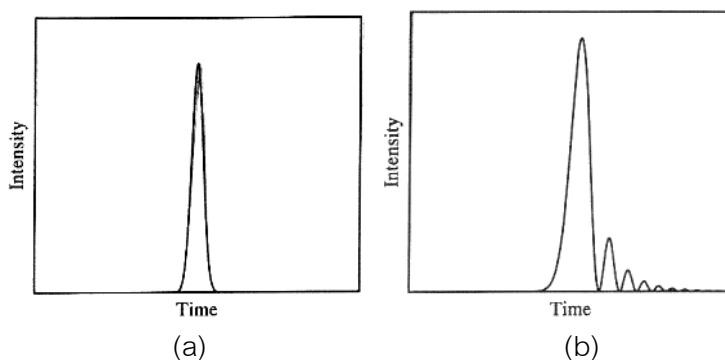
zero dispersion wavelength คือ จุดที่ดิสเพอร์ชันเท่ากับศูนย์  $D = 0$  และ  $\beta_2 = 0$  ใน single mode fiber ซึ่งจะอยู่ที่ 1310 nm และใน dispersion-shifted fiber จะมี zero dispersion wavelength อยู่ที่ 1550 nm

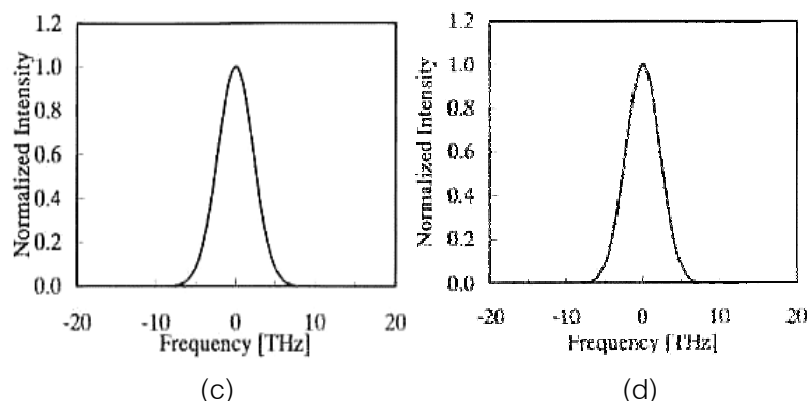


รูปที่ 2.10 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $\beta_2$  และ  $D$  ในช่วงของดิสเพอร์ชัน

#### 2.4.2.2 ความชันดิสเพอร์ชัน (dispersion slope)

การเกิดความชันดิสเพอร์ชันสามารถพิจารณาในรูปของ third order dispersion coefficient ( $\beta_3$ ) ในเส้นใยแสงซึ่งจะมีอิทธิพลต่อคุณภาพของสัญญาณพัลส์อย่างมากในกรณีที่มีการส่งสัญญาณพัลส์เป็นขบวนออกไปในเส้นใยแสงเป็นระยะทางไกล ๆ ด้วยอัตราเร็วสูง ผลกระทบของปรากฏการณ์ TOD จะส่งผลให้สัญญาณพัลส์ทางเวลาเกิดความผิดเพี้ยนแบบไม่สมมาตร (asymmetric distortion) โดยจะมีสัญญาณพัลส์ขนาดเล็กเกิดขึ้นบริเวณส่วนปลายของสัญญาณพัลส์ (trailing edge) แต่ปรากฏการณ์ TOD จะไม่ส่งผลกระทบต่อสเปกตรัมของสัญญาณตามความถี่ดังรูปที่ 2.11 (a) แสดงสัญญาณพัลส์อินพุตและรูปที่ 2.11 (b) แสดงสัญญาณพัลส์เอาต์พุตที่ได้รับผลกระทบจากปรากฏการณ์ TOD ส่วนรูปที่ 2.11 (c) แสดงสัญญาณสเปกตรัมอินพุตและรูปที่ 2.11 (d) แสดงสัญญาณสเปกตรัมเอาต์พุตที่ได้รับผลกระทบจากปรากฏการณ์ TOD เช่นกัน





รูปที่ 2.11 ผลของดิสเพอร์ชันอันดับสามต่อสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสง

(a) สัญญาณพัลส์อินพุต (b) สัญญาณพัลส์เอาต์พุต

(c) สัญญาณสเปกตรัมอินพุตและ (d) สัญญาณสเปกตรัมเอาต์พุต

เมื่อสื่อสัญญาณแสงผ่านเส้นใยแสงระยะทางไกลมากขึ้นผลของการกระจายสัญญาณเนื่องจากดิสเพอร์ชันจะเด่นชัดและทำให้ความถี่ในแต่ละสัญญาณมีค่าของดัชนีหักเหของเส้นใยแสงที่ต่างกันและจะทำให้พัลส์สัญญาณมีการขยายตัวออกและเดินทางมาถึงปลายทางไม่พร้อมกัน ดังนั้นความผิดเพี้ยนทางเฟสของสัญญาณเนื่องจากดิสเพอร์ชันและความชันดิสเพอร์ชันสามารถหาได้จากสมการ (2.1) เมื่อไม่พิจารณาความไม่เป็นเชิงเส้นของสัญญาณแสดงในสมการ (2.10)

$$\frac{\partial A}{\partial z} = -\frac{1}{2}\alpha A - \frac{i}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} + \frac{1}{6} \frac{\partial^3 A}{\partial T^3} \quad (2.10)$$

### 2.4.3 ความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง (fiber nonlinearity)

ปรากฏการณ์เคอร์เป็นปรากฏการณ์ที่ทำให้ค่าดัชนีหักเหเปลี่ยนแปลงไปตามกำลังของสัญญาณ ทำให้เฟสของสัญญาณที่ปลายทางมีการเปลี่ยนแปลงไป โดยขึ้นอยู่กับกำลังของสัญญาณ เฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงไป โดยมีขนาดขึ้นอยู่กับกำลังของสัญญาณเรียกว่า การเลื่อนเฟสอย่างไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear phase shift) เราสามารถแบ่งปรากฏการณ์เคอร์ ที่มีผลต่อสัญญาณเดินทางในระบบเส้นใยแสงออกเป็น 3 ประเภท คือ

#### 2.4.3.1 self-phase modulation (SPM)



SPM เกิดจากการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณโดยกำลังของสัญญาณที่ความถี่เดียวกันกับสัญญาณเอง อันเป็นผลทำให้เกิดการเลื่อนเฟสของสัญญาณแสงด้วยกำลังของตัวสัญญาณเอง ซึ่งอัตราการเปลี่ยนแปลงเฟสเป็นไปดังสมการ (2.11)

$$\Delta\omega_{NL} = \frac{\partial\phi_{NL}(z,T)}{\partial T} \quad (2.11)$$

เมื่อ  $\Delta\omega_{NL}$  คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงเฟสต่อหน่วยเวลา

$\phi_{NL}$  คือ เฟสของสัญญาณที่เลื่อนไปเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้น

ปรากฏการณ์ SPM จะส่งผลให้สเปกตรัม (Spectrum) ของสัญญาณขยายออกและเฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนไปจะถูกเหวี่ยงนามากที่สุดบริเวณตรงกลางสัญญาณพัลส์ซึ่งเป็นบริเวณที่มีปริมาณกำลังสัญญาณสูงสุดดังสมการ (2.12)

$$\phi_{NL,max} = L_{eff} P_0 \gamma \quad (2.12)$$

เมื่อ  $P_0$  คือ กำลังของสัญญาณพัลส์

$\phi_{NL,max}$  คือ เฟสที่เลื่อนออกไปมากที่สุด ณ บริเวณตรงกลางสัญญาณพัลส์

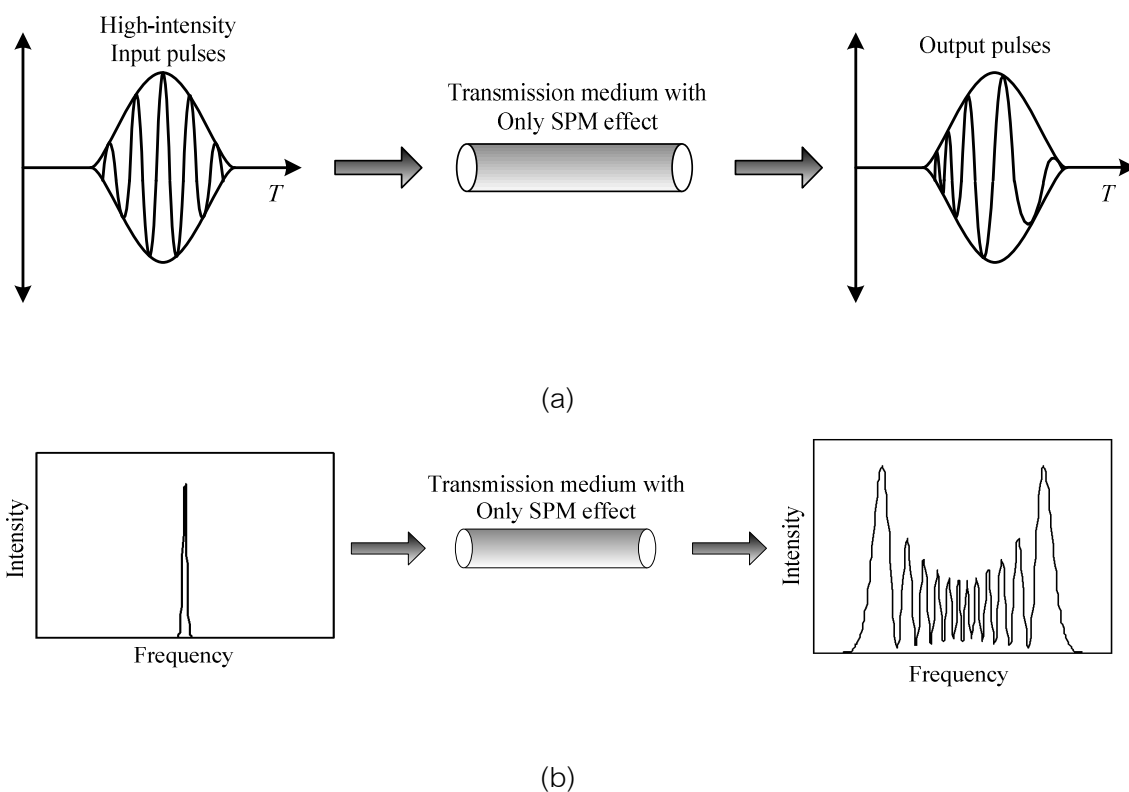
$$L_{eff} = \frac{1 - \exp(-\alpha l)}{\alpha} \quad \text{คือ ความยาวประสิทธิผลเนื่องจากการลดทอนของสัญญาณในเส้นใย}$$

แสง

ลักษณะการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่เกิดขึ้นเนื่องจากผลของ SPM แสดงได้ดังรูปที่ 2.12 ผลของ SPM ต่อสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสงทาง (a) ความถี่ (b)

สเปกตรัมสัญญาณ

จากรูปที่ 2.12 แสดงถึงผลของ SPM ต่อสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสง โดยในรูปที่ 2.12 (a) แสดงถึงผลของ SPM ต่อความถี่ของสัญญาณจากรูปจะเห็นว่า SPM จะส่งผลให้ส่วนประกอบความถี่สูงของสัญญาณมีความเร็วกลุ่มน้อยกว่าส่วนประกอบความถี่ต่ำและในรูปที่ 2.12 (b) แสดงถึงผลของ SPM ต่อสเปกตรัมของสัญญาณ จากรูปจะเห็นว่านอกจาก SPM จะทำให้ขนาดของสเปกตรัมสัญญาณแตกออกแล้วยังจะทำให้สเปกตรัมของสัญญาณขยายออกทางด้านข้างแบบสมมาตรกันด้วย



รูปที่ 2.12 ผลของ SPM ต่อสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสงทาง

(a) ความถี่ (b) สเปกตรัมสัญญาณ

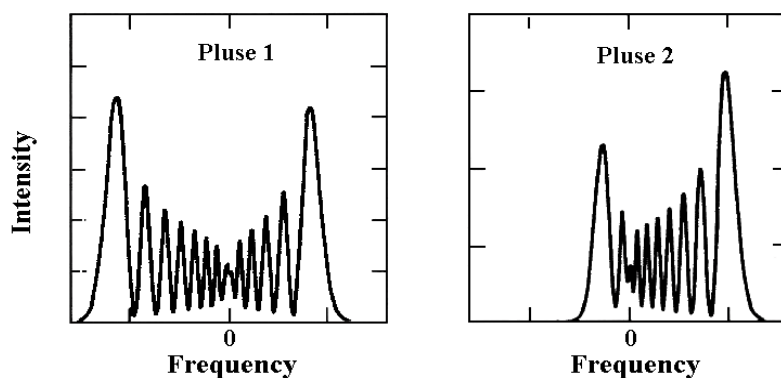
#### 2.4.3.2 Cross-phase modulation (XPM)

ปรากฏการณ์ XPM นี้จะเกิดขึ้นเมื่อมี 2 สัญญาณแสงที่มีความถี่คลื่นพาหะที่มีค่าต่างกัน คือ  $\omega_1$  และ  $\omega_2$  เดินทางไปในเส้นใยแสงร่วมกัน โดยแต่ละสัญญาณพัลส์ที่ช่องสัญญาณหนึ่งจะถูกเหนี่ยวนำให้เฟสเปลี่ยนไปจากผลของ XPM ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นเนื่องจากกำลังของสัญญาณแสงอื่นที่อยู่คลื่นพาหะที่มีความถี่ที่ต่างออกไป เหนี่ยวนำให้เฟสของสัญญาณแสงเปลี่ยนไปจากเดิม

โดยทั่วไปเมื่อมี 2 สัญญาณแสงที่มีความถี่คลื่นพาหะเป็น  $\omega_1$  และ  $\omega_2$  ร่วมเดินทางไปในเส้นใยแสง สัญญาณแสงทั้งสองจะมีความเร็วกลุ่มที่แตกต่างกัน ซึ่งการที่ความเร็วกลุ่มไม่ตรงกันนี้จะเป็นปัจจัยที่กำหนดการเหลื่อมล้ำของสัญญาณแสงทั้งสองเนื่องจากปรากฏการณ์ XPM โดยปรากฏการณ์นี้จะเกิดขึ้นในช่วงที่สัญญาณแสงทั้งสองวิ่งตัดกัน ซึ่งผลของมันจะมีค่ามากกว่าของ SPM ถึง 2 เท่า โดยเราสามารถหาค่าเฟสของสัญญาณที่เลื่อนไปเนื่องจาก SPM และ XPM ดังสมการ (2.13)

$$\phi_{NL} = n_2 k_0 L (|E_0|^2 + 2|E_1|^2) \quad (2.13)$$

เมื่อ  $|E_0|^2$  คือ ความเข้มของสัญญาณแสงที่ความถี่คลื่นพาห์  $\omega_1$   
 $|E_1|^2$  คือ ความเข้มของสัญญาณแสงที่ความถี่คลื่นพาห์  $\omega_2$



รูปที่ 2.13 ผลของ XPM ต่อสัญญาณพัลส์ที่เดินทางในเส้นใยแสง

รูปที่ 2.13 แสดงถึงผลของ XPM ที่มีต่อสัญญาณแสง 2 สัญญาณแสงที่มีกำลังสัญญาณต่างกันที่เดินทางในเส้นใยแสงเส้นเดียวกัน โดยกำลังสัญญาณของพัลส์ที่ 1 มากกว่ากำลังสัญญาณของพัลส์ที่ 2 จากรูปจะเห็นว่าลักษณะการเปลี่ยนแปลงของสเปกตรัมสัญญาณจะคล้ายกันกับลักษณะการเปลี่ยนแปลงของสเปกตรัมสัญญาณที่เกิดจากผลของ SPM แต่จะต่างกันตรงที่สเปกตรัมของสัญญาณที่ได้รับผลจาก XPM จะขยายออกมากกว่า เนื่องจากผลของ XPM ต่อสัญญาณรุนแรงกว่า SPM ถึง 2 เท่าและการขยายออกยังเป็นแบบไม่สมมาตรด้วย โดยสัญญาณพัลส์ที่ 2 จะมีลักษณะการขยายออกของสเปกตรัมที่ไม่สมมาตรกว่าสัญญาณพัลส์ที่ 1 เนื่องจากกำลังสัญญาณของพัลส์ที่ 1 มากกว่า ส่งผลให้สัญญาณที่พัลส์ที่ 2 ได้รับผลจาก XPM มากกว่า

เมื่อพิจารณาจากสมการ(2.1) ซึ่งเป็นสมการความไม่เป็นเชิงเส้นของชโรดิงเงอร์ ที่มีเพียงช่องสัญญาณเดียวเท่านั้น สามารถดัดแปลงเป็นสมการ (2.14) ที่ทำการเพิ่มสัญญาณเข้าไปอีกหนึ่งช่องสัญญาณ

$$\frac{\partial A_j}{\partial z} + \frac{\alpha}{2} A_j + \frac{1}{v_{gr}} \frac{\partial A_j}{\partial t} = i\gamma (|A_j|^2 + 2|A_k|^2) A_j \quad (2.14)$$

เมื่อ  $j$  คือ สัญญาณที่เราสนใจ

$k$  คือ สัญญาณอีกสัญญาณหนึ่งที่ส่งไปพร้อมกัน

พจน์แรกทางขวามือของสมการ (2.14) คือ ผลของ SPM

พจน์ที่สอง คือ ผลของ XPM จะเห็นว่าพจน์ของ XPM จะมีค่าคงที่เท่ากับ 2 คูณอยู่ด้วยซึ่งเป็นค่าที่บ่งบอกถึงความรุนแรงของ XPM จะเป็น 2 เท่าของ SPM เมื่อสัญญาณทั้งสองมีกำลังที่เท่ากัน

### 2.4.3.3 Four-wave mixing (FWM)

FWM เป็นปรากฏการณ์ของความไม่เป็นเชิงเส้นที่เกิดจากสัญญาณที่มีความถี่ต่างกัน 4 ความถี่ที่มีความสัมพันธ์ตามเงื่อนไขการจับคู่ความถี่ (frequency matching) จะทำให้เกิดการถ่ายเทพลังงานให้แกกันและกัน การกำเนิดสัญญาณพัลส์ความถี่ใหม่ขึ้นมา โดยเกิดจากสัญญาณพัลส์หลาย ๆ ช่องสัญญาณที่มีความถี่ต่าง ๆ กันมาผสมผสานกัน สำหรับการเกิดสัญญาณความถี่ใหม่ ( $f_4$ ) จากสัญญาณความถี่  $f_1, f_2, f_3$  เป็นไปตามสมการ (2.15)

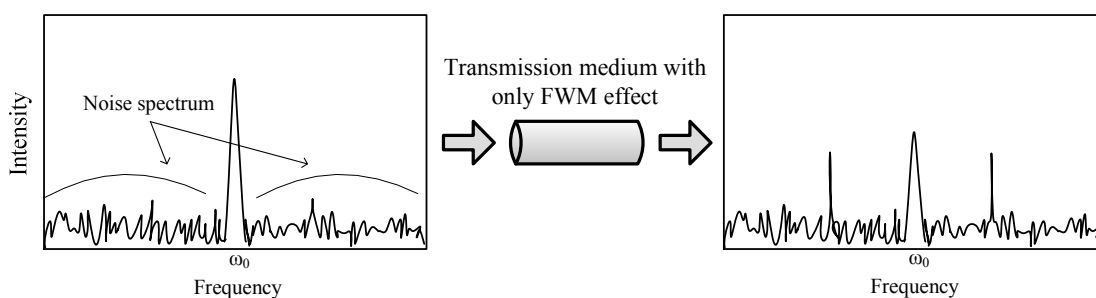
$$f_4 = f_1 + f_2 - f_3 \quad (2.15)$$

และเงื่อนไขของการจับคู่เฟส (Phase matching condition) เป็นดังสมการ (2.16)

$$k_4 = k_1 + k_2 - k_3 \quad (2.16)$$

เมื่อ  $k_n$  คือค่าคงตัวเฟส ณ ความถี่ที่  $n$

ผลของ FWM ในกรณีของช่องสัญญาณเดี่ยวเรียกว่า intra-channel FWM (IFWM) จะทำให้สัญญาณพัลส์ที่กระจายออกมาถ่ายเทกำลังซึ่งกันและกันจนทำให้เกิด ghost pulse ขึ้นมาในสัญญาณที่มอดูเลตทางความเข้มแสงดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 ผลของ FWM ต่อสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสง

จากรูปที่ 2.14 แสดงสัญญาณอินพุตทางขวามือ ถ้าความถี่ของสัญญาณข้อมูลและความถี่ของสัญญาณรบกวนเป็นไปตามเงื่อนไขการจับคู่ความถี่ตามหลักของการเกิด FWM เมื่อสัญญาณข้อมูลที่มีสัญญาณรบกวนรวมอยู่ด้วย เดินทางไปในเส้นใยแสง จะทำให้เกิดการถ่ายเทกำลังสัญญาณจากสัญญาณข้อมูลไปที่สัญญาณรบกวน ทำให้กำลังของสัญญาณรบกวนเพิ่มมากขึ้นและกำลังของสัญญาณข้อมูลลดลงและจะมีการถ่ายเทลักษณะนี้ไปเรื่อยๆและถ้าระยะในการสื่อสารสัญญาณมากขึ้น สัญญาณข้อมูลอาจจะกลายเป็นสัญญาณรบกวนไปได้ในที่สุด

สำหรับผลของ FWM ในกรณีของหลายช่องสัญญาณ จะมีสัญญาณความถี่ใหม่เกิดขึ้นมาและจะมีความรุนแรงเมื่อความถี่ใหม่ที่เกิดขึ้นมาทับซ้อนหรือว่าเชื่อมกับความถี่ของสัญญาณข้อมูลที่มีอยู่ซึ่งจะทำให้เกิดความผิดพลาดของข้อมูลขึ้นแต่ว่าผลที่เกิดขึ้นเนื่องจาก FWM จะมีความรุนแรงน้อยกว่า XPM

ประสิทธิภาพของปรากฏการณ์ FWM ยังขึ้นอยู่กับเงื่อนไขการจับคู่ของมุม (phase-matching) ของคลื่นสัญญาณด้วย ความสัมพันธ์ของมุมของคลื่นสัญญาณดังกล่าวนี้ได้รับผลกระทบโดยตรงจากการเกิดดิสเพอร์ชันและความกว้างของแต่ละช่องสัญญาณ อีกทั้งประสิทธิภาพของปรากฏการณ์ FWM ยังขึ้นอยู่กับพลังงานแสงที่ป้อนเข้าสู่ระบบ (optical power) และการสูญเสียพลังงานในเส้นใยแสง การคำนวณหาพลังงานของความถี่ใหม่ที่เกิดขึ้นจะเริ่มพิจารณาจากการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงเป็นระยะทาง ค่าคงตัวของการลดทอนเท่ากับพลังงานครอสทอล์ก (crosstalk power) ของการกำเนิดสัญญาณความถี่ใหม่อันเนื่องมาจากปรากฏการณ์ FWM ตามเงื่อนไขในสมการ (2.15) และพลังงานที่ป้อนเข้าสู่เส้นใยแสงที่ความถี่  $f_1$ ,  $f_2$  และ  $f_3$  มีค่าเท่ากับ  $P_1(0)$ ,  $P_2(0)$  และ  $P_3(0)$  ตามลำดับ

เราสามารถคำนวณหาความยาวของเส้นใยแสงที่ได้รับผลกระทบจากปรากฏการณ์ FWM  $z_{eff}$  (effective length) ได้จากสมการ (2.17) เมื่อพิจารณาการดูดกลืนพลังงานตลอดความยาวของเส้นใยแสง

$$z_{eff} = \frac{1 - e^{-\alpha z}}{\alpha} \quad (2.17)$$

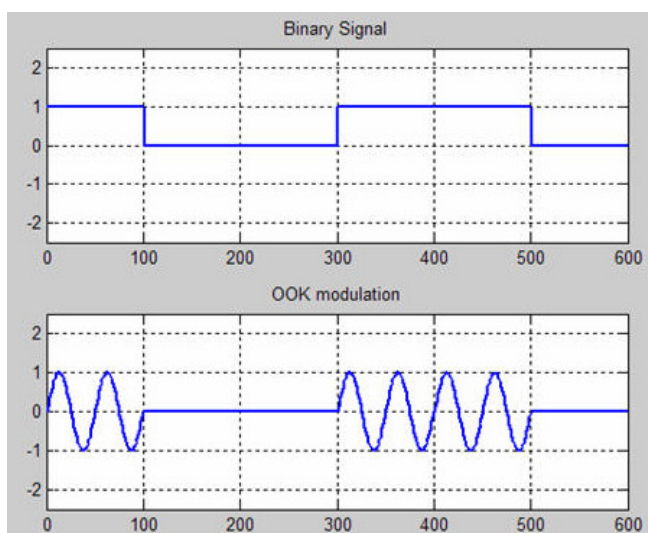
การลดปัญหาจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสงสามารถทำได้โดยการจัดสรรความยาวคลื่นในแต่ละช่องเชื่อมโยงให้มีระยะห่างของแต่ละความยาวคลื่นมากที่สุดเพื่อทำให้การวิ่งตัดกันของสัญญาณเนื่องจากความเร็วกลุ่มของสัญญาณที่แตกต่างกันเป็นไปได้ยากขึ้นพร้อมทั้งทำให้การจับคู่ความถี่เป็นไปได้ยากขึ้นด้วยเช่นกัน

## 2.5 วิธีการมอดูเลตสัญญาณ

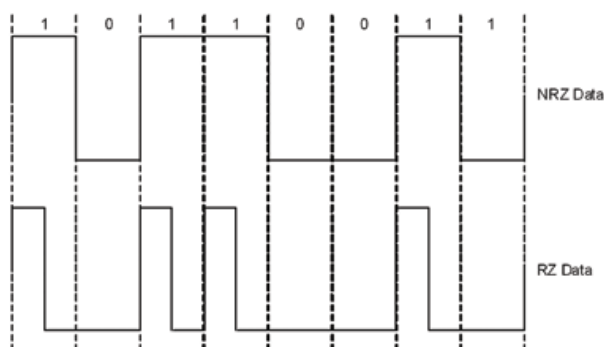
การมอดูเลตสัญญาณ คือ การอาศัยพลังงานไฟฟ้าช่วยพาสัญญาณหรือข้อมูลผ่านช่องทางการสื่อสารให้เคลื่อนย้ายจากที่หนึ่งไปยังอีกที่หนึ่งอย่างเป็นขั้นตอน

### 2.5.1 การมอดูเลตทางความเข้มแสง (on-off keying: OOK)

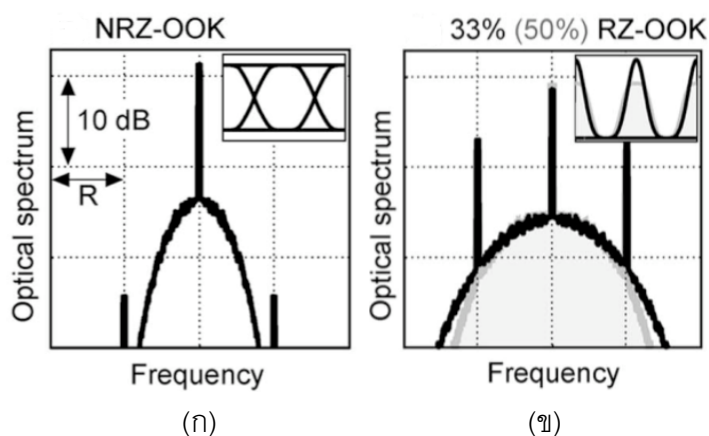
สัญญาณข้อมูลจะถูกแทนที่ด้วยระดับกำลังงานทางแสง โดยที่สัญญาณดิจิทัลที่เป็น '1' จะถูกแทนที่ด้วยระดับกำลังงานค่าหนึ่ง และสัญญาณดิจิทัลที่เป็น '0' จะถูกแทนที่ด้วยระดับกำลังงานอีกค่าหนึ่ง ซึ่งโดยทั่วไปจะถูกแทนที่ด้วยระดับกำลังงานศูนย์ กล่าวคือ ไม่ได้ส่งสัญญาณออกไปในช่วงเวลานั้น รูปร่างของสัญญาณจึงเป็นไปดังรูปที่ 2.15



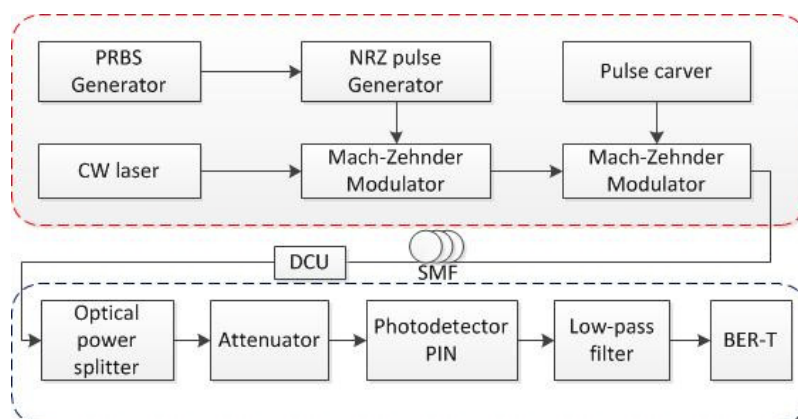
รูปที่ 2.15 รูปร่างของสัญญาณ OOK



รูปที่ 2.16 สัญญาณแบบ NRZ และ RZ



รูปที่ 2.17 spectrum ของสัญญาณ OOK แบบ (ก) NRZ (ข) RZ



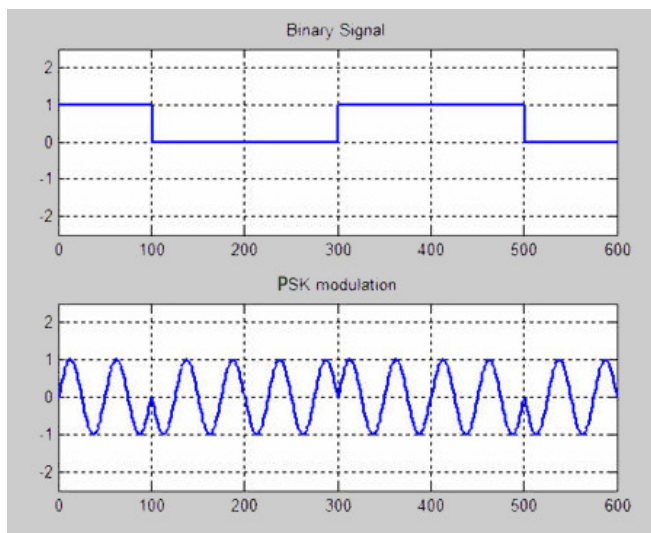
รูปที่ 2.18 โครงสร้างระบบ RZ-OOK

ลักษณะโครงสร้างของระบบ RZ-OOK แสดงดังรูปที่ 2.18 กล่าวคือสัญญาณไฟฟ้าแบบไม่กลับสู่ศูนย์ (non-return to zero: NRZ) จะถูกมอดูเลตเข้ากับเลเซอร์ชนิด continuous-wave laser (CW laser) จากนั้นสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วจะถูกมอดูเลตอีกครั้งด้วยสัญญาณคลื่นรูปไซน์เพื่อทำ pulse carver ให้ได้สัญญาณแบบ RZ ส่วนภาครับประกอบด้วย optical splitter ซึ่งทำหน้าที่แยกกำลังสัญญาณและตัวรับสัญญาณแสงชนิด PIN

## 2.5.2 การมอดูเลตเชิงเลขทางเฟส (Phase-shift keying: PSK)

เป็นการมอดูเลตแบบเปลี่ยนเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้ ถ้าสัญญาณดิจิทัลมี  $M$  ระดับเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้จะแบ่งออกเป็น  $M$  ค่า เพื่อแทนสัญญาณแต่ละระดับ ในกรณีสัญญาณ

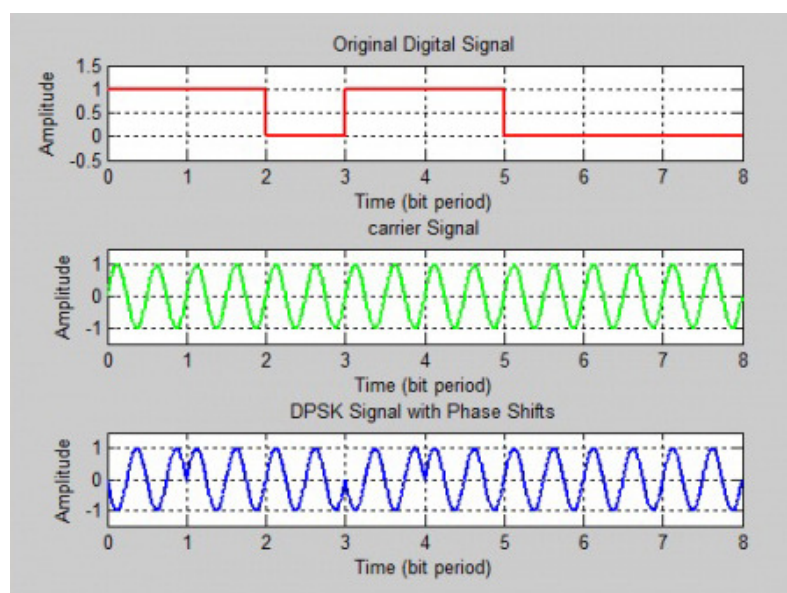
2 ระดับ เฟสของสัญญาณดิจิทัลที่เป็น '0' จะมีเฟสตรงข้ามกับสัญญาณดิจิทัลที่เป็น '1' ดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 รูปร่างของสัญญาณ PSK

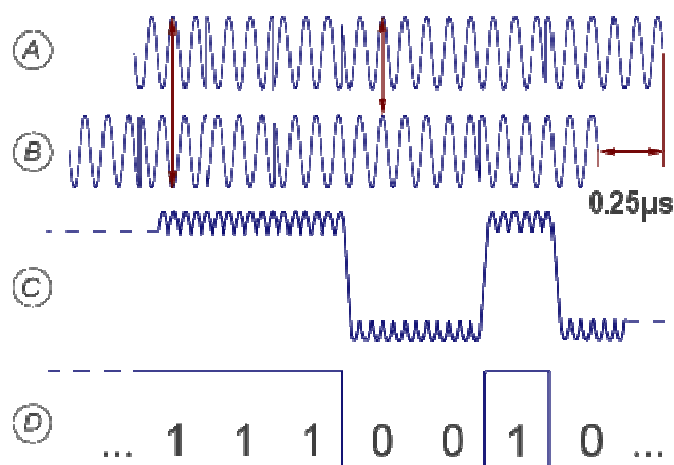
- DPSK

เป็นการผสมประสานการมอดูเลตทางขนาดและทางเฟสเข้าด้วยกัน โดยกำลังของสัญญาณจะมีปริมาณเท่ากันหมดไม่ว่าจะเป็นบิต '0' หรือ '1' โดยจะมีการเปลี่ยนเฟสคลื่นพาห์ ทุกครั้งที่ข้อมูลเป็นบิต '1' เป็นเฟส  $\pi$  ดังรูปที่ 23



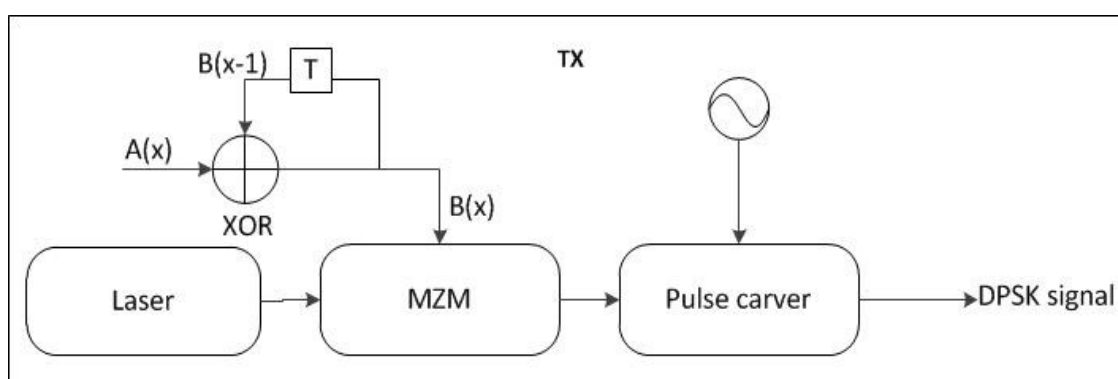
รูปที่ 2.20 รูปร่างของสัญญาณ DPSK





รูปที่ 2.21 การถอดรหัสสัญญาณ DPSK [44]

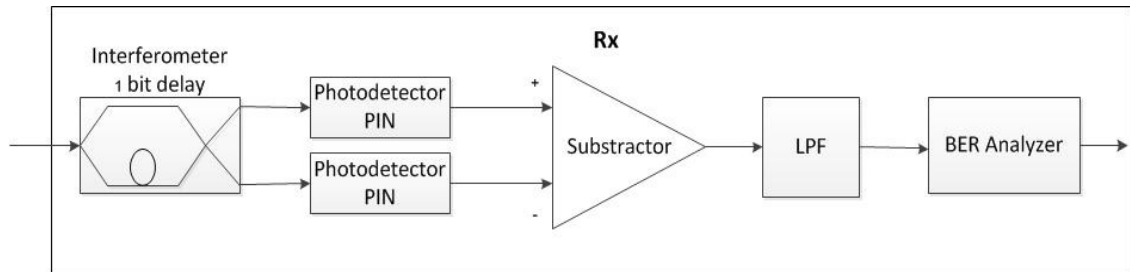
รูปที่ 2.21 การถอดรหัสสัญญาณ DPSK จะต้องมีการเปรียบเทียบบิตก่อน โดยอุปกรณ์ที่ใช้ส่งสัญญาณคือ light source ซึ่งเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณแสงที่มีความถี่ที่ต้องการส่งสัญญาณ แสดงดังรูปที่ 2.21 (a) และมี phase modulator ทำหน้าที่เปลี่ยนเฟสของสัญญาณไปตามกำลังของสัญญาณไฟฟ้า ในการเปรียบเทียบบิตต้องมีการดีเลย์บิตไป 1 บิตแสดงดังรูปที่ 2.21 (b) แล้วเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณแสดงดังรูปที่ 2.21 (c) และ 2.21 (d) ถ้าเฟสที่เปรียบเทียบต่างกัน 180 องศา หรือ  $\pi$  ข้อมูลที่ถอดรหัสออกมาจะเป็นบิต “1” แต่ถ้าเฟสที่เปรียบเทียบต่างกัน 0 องศา ข้อมูลที่ถอดรหัสออกมาจะเป็นบิต “0”



รูปที่ 2.22 โครงสร้างวงจรภาคส่งแบบ DPSK

วงจรภาคส่งของระบบ DPSK แสดงดังรูปที่ 2.22 differential encoder ทำหน้าที่ส่งสัญญาณแบบ differential ไปมอดูเลตทางเฟสเข้ากับสัญญาณจาก CW laser ที่ MZM จากนั้น

สัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วจะถูกมอดูเลตอีกครั้งด้วยสัญญาณคลื่นรูปไซน์เพื่อทำ pulse carver ให้ได้สัญญาณแบบ RZ



รูปที่ 2.23 โครงสร้างวงจรภาครับแบบ DPSK

วงจรภาครับแบบของระบบ DPSK แสดงดังรูปที่ 2.23 สัญญาณแสงจะถูกส่งผ่าน interferometer ซึ่งมีหน้าที่แบ่งสัญญาณเป็นสองส่วนและทำให้สัญญาณขาหนึ่งถูก delay ไป 1 บิต หลังจากนั้นสัญญาณจะถูกแยกส่งไปที่ตัวรับสัญญาณแบบ balanced detector ด้วยตัวรับสัญญาณแสงชนิด PIN photodetector

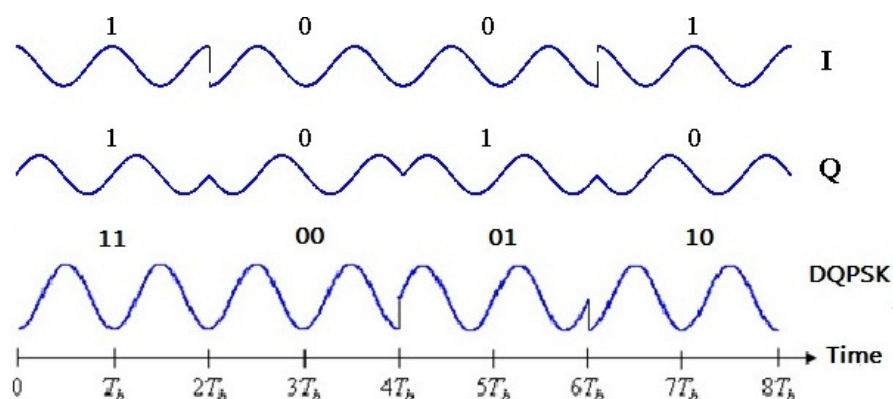
- DQPSK

เป็นการมอดูเลตสัญญาณโดยแบ่งสัญญาณออกเป็น 2 ส่วน คือ in-phase ( $I_k$ ) และ quadrature ( $Q_k$ ) รวมเป็น 2 บิตต่อ 1 สัญลักษณ์ สัญญาณจะมีการเลื่อนเฟสดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ความสัมพันธ์ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตกับเฟสของสัญญาณ DQPSK

$I_k$	$Q_k$	phase
0	0	0
0	1	$\frac{\pi}{2}$
1	1	$\pi$
1	0	$\frac{3\pi}{2}$

จากตารางที่ 2.1 สามารถแสดงรูปร่างของสัญญาณได้ดังรูปที่ 2.24



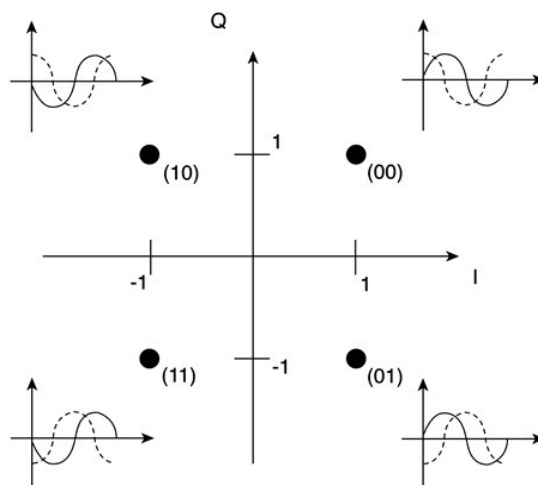
รูปที่ 2.24 แผนภาพทางเวลาของการมอดูเลตแบบ DQPSK

รูปที่ 2.24 แสดงผลที่ได้จากการมอดูเลตสัญญาณแบบ DQPSK ในโดเมนเวลาจะพบว่าวิธีการมอดูเลตสัญญาณแบบนี้เก็บข้อมูลที่มีความแตกต่างของเฟสของสัญญาณเช่นเดียวกับ DPSK ทำให้ในการรับสัญญาณไม่จำเป็นต้องใช้เฟสอ้างอิง

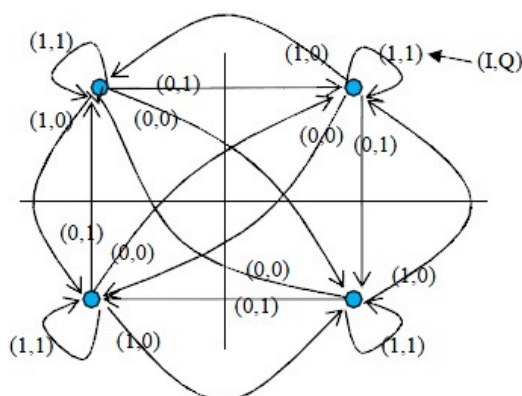
ในการมอดูเลตสัญญาณแบบ DQPSK เฟสของสัญญาณจะถูก shift ไป  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $-90^\circ$  เมื่อข้อมูลเป็น '00', '01', '11', '10' ตามลำดับ แสดงดังรูปที่ 2.26 constellation diagram ของ DQPSK จะเห็นว่ามีความคล้ายคลึงกับรูปที่ 2.25 constellation diagram ของ QPSK ต่างที่การ shift เฟสของสัญญาณเท่านั้น วิธีการมอดูเลตสัญญาณของ DQPSK ทำเช่นเดียวกับ QPSK คือ การมอดูเลตสัญญาณแบบ QPSK บิตข้อมูลของสัญญาณจะถูก encode เข้ากับเฟสของคลื่นพาห์ แอมพลิจูดและความถี่ของสัญญาณจะคงที่ สัญญาณแบบ QPSK แสดงได้ดังสมการ (2.18) ซึ่งเมื่อนำสัญญาณที่ถูกมอดูเลตมา map ลงบนระบบแกนพิกัด จะได้ constellation diagram ดังรูปที่ 2.25

$$x(t) = \cos(2\pi f_c t + \theta(k)), kT \leq t < (k+1)T \quad (2.18)$$

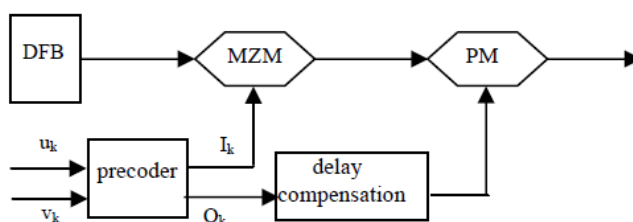
$$\theta(k) = \begin{cases} \frac{\pi}{4} & \text{if } (I(k), Q(k)) = (0, 0) \\ \frac{3\pi}{4} & \text{if } (I(k), Q(k)) = (1, 0) \\ \frac{5\pi}{4} & \text{if } (I(k), Q(k)) = (1, 1) \\ \frac{7\pi}{4} & \text{if } (I(k), Q(k)) = (0, 1) \end{cases}$$



รูปที่ 2.25 constellation diagram ของสัญญาณแบบ QPSK [45]



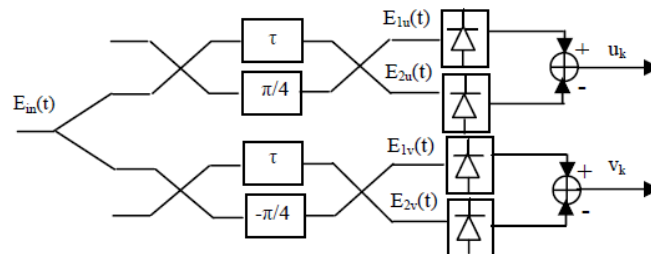
รูปที่ 2.26 แผนผังแสดงการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณ DQPSK  
เมื่อมีสัญญาณขาเข้าแบบต่างๆ [46]



รูปที่ 2.27 โครงสร้างวงจรภาคส่งแบบ DQPSK [26]

รูปที่ 2.27 คือสัญญาณแบบ DQPSK จะถูกมอดูเลตโดยใช้ Mach-Zehnder modulator (MZM) ต่ออนุกรมกับ phase modulation สัญญาณจะถูกแยกออกเป็น 2 สัญญาณผ่าน precoder เพื่อลดความผิดพลาดในการส่งสัญญาณ โดยสัญญาณจะถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ

in-phase ( $I_k$ ) และ quadrature phase ( $Q_k$ ) ทำให้เกิดประวิงเวลาและถูกเลื่อนเฟสของสัญญาณ ดังตารางที่ 1

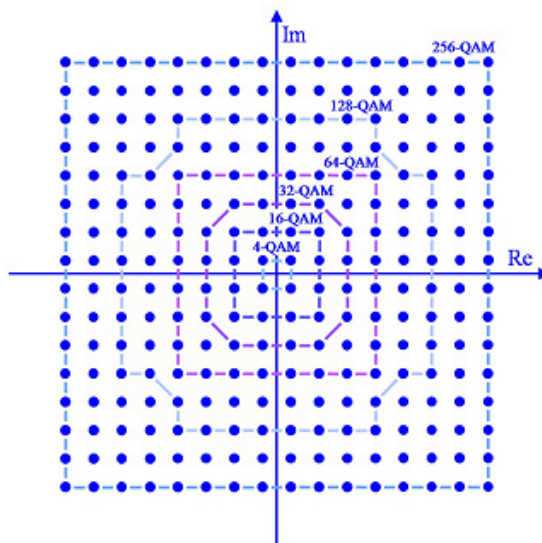


รูปที่ 2.28 โครงสร้างวงจรภาครับแบบ DQPSK [26]

สัญญาณแบบ in phase และ quadrature phase จะถูกส่งผ่านจากสายสัญญาณมายัง วงจรภาครับของระบบ DQPSK แสดงดังรูปที่ 2.28 ประกอบด้วยสัญญาณแบบ in phase และ quadrature phase ถูกส่ง ผ่าน coupler ซึ่งสัญญาณจะถูกแบ่งเป็นสองส่วน โดยจะมีสัญญาณที่ ด้านหนึ่งถูกทำให้ delay ไป 1 บิต และถูกเลื่อนเฟสของสัญญาณไป 45 องศา และ -45 องศา ตามลำดับ ซึ่งในการ delay สัญญาณไปนั้นทำเพื่อเปรียบเทียบความต่างเฟส หลังจากนั้น สัญญาณแสงจะถูกแปลงเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าโดยใช้ PIN photodiode เพื่อตรวจรับสัญญาณ ด้วยวิธี balance detection จากนั้นสัญญาณจะถูกส่งไปที่ตัวรับสัญญาณแบบ balanced detector ทำให้สามารถถอดรหัสสัญญาณทั้ง in phase และ quadrature phase ของระบบ DQPSK ซึ่งมีจะตำแหน่งบน constellation diagram ดังแสดงในรูปที่ 2.26 ได้

### 2.5.3 การมอดูเลตแบบควอดเรเจอร์แคเรียร์แอมพลิจูด (quadrature carrier amplitude modulation: QAM)

เป็นการมอดูเลตสัญญาณการแปลงเฟส (phase) และขนาด (amplitude) ของสัญญาณ ควบคู่กัน ซึ่งถ้าใช้การเปลี่ยนเฟสอย่างเดียวมุมที่เปลี่ยนจะมีค่าน้อยไม่เพียงพอ ทำให้เกิดความ ผิดพลาดได้ ถ้าใช้การเปลี่ยนเฟสและขนาดของสัญญาณประกอบด้วยจะทำให้อุปกรณ์ที่ภาครับ สามารถแยกความแตกต่างระหว่างสัญญาณของข้อมูลได้ชัดเจนปกติจะมีการมอดูเลตแบบ QAM หลายรูปแบบเช่น 4-QAM 8-QAM 16-QAM หรือ 32-QAM ทั้งนี้แต่ละสัญญาณข้อมูลจะมีค่า เท่ากับ  $n$  บิต เมื่อรูปแบบของการมอดูเลตสัญญาณแบบ QAM สามารถเขียนแทนด้วย  $2^n$  - QAM

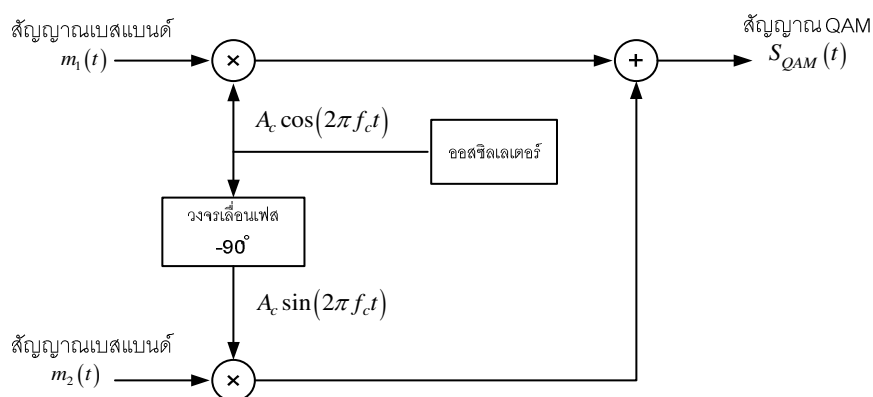


รูปที่ 2.29 constellation diagram ของสัญญาณแบบ n-QAM

หากสัญญาณเบสแบนด์สองสัญญาณคือ  $m_1(t)$  และ  $m_2(t)$  เราสามารถพิจารณาโครงสร้างของวงจรการกำเนิดสัญญาณ QAM ได้ดังแสดงในรูปที่ 2.29 จากรูปที่ 2.30 แสดงสัญญาณเบสแบนด์ทั้งสองถูกป้อนเข้าสู่วงจรมอดูเลชันกับสัญญาณคลื่นพาห้ 2 คลื่นพาห้ที่มีความถี่เดียวกันแต่มีเฟสต่างกัน  $-90$  องศา จากนั้นนำสัญญาณที่ได้มารวมกัน ผลลัพธ์ที่ได้แสดงในรูปของสมการ (2.19)

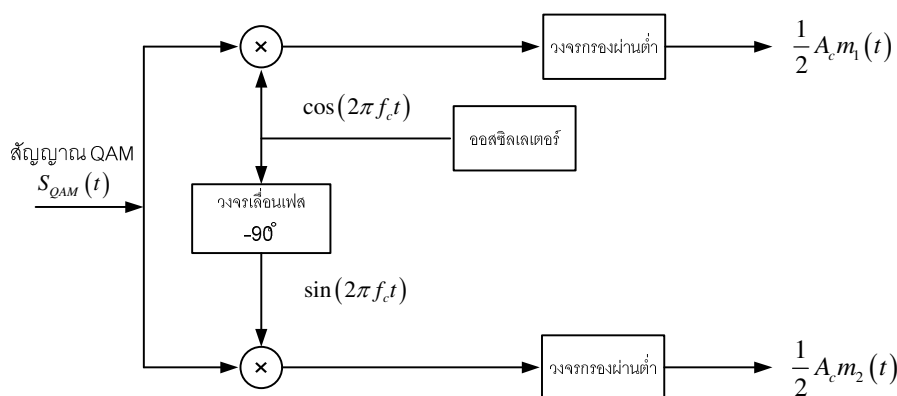
$$S_{QAM}(t) = A_c m_1(t) \cos(2\pi f_c t) + A_c m_2(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2.19)$$

จากสมการสัญญาณ QAM นี้  $A_c m_1(t)$  จะถูกเรียกว่าเป็นองค์ประกอบอินเฟส (in-phase component) และเรียก  $A_c m_2(t)$  ว่าเป็นองค์ประกอบควอดเรเจอร์ (quadrature component)

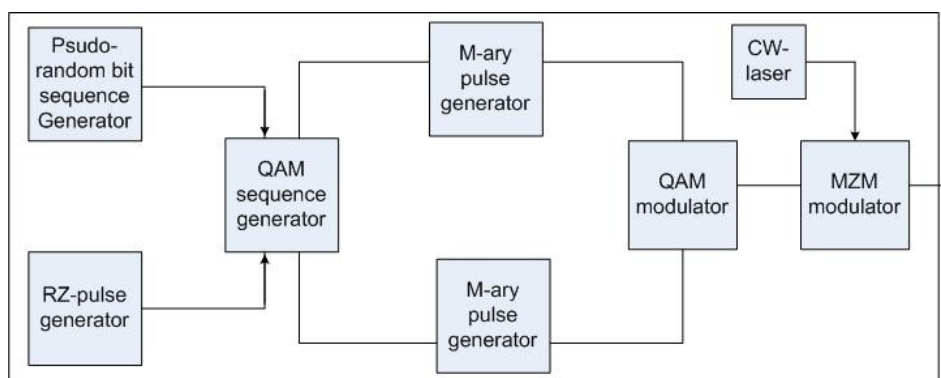


รูปที่ 2.30 แบบจำลองของวงจรภาคส่งแบบ QAM [47]

ส่วนวงจรภาครับสัญญาณแบบ QAM มีโครงสร้างดังรูปที่ 2.31 แสดงสัญญาณ QAM ที่ได้ถูกแยกออกเป็นสองส่วน ส่วนแรกถูกนำไปคูณกับคลื่นสัญญาณ  $\cos(2\pi f_c t)$  และนำไปผ่านวงจรกรองผ่านต่ำก็จะได้สัญญาณเบสแบนด์  $\frac{1}{2} A_c m_1(t)$  สำหรับส่วนที่สองนำไปคูณกับคลื่นสัญญาณ  $\sin(2\pi f_c t)$  และนำไปผ่านวงจรกรองผ่านต่ำก็จะได้สัญญาณเบสแบนด์  $\frac{1}{2} A_c m_2(t)$  แต่ปัญหาหลักของการดีมอดูเลตสัญญาณ QAM คือการซิงโครไนซ์สัญญาณคลื่นพาห้ทั้งเชิงความถี่และเฟสระหว่างสัญญาณ QAM กับสัญญาณที่กำเนิดจากโคมอลออสซิลเลเตอร์ให้ตรงกันตลอดเวลา มิฉะนั้นจะเกิดการรบกวนกันระหว่างทั้งสองสัญญาณได้

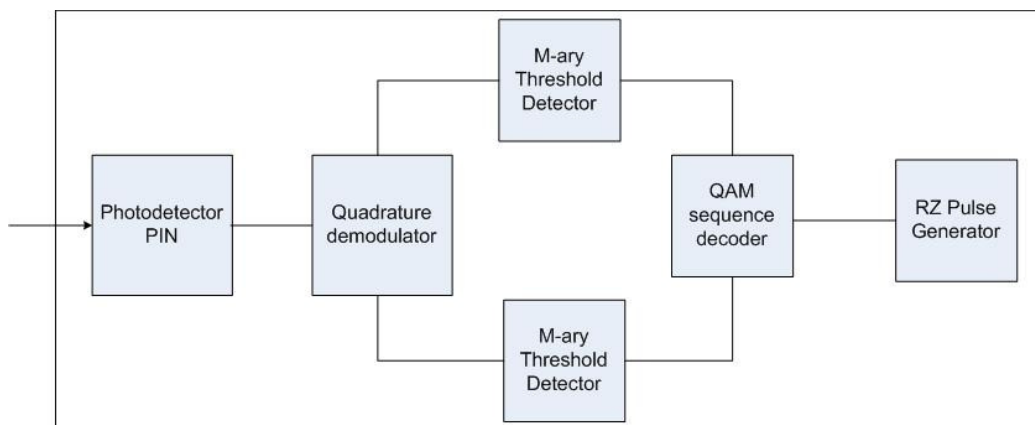


รูปที่ 2.31 แบบจำลองวงจรภาครับแบบ QAM [47]



รูปที่ 2.32 โครงสร้างวงจรภาคส่งแบบ QAM

วงจรภาคส่งของระบบ QAM แสดงดังรูปที่ 2.32 QAM sequence generator ทำหน้าที่ส่งสัญญาณ I และ Q ไปมอดูเลตสัญญาณเพื่อให้ได้สัญญาณแบบ QAM ที่ QAM modulator จากนั้นมอดูเลตทางเฟสเข้ากับสัญญาณจาก CW laser ที่ MZM สัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วจะถูกส่งไปในเส้นใยแสงชนิดโหมดเดียว



รูปที่ 2.33 โครงสร้างวงจรภาครับแบบ QAM

วงจรภาครับของระบบ QAM แสดงดังรูปที่ 2.33 สัญญาณแสงจะถูกส่งไปที่ตัวรับสัญญาณแบบ balanced detector ด้วยตัวรับสัญญาณแสงชนิด PIN photodetector จากนั้นสัญญาณแสงที่ถูกแปลงเป็นสัญญาณไฟฟ้าแล้วจะถูกส่งผ่าน quadrature demodulator ได้สัญญาณเป็น I และ Q ส่งไปยัง M-ary threshold detector ซึ่งมีหน้าที่ถอดรหัสของพัลส์สัญญาณหลายระดับ (multilevel pulse) ให้เป็นสัญญาณแบบ M-ary สัญญาณสองส่วนจะถูกรวมและเข้าสู่ QAM sequence decoder เพื่อถอดรหัสสัญญาณแบบ M-ary ให้เป็นสัญญาณสองระดับ

ตัวอย่างเช่น การมอดูเลตสัญญาณแบบ 4-QAM ในแต่ละสัญญาณจะมีจำนวนบิตข้อมูลที่แสดงสถานะของแต่ละสัญญาณที่ละ 2 บิต โดยสามารถระบุสัญลักษณ์บิตข้อมูลด้วยเลขเชิงซ้อน (complex number) และเฟสของสัญญาณอินพุตที่มอดูเลตแบบ 4-QAM นั้นแสดงในตารางที่ 2.2

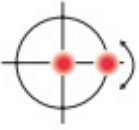
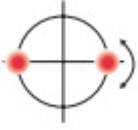
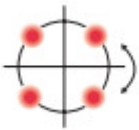
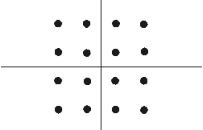
ตารางที่ 2.2 ค่าบิตข้อมูลสัญลักษณ์ที่ถูกมอดูเลตและเฟสของสัญญาณอินพุตที่มอดูเลตแบบ 4-QAM

input data bits	modulated symbols	phase(degree)
00	$1+j$	45
10	$-1+j$	135
11	$-1-j$	225
01	$1-j$	315



เพื่อให้เห็นความแตกต่างทางพื้นฐานของการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ จึงขอสรุปโดยแสดงในตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 การเปรียบเทียบการมอดูเลตสัญญาณแบบ OOK, DPSK, DQPSK และ n-QAM

	OOK	DPSK	DQPSK	n-QAM
spectral efficiency	0.5 (RZ) 1 (NRZ)	0.5 (RZ) 1 (NRZ)	1 (RZ) 2 (NRZ)	$\log_2 n$ (NRZ)
constellation diagram				

## 2.6 Shannon-Hartley theorem

พารามิเตอร์ที่สำคัญที่สุด 3 ตัวของระบบการติดต่อสื่อสารคือ แบนด์วิดท์ที่ใช้สำหรับการส่งข้อมูล กำลังงานหรือพลังงานที่ต่ำที่สุดที่ต้องการเพื่อให้ส่งข้อมูลได้อย่างมีประสิทธิภาพ และความน่าจะเป็นที่จะเกิดความผิดพลาดสิ่งสำคัญที่พึงระลึกไว้เสมอในการส่งข้อมูลคือ การรักษาความน่าจะเป็นที่จะเกิดความผิดพลาดให้เป็นไปตามข้อกำหนดของระบบ ดังนั้นเราต้องปรับแบนด์วิดท์และกำลังงานให้สมดุลกัน โดยการแลกเปลี่ยนกัน (trade off) ระหว่างพารามิเตอร์ทั้งสองนี้สามารถอธิบายได้ในเทอมของกฎ Shannon-Hartley หรือทฤษฎี Shannon ดังสมการ (2.20)

$$C = B \log_2 \left[ 1 + \frac{S}{N} \right] \quad (2.20)$$

เมื่อ  $C$  คือ ความจุ (capacity) ของช่องสัญญาณ [bps]

$B$  คือ แบนด์วิดท์ [Hz]

$S$  คือ กำลังงานสัญญาณ [dB]

$N$  คือ กำลังงานสัญญาณรบกวน [dB]

เราสามารถเขียนสมการ (2.20) ใหม่โดยแสดง signal-to-noise ratio ในเทอมใหม่ ดังสมการ (2.21) สมการ (2.22) และ สมการ (2.23)

$$S = \frac{E}{T} = ER \quad (2.21)$$

เมื่อ  $E$  คือพลังงานต่อบิต [J]

$R$  คือ อัตราข้อมูล [bps]

$$N = N_0 B \quad (2.22)$$

เมื่อ  $N_0$  คือ power spectral density ของสัญญาณรบกวน [dB/Hz]

จากสมการ (2.20) สามารถจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$C = B \log_2 \left[ 1 + \left( \frac{E}{N_0} \right) \left( \frac{R}{B} \right) \right] \quad (2.23)$$

เมื่อ  $\frac{E}{N_0}$  คือ ประสิทธิภาพกำลังงาน (power efficiency) [dB]

$\frac{R}{B}$  คือ ประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัม (spectrum efficiency) [bps/Hz]

เนื่องด้วยรูปแบบการมอดูเลตทุกแบบจะใช้  $\frac{E}{N_0}$  เหมือนกัน ดังนั้น เราจะใช้สมการ (2.23)

เปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารได้ และ  $\frac{R}{B}$  จะถูกนำมาใช้ในการบ่งบอกปริมาณข้อมูลที่สามารถส่งไปได้ในแบนด์วิดท์ที่มีอยู่

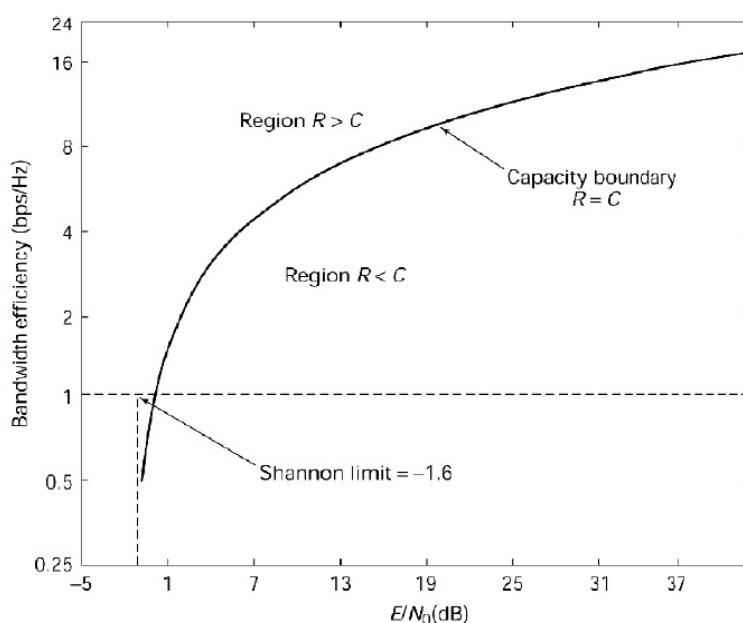
สำหรับกรณีซึ่งอัตราข้อมูล ( $R$ ) เท่ากับความจุของสัญญาณ ( $C$ ) จากสมการ (2.23) จะเป็น  
 ดังสมการ (2.24)

$$\begin{aligned} R &= B \log_2 \left[ 1 + \left( \frac{E}{N_0} \right) \left( \frac{R}{B} \right) \right] \\ \frac{R}{B} &= \log_2 \left[ 1 + \left( \frac{E}{N_0} \right) \left( \frac{R}{B} \right) \right] \end{aligned} \quad (2.24)$$

เมื่อพิจารณา  $\frac{E}{N_0}$  จะได้ดังสมการ (2.25)

$$\frac{E}{N_0} = [2^{R/B} - 1] \left(\frac{R}{B}\right)^{-1} \quad (2.25)$$

สามารถหาความสัมพันธ์ของ  $\frac{R}{B}$  และ  $\frac{E}{N_0}$  ได้ดังรูปที่ 2.34



รูปที่ 2.34 ความสัมพันธ์ระหว่าง power efficiency กับ spectrum efficiency [48]

จากรูปที่ 2.34 จุดที่อยู่บนเส้นกราฟคือจุดการทำงานในอุดมคติของระบบสื่อสารซึ่งค่า  $R=C$  ในส่วนพื้นที่  $R>C$  คือบริเวณพื้นด้านที่อยู่เหนือเส้นกราฟซึ่งเป็นบริเวณที่การสื่อสารข้อมูลมีความเป็นไปได้มากที่ข้อมูลนั้นจะไม่ถูกต้องและสำหรับพื้นที่ใต้เส้นกราฟคือจุดทำงานของระบบข่าวสารที่สามารถจะส่งข่าวสารได้โดยมีความผิดพลาดต่ำมากคือ  $R<C$  ซึ่งจุดประสงค์ของการออกแบบระบบเราต้องการให้จุดการทำงานอยู่ใกล้เส้นกราฟมากที่สุดในส่วนของ Shannon limit คือการที่เราไม่สามารถที่จะลดค่า  $\frac{E_b}{N_0}$  ไปเรื่อยๆ ได้ถึงแม้ว่าจะเพิ่มแบนด์วิดธ์ขึ้นมากเพียงใดเพราะเมื่อเราลดค่า  $\frac{E_b}{N_0}$  ลงถึงจุดหนึ่งแล้วอัตราส่วนของ  $\frac{R}{B}$  จะมีค่าลดต่ำลงอย่างรวดเร็วจนระบบไม่สามารถส่งข่าวสารผ่านช่องสัญญาณได้อย่างถูกต้องซึ่งค่า  $\frac{E_b}{N_0}$  ที่จุดนี้ก็คือ Shannon limit

### บทที่ 3

## การชดเชยความผิดเพี้ยนของสัญญาณบนระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสงด้วย อัตราการรับ-ส่งข้อมูล 40 Gbps ต่อช่องสัญญาณอย่างเหมาะสม

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการศึกษาปัญหาความผิดเพี้ยนของสัญญาณโดยเลือกทำการวิจัยบนระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสงด้วยอัตราการรับ-ส่งข้อมูล 40 Gbps ต่อช่องสัญญาณ ด้วยวิธีมอดูเลตแบบ DQPSK และการแก้ไขหรือลดผลของความผิดเพี้ยนเหล่านั้นในเบื้องต้น จากการจำลองระบบการส่งสัญญาณ 40 Gbps DQPSK ความผิดเพี้ยนของสัญญาณเกิดขึ้นจาก 4 ปัจจัยหลัก คือ การสูญเสียกำลังสัญญาณ ดิสเพอร์ชัน ดิสเพอร์ชันของโหมดการโพลาไรซ์ และความไม่เป็นเชิงเส้น โดยแบ่งการทดลองออกเป็น 7 ส่วน ส่วนที่ 1 ศึกษาตามหลักทฤษฎี เกี่ยวกับการเกิดดิสเพอร์ชันที่ความยาวคลื่นต่างๆ ส่วนที่ 2 หาระยะทางสูงสุดที่สามารถส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงได้เนื่องจากผลของดิสเพอร์ชัน ส่วนที่ 3 ให้เห็นว่าดิสเพอร์ชันของโหมดโพลาไรซ์ไม่มีผลต่อการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงในการวิจัยนี้ ส่วนที่ 4 ชดเชยผลของดิสเพอร์ชันตามหลักทฤษฎีพื้นฐาน ส่วนที่ 5 ชดเชยการสูญเสียกำลังสัญญาณตามหลักทฤษฎีพื้นฐาน ส่วนที่ 6 หาระยะทางสูงสุดที่สามารถส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงได้เนื่องจากผลของความไม่เป็นเชิงเส้น และส่วนสุดท้าย จำลองระบบส่งสัญญาณเพื่อศึกษาผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นเมื่อได้ชดเชยความผิดเพี้ยนของสัญญาณจากปัจจัยอื่นๆแล้ว

### 3.1 การเกิดดิสเพอร์ชันที่ความยาวคลื่นต่างๆ

ตามมาตรฐานของ ITU ในช่วงความถี่ C band ได้แบ่งช่องสัญญาณออกเป็น 50 ช่องสัญญาณ ซึ่งแต่ละช่องสัญญาณห่างกัน 100 GHz. ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ช่องสัญญาณ 50 ช่องสัญญาณในช่วงความถี่ C band

	THz	Nm		THz	nm		THz	nm
1	191.00	1569.59	18	192.70	1555.75	35	194.40	1542.14
2	191.10	1568.77	19	192.80	1554.94	36	194.50	1541.35
3	191.20	1567.95	20	192.90	1554.13	37	194.60	1540.56
4	191.30	1567.13	21	193.00	1553.33	38	194.70	1539.77

	THz	Nm		THz	nm		THz	nm
5	191.40	1566.31	22	193.10	1552.52	39	194.80	1538.98
6	191.50	1565.50	23	193.20	1551.72	40	194.90	1538.19
7	191.60	1564.68	24	193.30	1550.92	41	195.00	1537.40
8	191.70	1563.86	25	193.40	1550.12	42	195.10	1536.61
9	191.80	1563.05	26	193.50	1549.32	43	195.20	1535.82
10	191.90	1562.23	27	193.60	1548.51	44	195.30	1535.04
11	192.00	1561.42	28	193.70	1547.72	45	195.40	1534.25
12	192.10	1560.61	29	193.80	1546.92	46	195.50	1533.47
13	192.20	1559.79	30	193.90	1546.12	47	195.60	1532.68
14	192.30	1558.98	31	194.00	1545.32	48	195.70	1531.90
15	192.40	1558.17	32	194.10	1544.53	49	195.80	1531.12
16	192.50	1557.36	33	194.20	1543.73	50	195.90	1530.33
17	192.60	1556.55	34	194.30	1542.92			

จากการทดลองได้พิจารณาเพียง 11 ช่องสัญญาณเท่านั้น (11 channels) ดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 ช่องสัญญาณ 11 ช่องสัญญาณที่ถูกเลือกในการทดลองในช่วงความถี่ C band

	THz	nm		THz	nm
1	191.00	1569.59	7	194.00	1545.32
2	191.50	1565.50	8	194.50	1541.35
3	192.00	1561.42	9	195.00	1537.40
4	192.50	1557.36	10	195.50	1533.47
5	193.00	1553.33	11	195.90	1530.33
6	193.50	1549.32			

พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่น ( $\lambda$ ) กับค่าดิสเพอร์ชัน (D) ซึ่งสามารถหาได้จากสมการ (3.1) [10]

$$D(\lambda) = \frac{\lambda S_0}{4} \left[ 1 - \left( \frac{\lambda_0}{\lambda} \right)^4 \right] \quad (3.1)$$

เมื่อ  $D(\lambda)$  คือ ดิสเพอร์ชันที่ความยาวคลื่น  $\lambda$  [ps/nm.km]

$S_0$  คือ zero dispersion slope = 0.09 [ps/nm<sup>2</sup>.km]

$\lambda_0$  คือ zero dispersion point = 1300 [nm]

พิจารณาระบบโครงข่ายในเมือง จึงเลือกใช้เส้นใยแสงชนิด G.652.D ซึ่งมีมาตรฐานดังตารางที่ 3.3 [11]

ตารางที่ 3.3 Optical and Geometric specifications for optical fiber G.652.D

Optical parameter	Values
zero dispersion point ( $\lambda_0$ )	1300-1324 nm
zero dispersion slope ( $S_0$ )	$\leq 0.090$ ps/nm <sup>2</sup> .km
chromatic dispersion in 1550 nm (D)	$\leq 18.0$ ps/nm.km

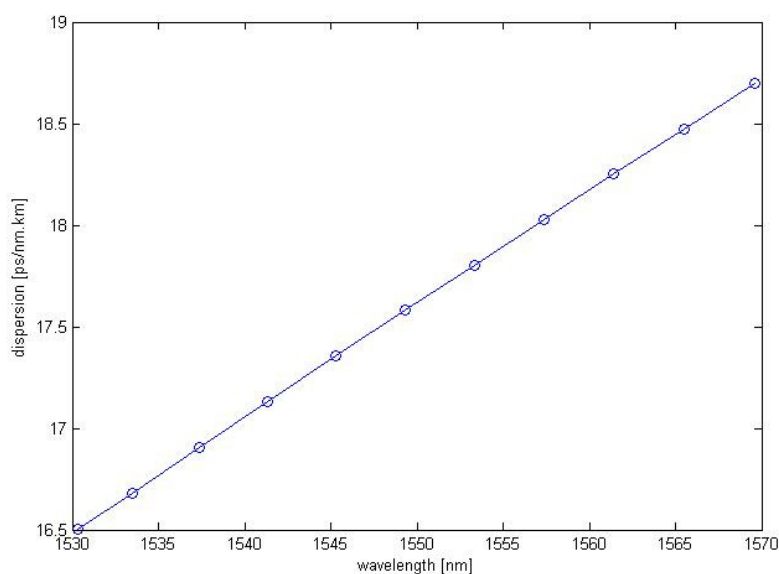
จากการแทนค่าสมการ (3.1) พิจารณาค่าดิสเพอร์ชันได้จากตารางที่ 3.4

ตารางที่ 3.4 ค่าดิสเพอร์ชันที่เกิดขึ้นที่ความยาวคลื่นต่างๆ

ความยาวคลื่น [nm]	ดิสเพอร์ชัน [ps/nm.km]
1569.59	18.6971
1565.50	18.4744
1561.42	18.2510
1557.36	18.0273
1553.33	17.8038
1549.32	17.5801
1545.32	17.3556
1541.35	17.1314
1537.40	16.9069
1533.47	16.6822

ความยาวคลื่น [nm]	ดิสเพอร์ชัน [ps/nm.km]
1530.33	16.5016

จากตารางที่ 3.4 สามารถนำมาพล็อตกราฟเพื่อแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นและดิสเพอร์ชันได้ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นและค่าดิสเพอร์ชันในช่วงความถี่ C-band

จากรูปที่ 3.1 จะพบว่าค่าดิสเพอร์ชันแปรผันตามกับความยาวคลื่น กล่าวคือ ค่าดิสเพอร์ชันจะมีค่ามากขึ้น เมื่อความยาวคลื่นมากขึ้น

### 3.2 ระยะเวลาสูงสุดที่สามารถส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงได้เนื่องจากผลของดิสเพอร์ชันตามขอบเขตจำกัดของอัตราบิดผิดพลาดของระบบ (BER)

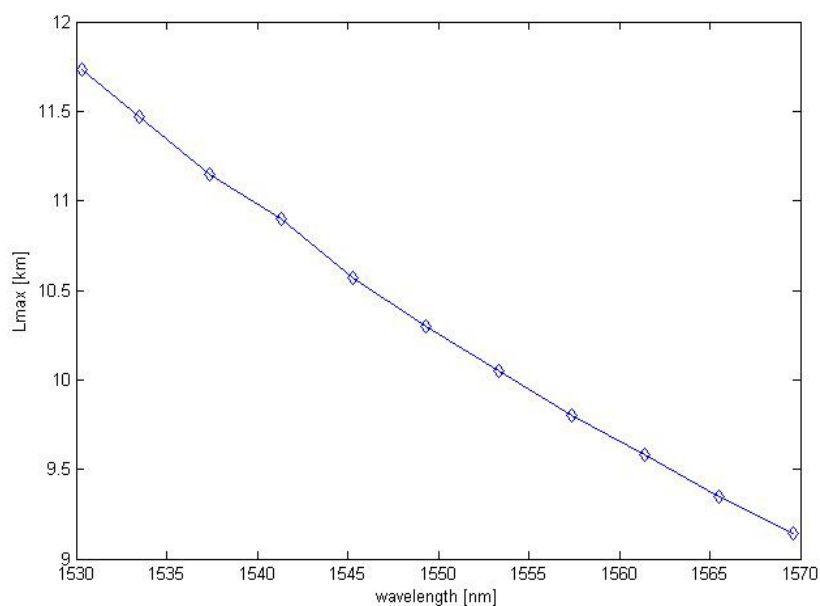
กำหนดให้การส่งสัญญาณบนระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยอัตราการรับ-ส่งข้อมูล 40 Gbps โดยวิธี DQPSK modulation มีขอบเขตของอัตราบิดผิดพลาดของระบบ ( $BER < 10^{-12}$ ) [8]

ในการหาระยะทางสูงสุดที่สามารถส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงได้ จาก computer simulation จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นและระยะเวลาสูงสุดที่สามารถส่งสัญญาณได้ดังตารางที่ 3.5

ตารางที่ 3.5 ความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นและระยะทางสูงสุดเนื่องจากผลของดิสเพอร์ชัน

ความยาวคลื่น [nm]	ระยะทางสูงสุด [km]
1569.59	9.14
1565.50	9.35
1561.42	9.58
1557.36	9.80
1553.33	10.05
1549.32	10.30
1545.32	10.57
1541.35	10.90
1537.40	11.15
1533.47	11.47
1530.33	11.73

จากตารางที่ 3.5 สามารถนำมาพล็อตกราฟเพื่อแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นและระยะทางสูงสุดได้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นและระยะทางสูงสุดของเส้นใยแสงที่สัญญาณสามารถส่งผ่านไปได้โดยมี BER < 10



จากรูปที่ 3.2 จะพบว่าระยะทางสูงสุดที่สามารถส่งสัญญาณได้แปรผกผันกับความยาวคลื่น กล่าวคือระยะทางสูงสุดในการส่งสัญญาณจะน้อยลงเมื่อความยาวคลื่นมากขึ้น

หากพิจารณาที่ขอบบนและขอบล่างของ C band จะได้ว่าระยะทางสูงสุดในการส่งสัญญาณดังตารางที่ 3.6

ตารางที่ 3.6 ระยะทางสูงสุดในการส่งสัญญาณที่ขอบบนและขอบล่างของความยาวคลื่นช่วง C band

ความยาวคลื่น [nm]	ระยะทางสูงสุด [km]
1569.59	9.14
1530.33	11.73

จากการทดลองดังกล่าวสามารถสรุปได้ว่า เมื่อความยาวคลื่นมากขึ้น ค่าดิสเพอร์ชันจะมากขึ้น แต่ระยะทางสูงสุดในการส่งสัญญาณให้ได้ตามขอบเขตจำกัดของอัตราบิดผิดพลาดของระบบจะลดน้อยลง และผลของค่าดิสเพอร์ชันทำให้สามารถส่งสัญญาณได้อย่างถูกต้องได้ในช่วงระยะทาง 9.14-11.73 km

### 3.3 ระยะสูงสุดที่สามารถส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงได้เนื่องจากผลของ PMD ตามขอบเขตจำกัดของอัตราบิดผิดพลาดของระบบ (BER)

ระยะทางสูงสุดที่สามารถส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงได้เนื่องจากผลของ PMD สามารถคำนวณได้จากสมการ (3.2) [10]

$$\Delta\tau_{pol} = D_{PMD} \sqrt{L} \quad (3.2)$$

เมื่อ  $\Delta\tau_{pol}$  คือ การขยายออกของพัลส์เนื่องจาก PMD

$D_{PMD}$  คือ โหมดการกระจายตัวของดิสเพอร์ชัน

$L$  คือ ความยาวของสายส่งสัญญาณ

จากสมการ (3.2) พบว่าระยะทางสูงสุดในการส่งสัญญาณตามขอบเขตจำกัดของอัตราบิดผิดพลาดของระบบ ไม่ขึ้นกับกำลังในการส่ง และความยาวคลื่น ดังนั้นจากการใช้ computer

simulation จึงเลือกใช้กำลังในการส่งที่ 8 dBm และความยาวคลื่น 1569.59 nm ได้ผลการทดลอง ออกมาดังตารางที่ 3.7

ตารางที่ 3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างระยะทางในการส่งสัญญาณกับอัตราบิดผิดพลาดของระบบ

L [km]	BER <sub>i</sub>	BER <sub>o</sub>
6200	$4.13198 \times 10^{-213}$	$3.70153 \times 10^{-191}$
6400	$6.64241 \times 10^{-117}$	$6.67017 \times 10^{-110}$
7200	$5.43798 \times 10^{-78}$	$2.19462 \times 10^{-73}$
8000	0	0
8800	0	0
9600	$9.43545 \times 10^{-198}$	$4.22352 \times 10^{-169}$
10400	$2.51141 \times 10^{-190}$	$7.29191 \times 10^{-169}$

จากตารางที่ 3.7 พบว่าอัตราบิดผิดพลาดของระบบมีค่าแบบสุ่มเนื่องมาจาก PMD มีผลกับระยะทางในการส่งมากๆ จึงมีค่าสุ่มค่า เช่น คิดที่ระยะทางทุกๆ 500 km ตลอดระยะทางในการส่งสัญญาณ อีกทั้งพบว่าค่าอัตราบิดผิดพลาดของระบบน้อยมาก ถือได้ว่าแทบไม่มีความผิดเพี้ยนของสัญญาณเกิดขึ้น

จากการทดลองดังกล่าวจึงไม่สามารถหาระยะทางสูงสุดที่สามารถส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงเนื่องจากผลของ PMD ได้ เหตุเพราะ PMD มีผลต่อการผิดเพี้ยนของสัญญาณน้อยมาก จึงละเว้นในการชดเชยและพิจารณาผลของ PMD

### 3.4 การชดเชยดิสเพอร์ชันใน 40 Gbps

พิจารณาเส้นใยแสงชนิด G.652D ที่ความยาวคลื่น 1550.12 nm มีมาตรฐานดังตารางที่ 3.8 [12]

ตารางที่ 3.8 มาตรฐานของเส้นใยแสงชนิด G.652d (SMF) และเส้นใยแสงชดเชยดิสเพอร์ชัน (DCU)

	SMF	DCU
dispersion [ps/nm.km]	18	-82

	SMF	DCU
PMD [ps/ $\sqrt{km}$ ]	0.2	0.1
attenuation [dB/km]	0.2	0.62
$A_{eff}$ [ $\mu m^2$ ]	80	12
$n_2$ [ $m^2/W$ ]	$2.6 \times 10^{-21}$	$13.2 \times 10^{-21}$

การชดเชยดิสเพอร์ชันด้วยหน่วยชดเชยดิสเพอร์ชันจะเลือกใช้แบบ non-slope compensated เนื่องจากพิจารณาที่ความยาวคลื่นเดียวเท่านั้น ซึ่งสามารถคำนวณหาระยะทางของหน่วยชดเชยได้จากสมการที่ (3.3) [10]

$$D_{SMF}L_{SMF} + D_{DCU}L_{DCU} = 0 \quad (3.3)$$

เมื่อ  $D_{SMF}$  คือ ค่าดิสเพอร์ชันของเส้นใยแสง = 18 ps/nm.km

$L_{SMF}$  คือ ความยาวของเส้นใยแสง [km]

$D_{DCU}$  คือ ค่าดิสเพอร์ชันของหน่วยชดเชย = -82 ps/nm.km

$L_{DCU}$  คือ ความยาวของหน่วยชดเชย [km]

กำหนดให้วางหน่วยชดเชยทุกๆระยะ 40, 50, 80 และ 100 km จะได้ความยาวของหน่วยชดเชยดังตารางที่ 3.9

ตารางที่ 3.9 ค่าความยาวของหน่วยชดเชยที่ความยาวของเส้นใยแสงต่างๆ

span [km]	$L_{DCU}$ [km]
40	8.7805
50	10.9756
80	17.5610
100	21.9512

จากตารางที่ 3.9 แสดงให้เห็นว่า ยิ่งส่งสัญญาณที่ระยะทางไกลขึ้น ยิ่งต้องทำการชดเชยการผิดเพี้ยนของสัญญาณด้วยหน่วยชดเชยดิสเพอร์ชันด้วยความยาวมากขึ้น

### 3.5 การชดเชยการสูญเสียกำลังสัญญาณ

สามารถแก้ไขปัญหาการสูญเสียกำลังของสัญญาณได้โดยใช้ optical amplifier ซึ่งสามารถกำหนด gain ได้จากสมการที่ 3.4 [10]

$$G = \alpha_{SMF} L_{SMF} + \alpha_{DCU} L_{DCU} \quad (3.4)$$

เมื่อ  $G$  คือ อัตราการขยายของสัญญาณ [dB]

$\alpha_{SMF}$  คือ attenuation ของ SMF = 0.2 dB/km

$\alpha_{DCU}$  คือ attenuation ของ DCU = 0.62 dB/km

กำหนดให้วาง optical amplifier ทุกๆ 40, 50, 80 และ 100 km จะได้ gain ดังตารางที่ 3.10

ตารางที่ 3.10 gain ของ optical amplifier ที่ระยะต่างๆ

span [km]	G [dB]
40	13.4
50	16.8
80	26.9
100	33.6

จากตารางที่ 3.10 จะแสดงให้เห็นว่าเมื่อวาง optical amplifier ห่างกันเป็นระยะมากขึ้น จะต้องใช้ gain ในการขยายสัญญาณมากขึ้นด้วย

### 3.6 ระยะทางสูงสุดที่สามารถส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงได้เนื่องจากผลของความไม่เป็นเชิงเส้น

ระยะทางสูงสุดที่ถูกจำกัดด้วยความไม่เป็นเชิงเส้น สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.5) [13]

$$L_{NL} = \frac{1}{\gamma P_0} \quad (3.5)$$

เมื่อ  $L_{NL}$  คือ ระยะทางที่ถูกจำกัดเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง  
 $\gamma$  คือ สัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นซึ่งคำนวณได้จากสมการ (3.6) [14]

$$\gamma = \frac{2n_2}{\lambda A_{eff}} \quad (3.6)$$

เมื่อ  $n_2$  คือ ดรรชนีหักเหแสงของความไม่เป็นเชิงเส้น =  $2.6 \times 10^{-21} \text{ m}^2/\text{W}$

$\lambda$  คือ ความยาวคลื่น = 1550.12 nm

$A_{eff}$  คือ พื้นที่หน้าตัดสุทธิ =  $80 \mu \text{ m}^2$

จากการแทนค่าในสมการ (3.6) จะได้  $\gamma = 1.3173 \times 10^{-3} \text{ W}^{-1} \text{ km}^{-1}$

$P_0$  คือ กำลังที่ส่งไปในเส้นใยแสงซึ่งคำนวณได้จากสมการ (3.7)

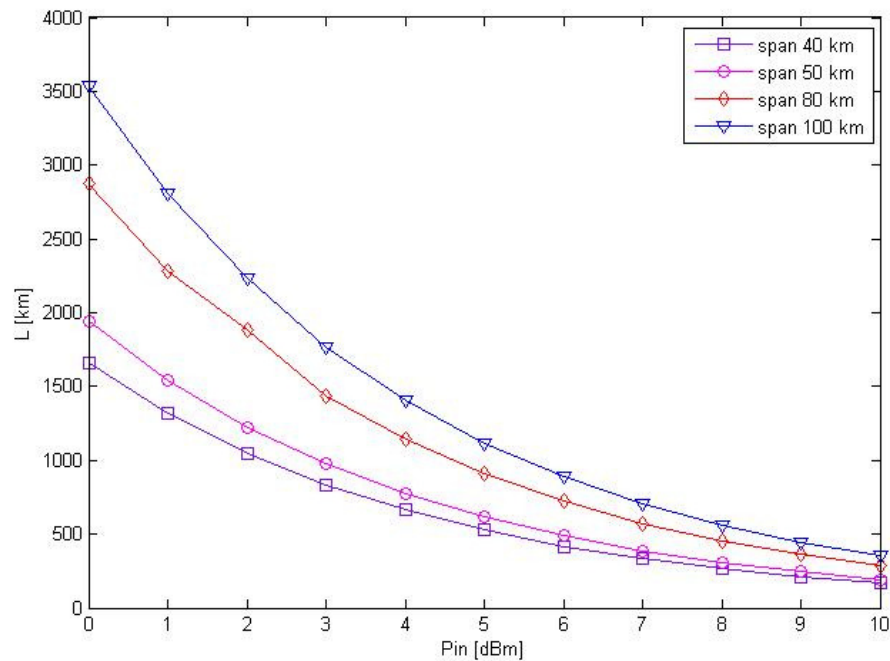
$$P_0 = P_{in} \left( \frac{1 - \exp(-\alpha L)}{\alpha L} \right) \quad (3.7)$$

เมื่อ  $P_{in}$  คือ กำลังในการส่งสัญญาณ [mW]

$\alpha$  คือ attenuation ของ SMF =  $0.0461 \text{ km}^{-1}$

$L$  คือ ระยะทางในการส่งสัญญาณ [km]

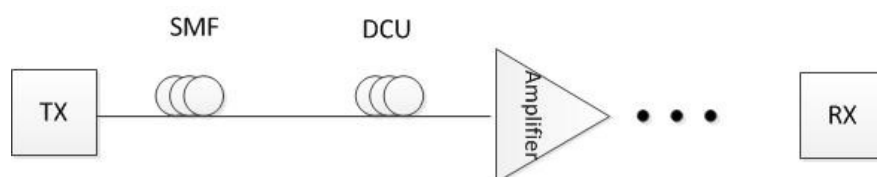
เมื่อพิจารณา  $L$  ที่ 40, 50, 80 และ 100 km จะได้ความสัมพันธ์ของกำลังในการส่งสัญญาณกับระยะทางสูงสุดในการส่งสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังในการส่งสัญญาณกับระยะทางสูงสุดในการส่งสัญญาณเนื่องจากผลของความไม่เป็นเชิงเส้น

จากรูปที่ 3.3 สามารถสรุปได้ว่าผลของความไม่เป็นเชิงเส้น ทำให้เมื่อใช้กำลังในการส่งสัญญาณมากขึ้น จะทำให้สามารถส่งสัญญาณไปได้ไกลน้อยลง

### 3.7 การจำลองระบบส่งสัญญาณเพื่อศึกษาผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อได้ชัดเจนความผิดเพี้ยนของสัญญาณจากปัจจัยอื่นๆแล้ว



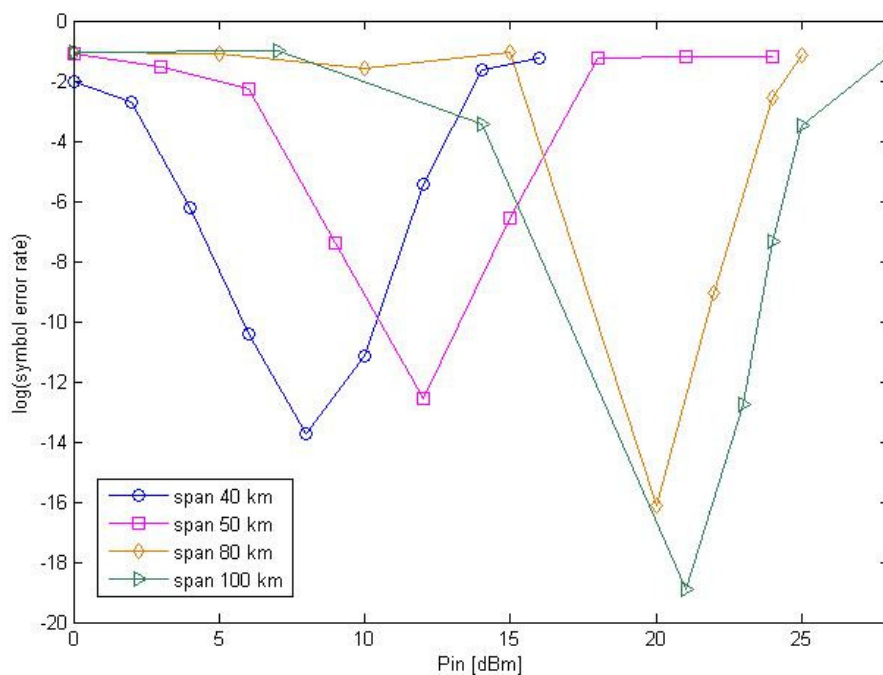
รูปที่ 3.4 แบบจำลองการส่งสัญญาณ

จากรูปที่ 3.4 คือ การจำลองระบบการส่งสัญญาณที่ทำการแก้ไขความผิดเพี้ยนของสัญญาณจากปัจจัยอื่นๆ ดังนั้น ในการทดลองนี้จะศึกษาผลกระทบของ Kerr effect เมื่อวาง DCU และ optical amplifier ที่ระยะต่างๆ และใช้ computer simulation ในการหาระยะทางสูงสุดที่สามารถส่งสัญญาณได้โดยอยู่ในขอบเขตของอัตราบิดพลาตของระบบ แสดงในตารางที่ 3.11

ตารางที่ 3.11 ระยะทางสูงสุดในการส่งสัญญาณโดยอัตราบิตข้อมูล  $BER < 10^{-12}$   
ที่ระยะการวาง DCU และ optical amplifier ต่างๆกัน

span [km]	$L_{max}$ [km]
40	1000
50	850
80	400
100	300

จากตารางที่ 3.11 สามารถสรุปได้ว่า ยิ่งวาง DCU และ optical amplifier ห่างกันมากเท่าไรในระบบ ยิ่งทำให้สามารถส่งสัญญาณได้ระยะทางไกลน้อยลง  
เมื่อพิจารณาที่ระยะทางสูงสุดในการส่งสัญญาณของแต่ละ span จะแสดงได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 ความสัมพันธ์ของกำลังในการส่งสัญญาณกับค่า log ของอัตราตัวอย่างผิดพลาด  
ที่ระยะการวาง DCU และ optical amplifier 40, 50, 80 และ 100 km

จากรูปที่ 3.5 แสดงให้เห็นว่า จะมีกำลังในการส่งสัญญาณเพียงค่าเดียวเท่านั้นที่ทำให้สามารถส่งสัญญาณด้วยระยะทางที่ไกลที่สุด ซึ่งสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 3.12

ตารางที่ 3.12 ค่าของกำลังในการส่งสัญญาณที่ span ต่างๆกัน  
เพื่อให้ได้ระยะทางในการส่งสัญญาณมากที่สุด

span [km]	$L_{max}$ [km]	$P_{in}$ [dBm]
40	1000	8
50	850	12
80	400	20
100	300	21



## บทที่ 4

### ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานและประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัม จากการมอดูเลตสัญญาณแบบโอไอเค ดีพีเอสเค ดีควีพีเอสเคและเอ็นคิวเอเอ็ม

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการศึกษาทฤษฎีสารสนเทศเชิงคณิตศาสตร์ของการสื่อสารโดยพิจารณาความแตกต่างของปริมาณในการส่งข้อมูลสูงสุดในช่องสัญญาณ (Shannon's limit) ของแต่ละวิธีการมอดูเลตสัญญาณจากความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงาน  $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)$  และประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัม  $\left(\frac{R}{B}\right)$  เนื้อหาของทฤษฎีที่กล่าวถึงในวิทยานิพนธ์ในบทนี้แบ่งออกเป็น 4 ส่วน ส่วนที่ 1 ศึกษาตามหลักทฤษฎีเกี่ยวกับความน่าจะเป็นของการแจกแจงตัวแปรสุ่มแบบปกติในรูปแบบของฟังก์ชัน Q (Q-function) ส่วนที่ 2 กล่าวถึงความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ ได้แก่ OOK, DPSK, DQPSK, 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM และ 256-QAM ส่วนที่ 3 นำการศึกษาทฤษฎีทั้งหมดมาพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานและประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมจากการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ และส่วนสุดท้าย นำผลจากส่วนที่ 3 มาพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนและประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมจากการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ

#### 4.1 ความน่าจะเป็นของการแจกแจงตัวแปรสุ่มแบบปกติ

การแจกแจงแบบปกติ (normal distribution) เป็นการแจกแจงของตัวแปรสุ่มต่อเนื่อง ค่าของตัวแปรเกิดขึ้นได้อยู่ในช่วงของจำนวนจริง  $(-\infty, \infty)$

กำหนดให้  $x$  เป็นตัวแปรสุ่มชนิดต่อเนื่องที่มีการแจกแจงแบบปกติ ฟังก์ชันการแจกแจงความน่าจะเป็นของ  $x$  (probability density function: pdf) คือ

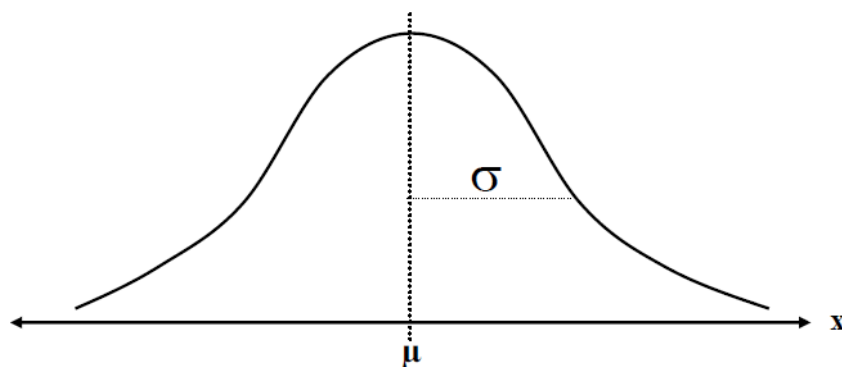
$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right]; -\infty < x < \infty \quad (4.1)$$

เมื่อ  $x$  คือ ตัวแปรสุ่ม (random variable)

$\mu$  คือ ค่าเฉลี่ย (mean)

$\sigma^2$  คือ ความแปรปรวน (variance)

จากสมการ (4.1) สามารถเขียนแทนในรูปของค่าเฉลี่ยและความแปรปรวน คือ  $\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$  หรือ  $\mathcal{N}(x - \mu, \sigma^2)$  เมื่อนำข้อมูลของตัวแปรสุ่ม  $x$  มาแจกแจงและวาดรูปโค้งความถี่ พบว่าเส้นโค้งจะเป็นลักษณะเส้นโค้งปกติดังรูปที่ 4.1



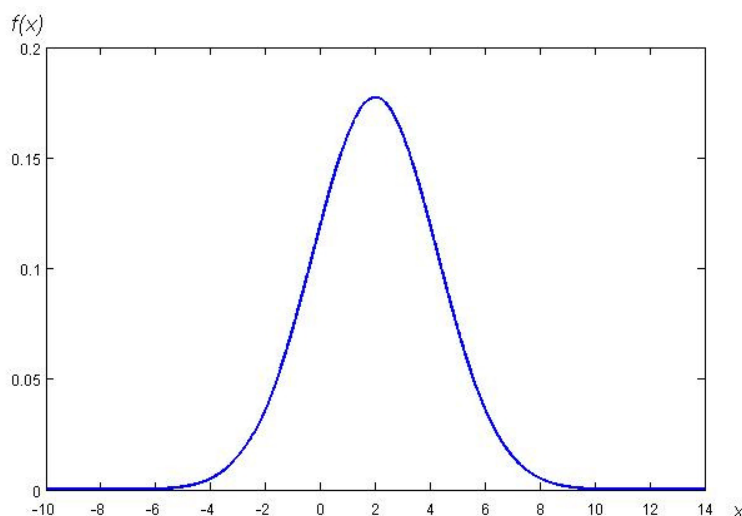
รูปที่ 4.1 เส้นโค้งปกติ

จากรูปที่ 4.1 แสดงเส้นโค้งที่มีการแจกแจงแบบปกติ โดยมีคุณสมบัติดังนี้

1. โค้งความถี่มีลักษณะสมมาตร หรือเรียกว่า โค้งปกติ (normal curve)
2. ค่าเฉลี่ย = ค่ามาตรฐาน = ค่าฐานนิยม
3. แกนสมมาตร คือ แกนที่  $x$  มีค่าเท่ากับค่าเฉลี่ย ซึ่งแกนสมมาตรจะแบ่งครึ่งพื้นที่ภายใต้

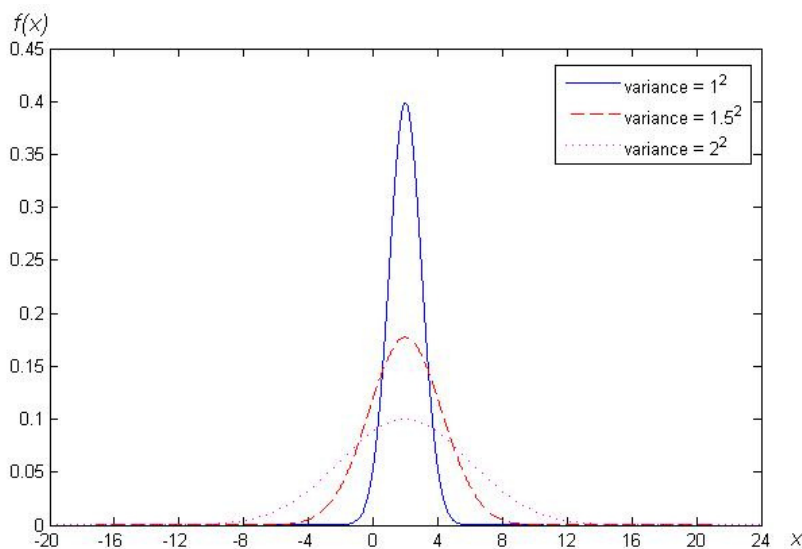
โค้งปกติออกเป็นสองส่วนเท่าๆกัน ซึ่งเท่ากับ 0.5

4. โค้งปกติมีจุดเปลี่ยนเว้า ที่  $x = \mu \pm \sigma$
5. พื้นที่ภายใต้เส้นโค้งปกติ และอยู่เหนือแกน  $x$  รวมทั้งหมดมีค่าเท่ากับ 1
6. ค่าเฉลี่ย คือ  $E[x] = \mu$  และความแปรปรวน คือ  $V(x) = \sigma^2$



รูปที่ 4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรสุ่ม ( $x$ ) และการแจกแจงความน่าจะเป็นแบบปกติ ( $f(x)$ )  
ของ  $\mathcal{N}(2, 1.5^2)$

จากรูปที่ 4.2 คือกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรสุ่มกับการแจกแจงความน่าจะเป็นแบบปกติในรูปของ  $\mathcal{N}(2, 1.5^2)$  คือ มีค่าเฉลี่ยเป็น 2 และความแปรปรวนเป็น  $1.5^2$  พบว่าค่าเฉลี่ยอยู่ที่จุดเซนทรอยด์ (centroid) ของกราฟและยังเป็นจุดสูงสุดของกราฟอีกด้วย สำหรับค่าความแปรปรวนทำให้เกิดการกระจายของค่าตัวแปรสุ่มรอบๆค่าเฉลี่ย กราฟมีลักษณะเป็นระฆังคว่ำ



รูปที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรสุ่ม ( $x$ ) และการแจกแจงความน่าจะเป็นแบบปกติ ( $f(x)$ )  
ของ  $\mathcal{N}(2, 1^2)$ ,  $\mathcal{N}(2, 1.5^2)$  และ  $\mathcal{N}(2, 2^2)$

จากรูปที่ 4.3 คือกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรสุ่มกับการแจกแจงความน่าจะเป็นแบบเกาส์เมื่อมีค่าเฉลี่ยเท่ากันคือ 2 แต่มีความแปรปรวนที่แตกต่างกัน คือ  $1^2$ ,  $1.5^2$  และ  $2^2$  พบว่ายิ่งมีความแปรปรวนมาก ทำให้เกิดการกระจายตัวของค่าตัวแปรสุ่มมากขึ้น ในขณะที่ค่าสูงสุดของกราฟมีค่าน้อยลง

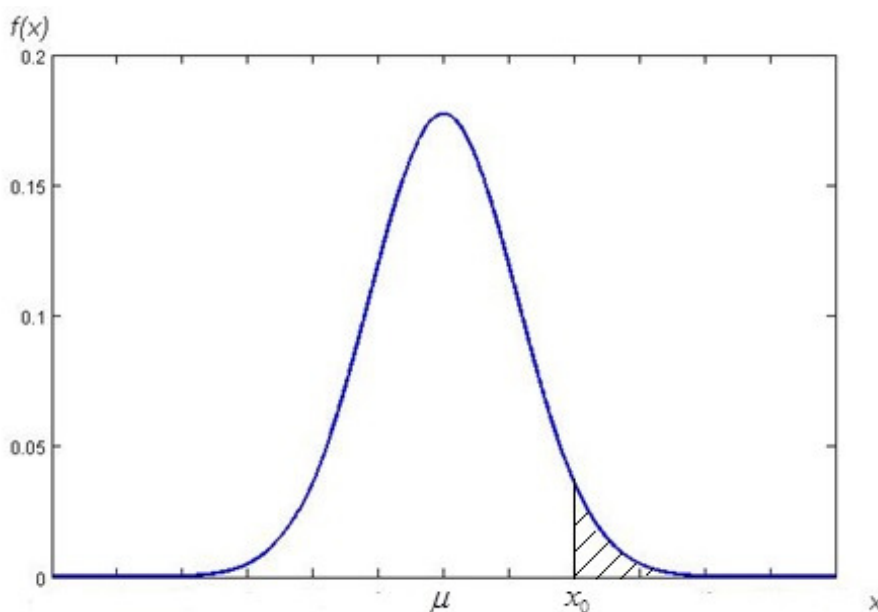
สำหรับการหาความน่าจะเป็นของการแจกแจงตัวแปรสุ่มแบบปกติ สามารถหาได้จากสมการ (4.2) คือ

$$p(x \geq x_0) = \int_{x_0}^{\infty} f(x) dx \quad (4.2)$$

จากสมการ (4.1) สามารถนำมาแทนค่าในสมการ (4.2) จะได้สมการความน่าจะเป็นของการแจกแจงตัวแปรสุ่มแบบปกติดังสมการ (4.3)

$$p(x \geq x_0) = \int_{x_0}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right] dx \quad (4.3)$$

จากสมการ (4.3) สามารถพิจารณาความน่าจะเป็นของการแจกแจงตัวแปรสุ่มแบบปกติได้ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 ความน่าจะเป็นของการแจกแจงตัวแปรสุ่มแบบปกติ เมื่อ  $x \geq x_0$

เพื่อความง่ายในการคำนวณจึงกำหนดตัวแปรใหม่ขึ้น ดังสมการ (4.4) คือ

$$y = \frac{x - \mu}{\sigma} \quad (4.4)$$

จากสมการ (4.4) แทนในสมการ (4.3) จะได้

$$p\left(y \geq \frac{x_0 - \mu}{\sigma}\right) = \int_{\frac{x_0 - \mu}{\sigma}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{y^2}{2}\right] dy \quad (4.5)$$

และเพื่อง่ายต่อการพิจารณาค่าความน่าจะเป็นของการแจกแจงตัวแปรสุ่มแบบปกติ จึงกำหนดฟังก์ชัน Q (Q-function) ซึ่งเป็นไปตามสมการ (4.6)

$$Q(z) = \int_z^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy \quad (4.6)$$

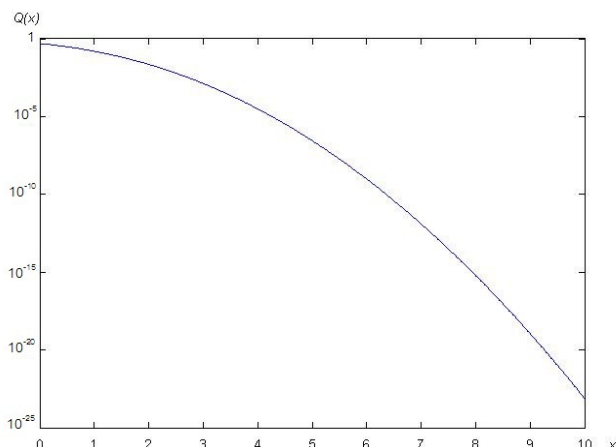
จากสมการ (4.3) และ (4.5) สามารถสรุปได้ว่า  $p\left(y > \frac{x_0 - \mu}{\sigma}\right) = Q\left(\frac{x_0 - \mu}{\sigma}\right) = Q(z)$  โดยแสดงความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรสุ่มและฟังก์ชัน Q สามารถพิจารณาตัวอย่างได้จากตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1  $Q(x)$  เมื่อ  $0 \leq x \leq 10$

x	Q(x)
0.0	0.5
0.5	0.30854
1.0	0.15866
1.5	0.066807
2.0	0.02275
2.5	0.0062097
3.0	0.0013499

x	Q(x)
3.5	0.00023263
4.0	$3.1671 \times 10^{-5}$
4.5	$3.3977 \times 10^{-6}$
5.0	$2.8665 \times 10^{-7}$
5.5	$1.8990 \times 10^{-8}$
6.0	$9.8659 \times 10^{-10}$
6.5	$4.0160 \times 10^{-11}$

x	Q(x)
7.0	$1.2798 \times 10^{-12}$
7.5	$3.1909 \times 10^{-14}$
8.0	$6.2210 \times 10^{-16}$
8.5	$9.4795 \times 10^{-18}$
9.0	$1.1286 \times 10^{-19}$
9.5	$1.0495 \times 10^{-21}$
10.0	$7.6199 \times 10^{-24}$



รูปที่ 4.5 ฟังก์ชัน Q เมื่อ  $0 \leq x \leq 10$

จากรูปที่ 4.5 คือกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรสุ่มและฟังก์ชัน Q พบว่า เมื่อตัวแปรสุ่มมีค่ามากขึ้น ความน่าจะเป็นของการแจกแจงตัวแปรสุ่มแบบเกาส์ในรูปของฟังก์ชัน Q จะมีค่าลดน้อยลง

#### 4.2 ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบต่าง ๆ

ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณ ( $P_b$ ) หรือ อัตราบิตผิดพลาด (bit error rate: BER) สามารถแสดงในหลากหลายรูปแบบของฟังก์ชัน ได้แก่ ฟังก์ชัน erf (error function: erf(x)) ฟังก์ชัน erfc (complementary error function: erfc(x)) และฟังก์ชัน Q (Q-function: Q(x)) ในวิทยานิพนธ์นี้ ขอแนะนำเสนอในรูปแบบของฟังก์ชัน Q ซึ่งอยู่ในรูปของประสิทธิภาพกำลังงานที่แตกต่างกันตามวิธีการมอดูเลตของสัญญาณ

##### 4.2.1 ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ OOK

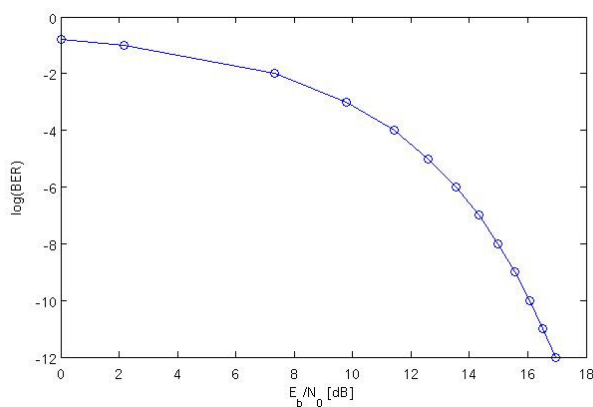
ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ OOK ในรูปของฟังก์ชัน Q ซึ่งเกี่ยวข้องกับประสิทธิภาพกำลังงานเป็นไปดังสมการ (4.7)

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (4.7)$$

จากสมการ (4.7) สามารถพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานกับความน่าจะเป็นของความผิดพลาดได้ดังตารางที่ 4.2 และรูปที่ 4.6

ตารางที่ 4.2 ประสิทธิภาพกำลังงานของการมอดูเลตสัญญาณแบบ OOK เมื่อมีความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณต่างๆกัน

$P_b$	$\frac{E_b}{N_0}$	$\frac{E_b}{N_0}$ [dB]
0.1587	1	0
$10^{-1}$	1.6425	2.1551
$10^{-2}$	5.4117	7.3333
$10^{-3}$	9.5493	9.7997
$10^{-4}$	13.8310	11.4085
$10^{-5}$	18.1894	12.5982
$10^{-6}$	22.5948	13.5401
$10^{-7}$	27.0327	14.3189
$10^{-8}$	31.4945	14.9823
$10^{-9}$	35.9736	15.5598
$10^{-10}$	40.4661	16.0709
$10^{-11}$	44.9704	16.5293
$10^{-12}$	49.4842	16.9447



รูปที่ 4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานและความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ OOK

#### 4.2.2 ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ DPSK

ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ DPSK ในรูปของประสิทธิภาพกำลังงานเป็นไปดังสมการ (4.8)

$$P_b = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right) \quad (4.8)$$

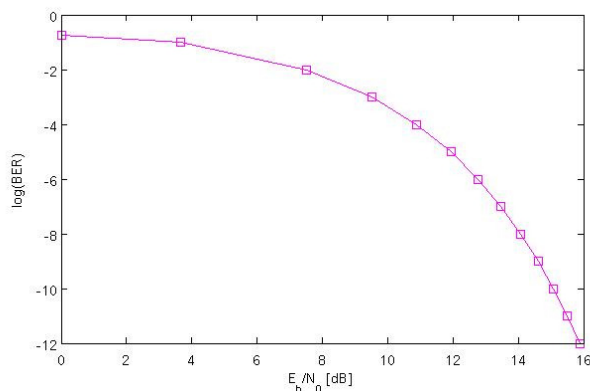
จากสมการ (4.8) สามารถพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานกับความน่าจะเป็นของความผิดพลาดได้ดังตารางที่ 4.3 และรูปที่ 4.7

ตารางที่ 4.3 ประสิทธิภาพกำลังงานของการมอดูเลตสัญญาณแบบ DPSK

เมื่อมีความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณต่างๆกัน

$P_b$	$\frac{E_b}{N_0}$	$\frac{E_b}{N_0}$ [dB]
0.3033	1	0
$10^{-1}$	4.6439	6.6688
$10^{-2}$	11.2877	10.5261
$10^{-3}$	17.9316	12.5362
$10^{-4}$	24.5754	13.9050
$10^{-5}$	31.2193	14.9442
$10^{-6}$	37.8631	15.7822
$10^{-7}$	44.5070	16.4843
$10^{-8}$	51.1508	17.0885
$10^{-9}$	57.7947	17.6189
$10^{-10}$	64.4386	18.0915
$10^{-11}$	71.0824	18.5176
$10^{-12}$	77.7263	18.9057





รูปที่ 4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานและความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ DPSK

#### 4.2.3 ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ DQPSK

ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ DQPSK ในรูปของฟังก์ชัน Q ซึ่งเกี่ยวข้องกับประสิทธิภาพกำลังงานเป็นไปดังสมการ (4.9)

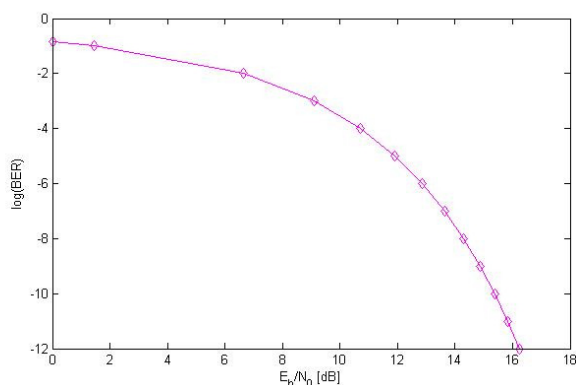
$$P_b = Q\left(\sqrt{1.1716 \frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (4.9)$$

จากสมการ (4.9) สามารถพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานกับความน่าจะเป็นของความผิดพลาดได้ดังตารางที่ 4.4 และรูปที่ 4.8

ตารางที่ 4.4 ประสิทธิภาพกำลังงานของการมอดูเลตสัญญาณแบบ DQPSK เมื่อมีความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณต่างกัน

$P_b$	$\frac{E_b}{N_0}$	$\frac{E_b}{N_0}$ [dB]
0.1395	1	0
$10^{-1}$	1.4019	1.4672
$10^{-2}$	4.6191	6.6456
$10^{-3}$	8.1506	9.1119

$P_b$	$\frac{E_b}{N_0}$	$\frac{E_b}{N_0}$ [dB]
$10^{-4}$	11.8052	10.7207
$10^{-5}$	15.5253	11.9104
$10^{-6}$	19.2854	12.8523
$10^{-7}$	23.0733	13.6311
$10^{-8}$	26.8816	14.2946
$10^{-9}$	30.7047	14.8720
$10^{-10}$	34.5392	15.3831
$10^{-11}$	38.3837	15.8415
$10^{-12}$	42.2364	16.2569



รูปที่ 4.8 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานและความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ DQPSK

#### 4.2.4 ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ n-QAM

ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ n-QAM ในรูปของฟังก์ชัน Q ซึ่งเกี่ยวข้องกับประสิทธิภาพกำลังงานเป็นไปดังสมการ (4.10)

$$P_b = \frac{2}{\log_2 \sqrt{M}} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q \left[ \sqrt{\frac{3 \log_2 \sqrt{M}}{M-1}} \cdot \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right] \quad (4.10)$$

#### 4.2.4.1 ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ 4-QAM

จากสมการ (4.10) สามารถหาความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ 4-QAM ได้ดังสมการ (4.11) และ (4.12)

$$P_b = \frac{2}{\log_2 \sqrt{4}} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{4}}\right) Q \left[ \sqrt{\frac{3 \log_2 \sqrt{4}}{4-1}} \cdot \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right] \quad (4.11)$$

$$P_b = Q \left[ \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right] \quad (4.12)$$

จากสมการ (4.12) สามารถพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานกับความน่าจะเป็นของความผิดพลาดได้ดังตารางที่ 4.5

ตารางที่ 4.5 ประสิทธิภาพกำลังงานของการมอดูเลตสัญญาณแบบ 4-QAM

เมื่อมีความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณต่างกัน

$P_b$	$\frac{E_b}{N_0}$	$\frac{E_b}{N_0}$ [dB]
0.0786	1	0
$10^{-2}$	2.7058	4.3230
$10^{-3}$	4.7747	6.7895
$10^{-4}$	6.9155	8.3982
$10^{-5}$	9.0947	9.5879
$10^{-6}$	11.2974	10.5298
$10^{-7}$	13.5164	11.3086
$10^{-8}$	15.7473	11.9721
$10^{-9}$	17.9868	12.5495
$10^{-10}$	20.2331	13.0606
$10^{-11}$	22.4785	13.5177
$10^{-12}$	24.7421	13.9344

#### 4.2.4.2 ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ 16-QAM

จากสมการ (4.10) สามารถหาความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ 16-QAM ได้ดังสมการ (4.13) และ (4.14)

$$P_b = \frac{2}{\log_2 \sqrt{16}} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{16}}\right) Q \left[ \sqrt{\frac{3 \log_2 \sqrt{16}}{16-1}} \cdot \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right] \quad (4.13)$$

$$P_b = \frac{3}{4} Q \left[ \sqrt{\frac{4E_b}{5N_0}} \right] \quad (4.14)$$

จากสมการ (4.14) สามารถพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานกับความน่าจะเป็นของความผิดพลาดได้ดังตารางที่ 4.6

ตารางที่ 4.6 ประสิทธิภาพกำลังงานของการมอดูเลตสัญญาณแบบ 16-QAM

เมื่อมีความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณต่างๆกัน

$P_b$	$\frac{E_b}{N_0}$	$\frac{E_b}{N_0}$ [dB]
0.1392	1	0
$10^{-1}$	1.5423	1.8817
$10^{-2}$	6.1405	7.8820
$10^{-3}$	11.2785	10.5225
$10^{-4}$	16.6139	12.2047
$10^{-5}$	22.0521	13.4345
$10^{-6}$	27.5538	14.4018
$10^{-7}$	33.0965	15.1978
$10^{-8}$	38.6698	15.8737
$10^{-9}$	44.2665	16.4608
$10^{-10}$	49.8806	16.9793
$10^{-11}$	55.5095	17.4437
$10^{-12}$	61.1503	17.8640

#### 4.2.4.3 ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ 64-QAM

จากสมการ (4.10) สามารถหาความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ 64-QAM ได้ดังสมการ (4.15) และ (4.16)

$$P_b = \frac{2}{\log_2 \sqrt{64}} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{64}}\right) Q \left[ \sqrt{\frac{3 \log_2 \sqrt{64}}{64-1}} \cdot \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right] \quad (4.15)$$

$$P_b = \frac{7}{12} Q \left[ \sqrt{\frac{2E_b}{7N_0}} \right] \quad (4.16)$$

จากสมการ (4.16) สามารถพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานกับความน่าจะเป็นของความผิดพลาดได้ดังตารางที่ 4.7

ตารางที่ 4.7 ประสิทธิภาพกำลังงานของการมอดูเลตสัญญาณแบบ 64-QAM

เมื่อมีความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณต่างกัน

$P_b$	$\frac{E_b}{N_0}$	$\frac{E_b}{N_0}$ [dB]
0.1730	1	0
$10^{-1}$	3.1488	4.9815
$10^{-2}$	15.6815	11.9539
$10^{-3}$	29.9734	14.7674
$10^{-4}$	44.8724	16.5198
$10^{-5}$	60.0756	17.7870
$10^{-6}$	75.4608	18.7772
$10^{-7}$	90.9708	19.5890
$10^{-8}$	106.5691	20.2763
$10^{-9}$	122.2318	20.8718
$10^{-10}$	137.9465	21.3971
$10^{-11}$	153.7053	21.8669
$10^{-12}$	169.4920	22.2915

#### 4.2.4.4 ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ 256-QAM

จากสมการ (4.10) สามารถหาความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ 64-QAM ได้ดังสมการ (4.17) และ (4.18)

$$P_b = \frac{2}{\log_2 \sqrt{256}} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{256}}\right) Q \left[ \sqrt{\frac{3 \log_2 \sqrt{256}}{256-1}} \cdot \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right] \quad (4.17)$$

$$P_b = \frac{12}{35} Q \left[ \sqrt{\frac{8E_b}{85N_0}} \right] \quad (4.18)$$

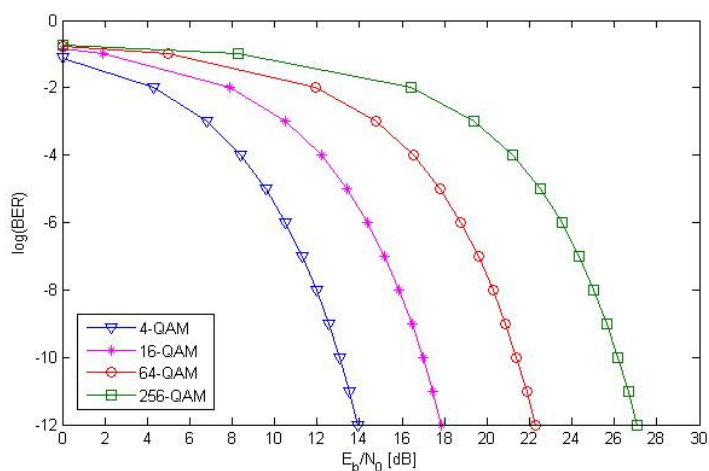
จากสมการ (4.18) สามารถพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานกับความน่าจะเป็นของความผิดพลาดได้ดังตารางที่ 4.8

ตารางที่ 4.8 ประสิทธิภาพกำลังงานของการมอดูเลตสัญญาณแบบ 256-QAM

เมื่อมีความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณต่างกัน

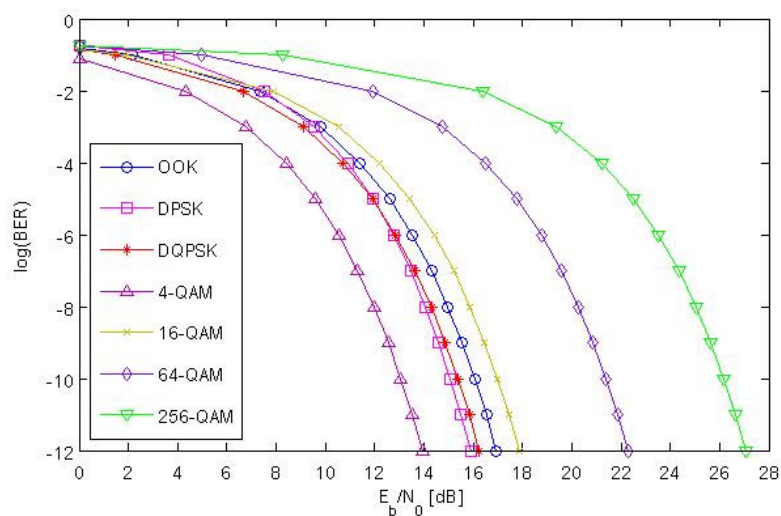
$P_b$	$\frac{E_b}{N_0}$	$\frac{E_b}{N_0}$ [dB]
0.1779	1	0
$10^{-1}$	6.7136	8.2696
$10^{-2}$	43.6552	16.4004
$10^{-3}$	86.7685	19.3836
$10^{-4}$	131.8725	21.2015
$10^{-5}$	177.9534	22.5031
$10^{-6}$	224.6295	23.5147
$10^{-7}$	271.6835	24.3406
$10^{-8}$	319.0031	25.0379
$10^{-9}$	366.5413	25.6412
$10^{-10}$	414.2293	26.1724
$10^{-11}$	462.0539	26.6469
$10^{-12}$	509.9848	27.0756

จากการศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานกับความน่าจะเป็นของความผิดพลาดจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM และ 256 QAM สามารถพิจารณาความแตกต่างของแต่ละการมอดูเลตสัญญาณได้ดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานและความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบ n-QAM

เมื่อพิจารณาประสิทธิภาพกำลังงานของการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ พบว่าการมอดูเลตสัญญาณแบบ 256-QAM มีประสิทธิภาพกำลังงานมากที่สุด เมื่อมีความน่าจะเป็นของความผิดพลาดที่เท่ากัน คือ  $10^{-12}$  ดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานและความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ

### 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานและประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมจากการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ

ประสิทธิภาพกำลังงาน ( $\frac{E_b}{N_0}$ ) ใช้เปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบการสื่อสาร และประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัม ( $\frac{R}{B}$ ) นำมาใช้บอกปริมาณข้อมูลที่สามารถส่งไปได้ในแบนด์วิดท์ที่มีอยู่ซึ่งมีค่าที่แตกต่างกันตามวิธีการมอดูเลตของสัญญาณ พิจารณาได้ดังตารางที่ 4.9

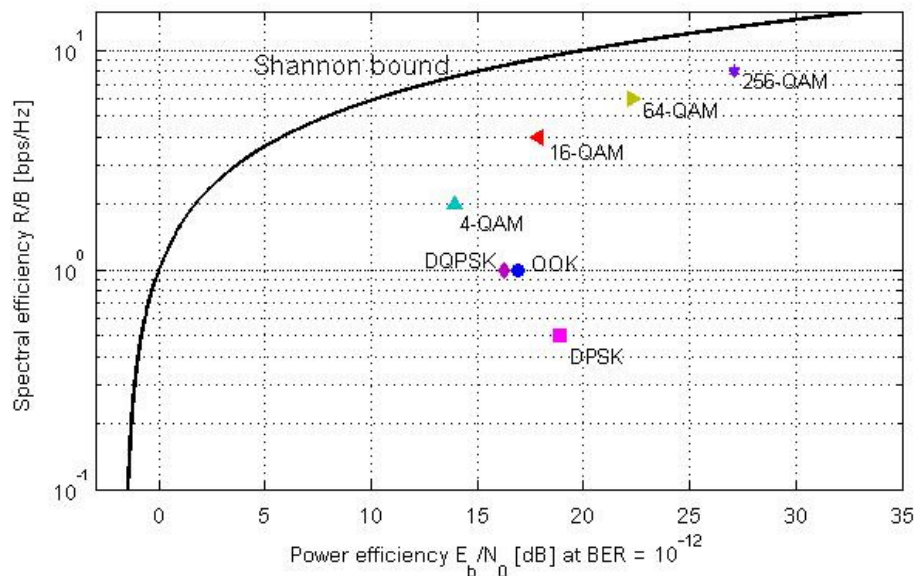
ตารางที่ 4.9 ประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมจากการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ

digital modulation scheme	symbol time [s]	$\frac{R}{B}$ [bps/Hz]
NRZ-OOK	T	1
RZ-DPSK	T	0.5
RZ-DQPSK	T	1
NRZ-4-QAM	T	2
NRZ-16-QAM	T	4
NRZ-64-QAM	T	6
NRZ-256-QAM	T	8

เมื่อเทียบความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานและประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมจากการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆกับขอบเขตของ Shannon bound พบว่าหากเรากำหนดให้ประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมคงที่ เมื่อประสิทธิภาพกำลังงานเพิ่มขึ้นตามแกน x โอกาสเกิดการผิดพลาดจะลดลง และเมื่อกำหนดประสิทธิภาพกำลังงานคงที่ เมื่อประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมเพิ่มขึ้นตามแกน y โอกาสเกิดการผิดพลาดจะเพิ่มขึ้น

ในการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงในระยะทางไกล มาตรฐานของอัตราบิตผิดพลาดของระบบโดยทั่วไปคือ  $10^{-9}$  และ  $10^{-12}$  ในวิทยานิพนธ์นี้ขอนำเสนอมาตรฐานของอัตราบิตผิดพลาดที่  $10^{-12}$  ดังนั้น ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานและประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมของการมอดูเลตสัญญาณแบบ OOK, DPSK, DQPSK และ n-QAM เมื่อมีอัตราบิตผิดพลาดที่  $10^{-12}$  สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.11





รูปที่ 4.11 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานและประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมของการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ ที่ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณเป็น  $10^{-12}$

#### 4.4 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราระหว่างกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนและประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมจากการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ

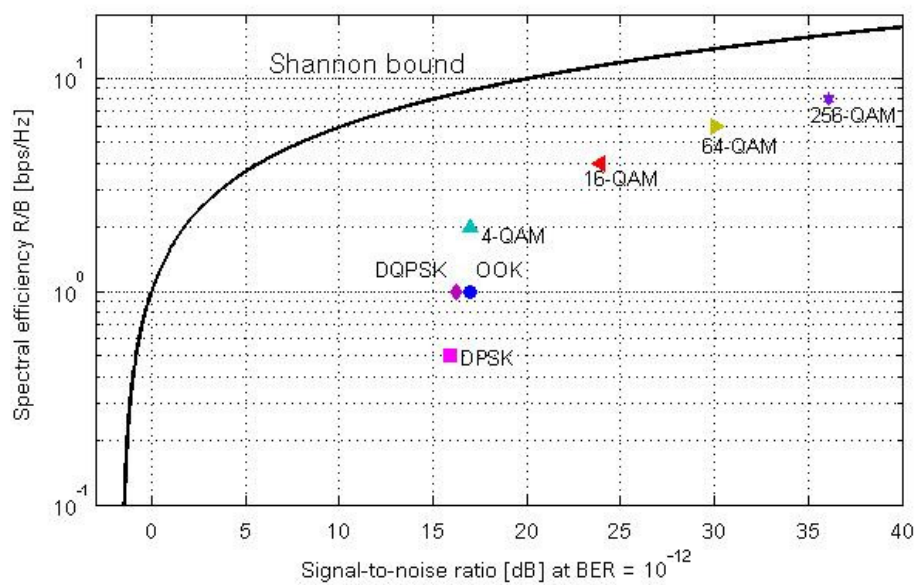
จากรูปที่ 4.11 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกำลังงานและประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมของการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ พบว่า มีแนวโน้มตาม Shannon bound และสามารถพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างอัตราระหว่างกำลังของสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวน (signal-to-noise ratio: SNR) และประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมของการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ ได้ในรูปที่ 4.12 โดยสามารถปรับค่าประสิทธิภาพกำลังงานเป็น SNR ได้จากสมการ (4.19) ค่า SNR ที่ได้นั้นเป็นไปดังตารางที่ 4.10

$$SNR = \frac{R}{B} \times \frac{E_b}{N_0} \quad (4.19)$$

ตารางที่ 4.10 ค่า SNR ของการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ เมื่อมี BER =  $10^{-12}$

modulation	$\frac{R}{B}$	$\frac{E_b}{N_0}$	SNR	SNR [dB]
OOK	1	49.4842	49.4842	16.9447

modulation	$\frac{R}{B}$	$\frac{E_b}{N_0}$	SNR	SNR [dB]
DPSK	0.5	77.7263	38.8631	15.8954
DQPSK	1	42.2364	42.2364	16.2569
4-QAM	2	24.7421	49.4842	16.9447
16-QAM	4	61.1503	244.6012	23.8846
64-QAM	6	169.4920	$1.0170 \times 10^3$	30.0732
256-QAM	8	509.9848	$4.0799 \times 10^3$	36.1065



รูปที่ 4.12 ความสัมพันธ์ระหว่าง signal-to-noise ratio และประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมของการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ ที่ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญญาณเป็น  $10^{-12}$

## บทที่ 5

### อัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวน ของการสื่อสารสัญญาณผ่านระบบเส้นใยแสงเพื่อประมาณหาขีดจำกัดของ ระบบเมื่อใช้วิธีการมอดูเลตสัญญาณแบบ OOK, DPSK, DQPSK และ n-QAM

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลของความไม่เป็นเชิงเส้นที่มีผลต่อขีดจำกัดของการส่งสัญญาณในระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงในระยะไกล โดยจะแบ่งออกเป็น 7 ส่วน คือ ส่วนที่ 1 กล่าวถึงความผิดเพี้ยนทางเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับคลื่นพาห้หลักและคลื่นพาห้ย่อยในระบบไม่มีการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณ ส่วนที่ 2 กล่าวถึงความผิดเพี้ยนทางเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับคลื่นพาห้หลักและคลื่นพาห้ย่อยในระบบที่มีการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณแสง ส่วนที่ 3 ได้นำเสนอสูตรการหาตัวประกอบการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวน ส่วนที่ 4 มีการนำเสนอการหาลำดับของสัญญาณรบกวนเนื่องจากผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณแสง ส่วนที่ 5 หาอัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนทางแสงของการสื่อสารสัญญาณผ่านระบบในการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ ส่วนที่ 6 นำค่าอัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนทางแสงที่ได้จากส่วนที่ 5 มาหาความสัมพันธ์ระหว่างของกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนทางแสงและประสิทธิภาพของสเปกตรัมเพื่อประมาณค่าขีดจำกัดสูงสุดของระบบทางทฤษฎี และส่วนสุดท้ายตรวจสอบความถูกต้องของผลลัพธ์ที่ได้จากการวิเคราะห์ในเชิงคณิตศาสตร์ในส่วนที่ 6 โดยการจำลองระบบการสื่อสารสัญญาณด้วยโปรแกรม Optisys8.0

#### 5.1 ความผิดเพี้ยนทางเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับคลื่นพาห้หลักและคลื่นพาห้ย่อยในระบบไม่มีการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณ

เนื่องจากสัญญาณรบกวนที่เกิดจากคลื่นพาห้หลักและคลื่นพาห้ย่อยของสัญญาณในระบบไม่มีการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณนั้น จะส่งผลกระทบต่อความผิดเพี้ยนทางเฟสของสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆได้ ซึ่งผลกระทบดังกล่าวยังส่งผลกระทบทำให้คุณภาพของสัญญาณที่สื่อสารสัญญาณทางแสงจากการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆเสื่อมค่าลง โดยจะตั้งสมมุติฐานว่าสัญญาณรบกวนสามารถวิเคราะห์ด้วยการมอดูเลต

สัญญาณขนาดเล็กไปกับคลื่นพาห้หลักและคลื่นพาห้ย่อยของสัญญาณในระบบการสื่อสารสัญญาณ เพราะสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นเนื่องจากเครื่องขยายสัญญาณนั้น มีกำลังของสัญญาณน้อยมาก เมื่อเทียบกับกำลังของคลื่นพาห้หลักและคลื่นพาห้ย่อยของสัญญาณ แต่เมื่อพิจารณาการสื่อสารสัญญาณเป็นแบบระบบที่มีการผสมของสัญญาณรบกวนเนื่องจากเครื่องขยายสัญญาณ สัญญาณรบกวนยิ่งส่งผลกระทบต่อคุณภาพของการสื่อสารสัญญาณเป็นอย่างมาก เพราะสัญญาณรบกวนผสมนั้นจะส่งผลให้เกิดความผิดเพี้ยนทางเฟสของสัญญาณมากขึ้น ดังนั้นจึงจำเป็นต้องอย่างยิ่งต่อการวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนทางเฟสที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณ โดยเริ่มจากการพิจารณาการมอดูเลตเชิงแอมพลิจูดและการมอดูเลตเชิงเฟสของการสื่อสารสัญญาณในเส้นใยแสง ด้วยดัชนีหักเหแบบไม่เป็นเชิงเส้นและดิสเพอร์ชัน การมอดูเลตที่ความถี่ สามารถเขียนในรูปของพารามิเตอร์ค่าจริงได้ 4 ตัวแปรคือ  $a_m, b_m, c_m$  และ  $d_m$  โดย [49], [50] กำหนดให้สนามไฟฟ้าในเส้นใยแสงสามารถคำนวณได้ดังสมการ (5.1) ซึ่งสามารถพิสูจน์ได้จาก

$$E(z, T) = A_0(z) \{ a_m(z) \cos(2\pi f_m T) + c_m(z) \sin(2\pi f_m T) \} \cos(2\pi f_0 T) + A_0(z) \{ b_m(z) \cos(2\pi f_m T) - d_m(z) \sin(2\pi f_m T) \} \sin(2\pi f_0 T) \quad (5.1)$$

เมื่อ  $A_0(z)$  คือ Stationary amplitude ของคลื่นพาห้

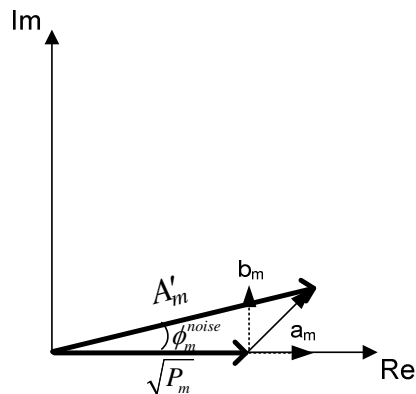
$f_0$  คือ ความถี่คลื่นพาห้

เมื่อกำหนดให้ตัวแปร  $a_m(z)$  และ  $d_m(z)$  แทนด้วยส่วนประกอบการมอดูเลตแบบอินเฟส (in-phase modulation components) ที่ความถี่  $f_m$  ซึ่งเกิดจากการมอดูเลตเชิงแอมพลิจูดของสัญญาณขนาดเล็ก ส่วนตัวแปร  $b_m(z)$  และ  $c_m(z)$  แทนด้วยส่วนประกอบการมอดูเลตแบบควอดเรเจอร์ (quadrature modulation components) ที่ความถี่  $f_m$  ซึ่งเกิดจากการมอดูเลตเชิงเฟสและการมอดูเลตเชิงแอมพลิจูดของสัญญาณขนาดเล็ก โดยสมการ (5.2) แทนการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กดังนี้

$$a(z, T) = \{ a_m(z) \cos(\omega_m T) - d_m(z) \sin(\omega_m T) \} + i \{ b_m(z) \cos(\omega_m T) + c_m(z) \sin(\omega_m T) \} \quad (5.2)$$

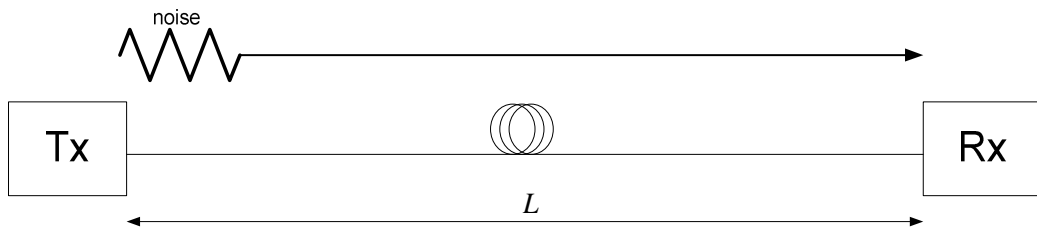
เมื่อ  $a(z, T)$  คือ สัญญาณรบกวนขนาดเล็ก (small signal) ที่ก่อกำเนิดจาก

อุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง



รูปที่ 5.1 โครงสร้างผลรวมเวกเตอร์ ( $A'_m$ ) ระหว่างคลื่นพายุย่อยกับส่วนประกอบการมอดูเลต

จากรูปที่ 5.1 แสดงโครงสร้างผลรวมเวกเตอร์ ( $A'_m$ ) ระหว่างคลื่นพายุย่อย (stationary amplitude of subcarrier:  $A_m$ ) หรือ กำลังสัญญาณของคลื่นพายุย่อย ( $\sqrt{P_m}$ ) กับส่วนประกอบการมอดูเลตแบบอินเฟส ( $a_m(z)$  และ  $d_m(z)$ ) และส่วนประกอบการมอดูเลตแบบควอดเรเจอร์ ( $b_m(z)$  และ  $c_m(z)$ ) ของการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสง เพื่อแสดงถึงความผิดเพี้ยนทางเฟสที่เกิดขึ้นเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับคลื่นพายุซึ่งแทนด้วย  $\phi_m^{noise}$  โดยพิจารณาเพียงสัญญาณรบกวนทางเฟสที่เกิดขึ้น ณ ความถี่ต่างๆ แล้วไปรบกวนตรงกับช่วงความถี่ที่เลือกใช้ดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 การเดินทางของสัญญาณรบกวนในระบบที่ไม่มีการสะสมของสัญญาณรบกวน

พิจารณาความผิดเพี้ยนทางเฟสเนื่องจากสัญญาณรบกวนจะเริ่มจากการหาผลเฉลยการเดินทางในเส้นใยแสงของสัญญาณรบกวนขนาดเล็ก  $a(z, T)$  ที่มอดูเลตทางแอมพลิจูด (amplitude modulation) ไปกับคลื่นพายุ ซึ่งสามารถหาได้จากสมการ (2.1) และผลเฉลยสถานะอยู่ตัวของคลื่นพายุย่อย (steady state solution:  $A_m^{ss}$ ) ในสมการ (2.1) สามารถแสดงได้ในสมการ (5.3)

$$A_m^{ss} = \sqrt{P(z)} \exp \left\{ i\gamma \int_0^z P(z') dz' \right\} \quad (5.3)$$

เมื่อ  $P(z)$  คือ ค่ากำลังสัญญาณเฉลี่ยตามระยะทาง  $\bar{P}_m$  ของแต่ละคลื่นพาร์  
ย่อยซึ่งสมมติให้มีค่ากำลังของสัญญาณอินพุตเท่ากันในแต่ละคลื่นพาร์ย่อย โดยสามารถ  
คำนวณได้จากสมการ (5.4)

$$\bar{P} = P_0 \left[ \frac{1 - \exp(-\alpha l_a)}{\alpha l_a} \right] \quad (5.4)$$

เมื่อ  $\bar{P}$  คือ ค่ากำลังสัญญาณเฉลี่ยตามระยะทางที่คิดเฉพาะผลของการ  
ลดทอนสัญญาณ

$l_a$  คือ ระยะห่างระหว่างอุปกรณ์ขยายสัญญาณ

โดยผลเฉลยสภาวะอยู่ตัวของคลื่นพาร์ย่อย  $A_m^{ss}$  แสดงได้เป็น

$$A_m^{ss} = \sqrt{\bar{P}_m} \exp \left\{ i\gamma \left( \bar{P}_m + 2 \left( \sum_{k \neq m}^M \bar{P}_k + \bar{P}_c \right) \right) z \right\} \quad (5.5)$$

จากนั้น เงามอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กเข้าไปในผลเฉลยสภาวะอยู่ตัวทำให้ได้สมการ (5.6)

$$A_m^{ss} = \left( \sqrt{\bar{P}_m} + a_m(z, T) \right) \exp \left\{ i\gamma \left( \bar{P}_m + 2 \left( \sum_{k \neq m}^M \bar{P}_k + \bar{P}_c \right) \right) z \right\} \quad (5.6)$$

เมื่อ  $A_m^{ss}$  คือ สัญญาณที่มอดูเลตกับสัญญาณรบกวนขนาดเล็กทางแอมพลิจูดไป  
กับคลื่นพาร์ ณ ตำแหน่งคลื่นพาร์ย่อยลำดับที่  $m$

$a_m(z, T)$  คือ สัญญาณรบกวนที่ก่อกำเนิดจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณแสง

จากสัญญาณขนาดเล็กในสมการ (5.2) สามารถเขียนอยู่ในรูปแบบทั่วไปได้ดังสมการ  
(5.7)

$$a_m(z, T) = (a_m(z) + ib_m(z)) \exp(i\omega_m T) \quad (5.7)$$

เมื่อ  $a_m(z)$  คือ ส่วนประกอบอินเฟสของสัญญาณขนาดเล็กที่มอดูเลตอยู่  
ภายในคลื่นพาร์ย่อย

$b_m(z)$  คือ ส่วนประกอบควอดเรเจอร์ของสัญญาณขนาดเล็กที่มอดูเลตอยู่  
ภายในคลื่นพหุย่อย โดย  $a_m(z)$  และ  $b_m(z)$  เป็นฟังก์ชันค่า  
จริงของ  $z$   
 $\omega_m$  คือ ความถี่เชิงมุมของสัญญาณขนาดเล็กที่ถูกมอดูเลต

เนื่องจากในระบบการสื่อสารสัญญาณประกอบด้วยคลื่นพหุหลักและคลื่นพหุย่อยเดินทางไปด้วยกันในเส้นใยแสง ดังนั้นเราสามารถหาความผิดเพี้ยนทางเฟสของสัญญาณรบกวนขนาดเล็กจาก NLSE ของสองความยาวคลื่น โดยรวมผลกระทบของ XPM เข้าไปด้วยและมีได้นำผลของการลดทอนกำลังสัญญาณมาร่วมคิดคำนวณซึ่งสามารถแสดงให้เห็นได้ดังสมการ (5.8)

$$\underbrace{\frac{\partial A_m}{\partial z}}_{(5.8A)} + i \underbrace{\frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A_m}{\partial T^2}}_{(5.8B)} = i\gamma A_m \underbrace{\left( \bar{P}_m + 2 \left( \sum_{k \neq m}^M \bar{P}_k + \bar{P}_c \right) \right)}_{(5.8C)} \quad (5.8)$$

เมื่อ  $A_m$  คือ สัญญาณคลื่นพหุย่อยของสัญญาณ ณ ช่องสัญญาณที่  $m$   
 $T$  คือ กรอบเวลา (time frame) เทียบกับคลื่นพหุย่อย  
 $\bar{P}_m$  คือ กำลังเฉลี่ยตามระยะทางของสัญญาณคลื่นพหุย่อย  
 $\bar{P}_c$  คือ กำลังเฉลี่ยตามระยะทางของสัญญาณคลื่นพหุหลัก  
 $\bar{P}_k$  คือ กำลังเฉลี่ยตามระยะทางของสัญญาณคลื่นพหุย่อย ณ ช่อง  
สัญญาณที่  $k \neq m$

เมื่อนำสมการ (5.6), (5.7) แทนลงในสมการ (5.8) สามารถหาค่าของพจน์ (5.8A) ได้ดังสมการ (5.9)

$$(5.8A) = \left( \sqrt{\bar{P}_m} + a_m(z, T) \right) \frac{\partial}{\partial z} \exp \left( i\gamma \left( \bar{P}_m + 2 \left( \sum_{k \neq m}^M \bar{P}_k + \bar{P}_c \right) \right) z \right) \\ + \exp \left( i\gamma \left( \bar{P}_m + 2 \left( \sum_{k \neq m}^M \bar{P}_k + \bar{P}_c \right) \right) z \right) \frac{\partial}{\partial z} \left( \sqrt{\bar{P}_m} + a_m(z, T) \right) \quad (5.9)$$

จากนั้นแก้สมการ (5.9) สามารถเขียนผลเฉลยได้ดังสมการ (5.10)

$$(5.8A) = \left( \sqrt{\bar{P}_m} + a_m(z, T) \right) \times i\gamma \left( \bar{P}_m + 2 \left( \sum_{k \neq m}^M \bar{P}_k + \bar{P}_c \right) \right)$$

$$\begin{aligned}
& \times \exp\left(i\gamma\left(\bar{P}_m + 2\left(\sum_{k \neq m}^M \bar{P}_k + \bar{P}_c\right)\right)z\right) \\
& + \exp\left(i\gamma\left(\bar{P}_m + 2\left(\sum_{k \neq m}^M \bar{P}_k + \bar{P}_c\right)\right)z\right) \frac{\partial}{\partial z} a_m(z, T)
\end{aligned} \tag{5.10}$$

เมื่อนำสมการ (5.6), (5.7) แทนลงในสมการ (5.8) สามารถหาค่าของพจน์ (5.8B) ได้ดังสมการ (5.11)

$$(5.8B) = \frac{i}{2} \beta_2 \frac{\partial^2}{\partial T^2} \left( \sqrt{\bar{P}_m} + a_m(z, T) \right) \exp\left(i\gamma\left(\bar{P}_m + 2\left(\sum_{k \neq m}^M \bar{P}_k + \bar{P}_c\right)\right)z\right) \tag{5.11}$$

จากนั้นแก้สมการ (5.11) สามารถเขียนผลเฉลยได้ดังสมการ (5.12)

$$(5.8B) = \frac{i}{2} \beta_2 \frac{\partial^2}{\partial T^2} (a_m(z, T)) \exp\left(i\gamma\left(\bar{P}_m + 2\left(\sum_{k \neq m}^M \bar{P}_k + \bar{P}_c\right)\right)z\right) \tag{5.12}$$

และเราสามารถหาค่าของพจน์ (5.8C) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
(5.8C) &= \left\{ i\gamma\left(\bar{P}_m + 2\left(\sum_{k \neq m}^M \bar{P}_k + \bar{P}_c\right)\right) \right\} \\
& \times \left( \sqrt{\bar{P}_m} + a_m(z, T) \right) \exp\left(i\gamma\left(\bar{P}_m + 2\left(\sum_{k \neq m}^M \bar{P}_k + \bar{P}_c\right)\right)z\right)
\end{aligned} \tag{5.13}$$

จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
(5.8C) &= i\gamma \left\{ \left[ \left( \sqrt{\bar{P}_m} + \operatorname{Re}\{a_m(z, T)\} \right)^2 + \left( \operatorname{Im}\{a_m(z, T)\} \right)^2 \right] \right. \\
& \left. + 2 \left[ \left( \sqrt{\bar{P}_m} + \operatorname{Re}\{a_m(z, T)\} \right)^2 + \left( \operatorname{Im}\{a_m(z, T)\} \right)^2 \right] \right\} \\
& \times \left( \sqrt{\bar{P}_m} + a_m(z, T) \right) \exp\left(i\gamma\left(\bar{P}_m + 2\left(\sum_{k \neq m}^M \bar{P}_k + \bar{P}_c\right)\right)z\right)
\end{aligned} \tag{5.14}$$

เมื่อ กำหนดให้  $P_T$  เท่ากับ  $\left(\sum_{k \neq m}^M \bar{P}_k + \bar{P}_c\right)$



จากนั้นเมื่อทำการประมาณสมการ (5.14) โดยมีเงื่อนไขของสัญญาณรบกวนมีขนาดเล็กมากเมื่อเทียบกับขนาดของสัญญาณคลื่นพาห้อย่อย  $|a_m(z, T)|^2 \approx 0$  ดังนั้น (5.8C) สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการ (5.15)

$$(5.8C) = i\gamma \left\{ \left[ \bar{P}_m + 2\sqrt{\bar{P}_m} \operatorname{Re}\{a_m(z, T)\} + \underbrace{(\operatorname{Re}\{a_m(z, T)\})^2 + (\operatorname{Im}\{a_m(z, T)\})^2}_{|a_m|^2 \approx 0} \right] \right. \\ \left. + 2 \left[ P_T + 2\sqrt{P_T} \operatorname{Re}\{a_m(z, T)\} + \underbrace{(\operatorname{Re}\{a_m(z, T)\})^2 + (\operatorname{Im}\{a_m(z, T)\})^2}_{|a_m|^2 \approx 0} \right] \right\} \\ \times \left( \sqrt{\bar{P}_m} + a_m(z, T) \right) \exp \left( i\gamma \left( \bar{P}_m + 2 \left( \sum_{k \neq m}^M \bar{P}_k + \bar{P}_c \right) \right) z \right) \quad (5.15)$$

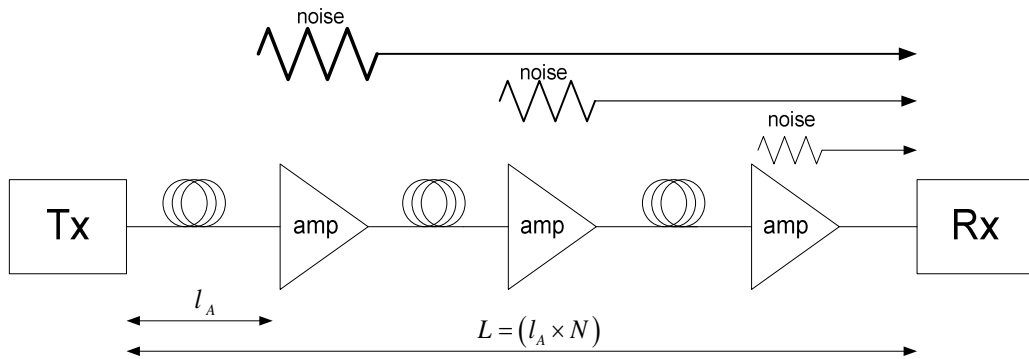
เราสามารถจัดรูปแบบใหม่ของ (5.8C) ได้ดังสมการ (5.16)

$$(5.8C) = i\gamma \left\{ \bar{P}_m + 2P_T + 2\sqrt{\bar{P}_m} \operatorname{Re}\{a_m(z, T)\} + 4\sqrt{P_T} \operatorname{Re}\{a_m(z, T)\} \right\} \\ \times \left( \sqrt{\bar{P}_m} + a_m(z, T) \right) \exp \left( i\gamma \left( \bar{P}_m + 2 \left( \sum_{k \neq m}^M \bar{P}_k + \bar{P}_c \right) \right) z \right) \quad (5.16)$$

จากงานวิจัยที่ผ่านมาพบว่าการบิดเบี้ยวทางเฟสในกรณีระบบที่ไม่มีการสะสมของสัญญาณรบกวนเนื่องจากเครื่องขยายสัญญาณจะขึ้นอยู่กับช่วงความถี่ของสัญญาณที่เลือกใช้กำลังสัญญาณของคลื่นพาห้หลักและคลื่นพาห้อย่อย แต่ในทางปฏิบัติโดยส่วนใหญ่การสื่อสารสัญญาณทางแสงจะเป็นการสื่อสารสัญญาณระยะทางไกลและมีการลดทอนกำลังสัญญาณสูงตามระยะทาง จึงจำเป็นต้องมีเครื่องขยายสัญญาณตามระยะทางที่เหมาะสม [36]

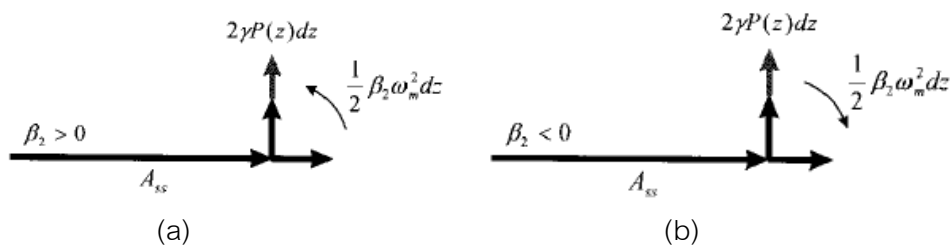
## 5.2 ความบิดเบี้ยวทางเฟสของสัญญาณเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับคลื่นพาห้และคลื่นพาห้อย่อยในระบบที่มีการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณ

ความบิดเบี้ยวทางเฟสของสัญญาณจากการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายพิจารณาได้ดังรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 การวางตำแหน่งของเครื่องขยายสัญญาณและการเดินทางของสัญญาณรบกวนในระบบที่มีการสะสมของสัญญาณรบกวน

อุปกรณ์ขยายสัญญาณทางไฟฟ้าตลอดการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงในระยะทางไกล จะเกิดการสะสมของสัญญาณรบกวนเนื่องจากผลของความไม่เป็นเชิงเส้นและดิสเพอร์ชัน



รูปที่ 5.4 เวกเตอร์ความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นพาห์ (carrier) และส่วนประกอบของการมอดูเลตสัญญาณ (the modulation component)

จากรูปที่ 5.4 แสดงให้เห็นว่า  $\beta_2$  ทำให้เกิดการแลกเปลี่ยนกำลังระหว่างส่วนประกอบอินเฟส (the in-phase component) และส่วนประกอบควอดเรเจอร์ (the quadrature component) ในทิศทางตามเครื่องหมายของ  $\beta_2$  ที่กำหนด ในขณะเดียวกัน  $\gamma$  ถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นจากส่วนประกอบควอดเรเจอร์ และ  $\beta_3$  ไม่มีผลระหว่างส่วนประกอบทั้งสอง

ระบบการส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแสงในระยะไกล (long-haul transmission system) ใช้ อุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง (optical amplifier) วางคั่นระหว่างทางเป็นช่วงๆ (amplifier spacing) เพื่อชดเชยการสูญเสียกำลังสัญญาณ (attenuation loss) โดยมีอัตราขยายของสัญญาณ (gain) เป็นดังสมการ (5.17)

$$G = \exp(al) \tag{5.17}$$

เมื่อ  $G$  คือ อัตราการขยายของสัญญาณ

$\alpha$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณ [ $\text{km}^{-1}$ ]

$l$  คือ ระยะห่างระหว่างอุปกรณ์ขยายสัญญาณแสงที่อยู่ติดกัน [ $\text{km}$ ]

สัญญาณที่เกิดจากสัญญาณรบกวน (amplified spontaneous emission noise signal: ASE) มีกำลังเป็นดังสมการ (5.18)

$$P_{ASE} = hf_0(G-1)n_{sp}NB \quad (5.18)$$

เมื่อ  $P_{ASE}$  คือ กำลังของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณ [W]

$h$  คือ ค่าคงที่ของพลังค์ (Planck's constant) =  $6.693 \times 10^{-34}$  J·s

$f_0$  คือ ความถี่ของคลื่นพาห้หลัก ณ ความยาวคลื่น 1550.12 nm

$G$  คือ อัตราการขยายของเครื่องขยายสัญญาณ [dB]

$n_{sp}$  คือ spontaneous emission factor

$N$  คือ จำนวนของอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง

$B$  คือ แบนด์วิธของสัญญาณ [Hz]

### 5.3 ตัวประกอบการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวน (noise enhancement factor)

ตัวประกอบการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวน สามารถหาได้จากสมการ (5.3)

$$F_m = \begin{bmatrix} F_i & F_{iq} \\ F_{iq} & F_q \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

$$F_i = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \{ \cos^2(\kappa_m kl) + \xi_m^2 \sin^2(\kappa_m kl) \} \quad (5.4)$$

เมื่อ  $F_i$  คือ ตัวประกอบการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนอินเฟส (the in-phase noise enhancement factor)

$$F_q = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \{ \cos^2(\kappa_m kl) + \xi_m^{-2} \sin^2(\kappa_m kl) \} \quad (5.5)$$

เมื่อ  $F_q$  คือ ตัวประกอบการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนควอดเรเจอร์ (the quadrature noise enhancement factor)

$$F_{iq} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \{(\xi_m^{-1} - \xi_m) \sin(\kappa_m kl) \cos(\kappa_m kl)\} \quad (5.6)$$

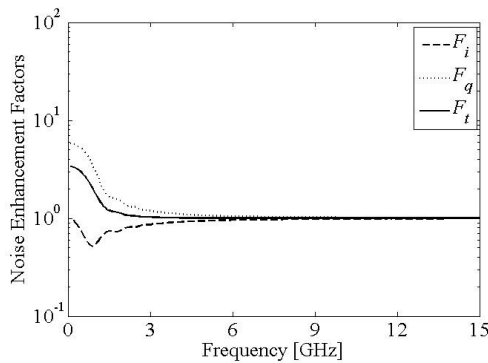
เมื่อ  $F_{iq}$  คือ สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวนอินเฟสและควอดเรเจอร์ (the correlation coefficient between the in-phase and quadrature phase)

โดยกำหนดค่าคงที่

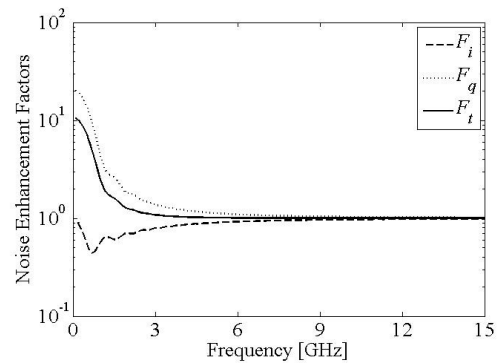
$$\xi_m = \sqrt{\frac{\frac{1}{2} \beta_2 \omega_m^2}{\frac{1}{2} \beta_2 \omega_m^2 + 2\gamma \bar{P}}} \quad (5.7)$$

$$\kappa_m = \sqrt{\left(\frac{1}{2} \beta_2 \omega_m^2\right) + \left(\frac{1}{2} \beta_2 \omega_m^2 + 2\gamma \bar{P}\right)} \quad (5.8)$$

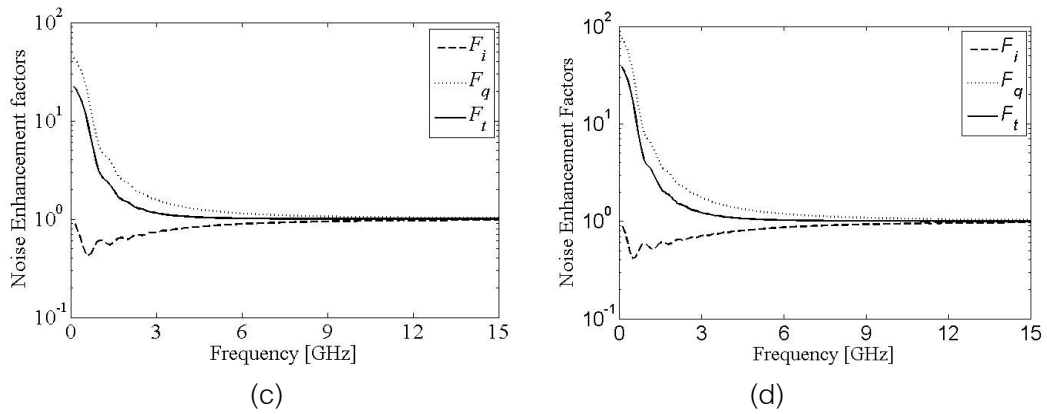
กำหนดให้  $\gamma = 1.3173 \times 10^{-3} \text{ W}^{-1} \text{ km}^{-1}$ ,  $n_2 = 2.6 \times 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$ ,  $A_{\text{eff}} = 80 \text{ } \mu\text{m}^2$ ,  $\lambda = 1550.12 \text{ nm}$ ,  $\beta_2 = \mp 22.946 \text{ ps}^2/\text{km}$ ,  $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ ,  $D = \pm 18 \text{ ps/nm.km}$ ,  $\alpha = 0.0461 \text{ km}^{-1}$ ,  $l = 50 \text{ km}$ ,  $P_0 = 1.5 \text{ mW}$ ,  $3 \text{ mW}$ ,  $4.5 \text{ mW}$ , และ  $6 \text{ mW}$ . ได้ค่า  $\bar{P} = 0.59 \text{ mW}$ ,  $1.17 \text{ mW}$ ,  $1.76 \text{ mW}$ , และ  $2.34 \text{ mW}$  ตามลำดับ  $N = 50$  ดังนั้นระยะทางการส่งสัญญาณทั้งหมดคือ  $2,500 \text{ km}$  พิจารณาค่าของตัวประกอบการเพิ่มขึ้นของสมการรบกวนที่รูปที่ 5.5 และ 5.6



(a)

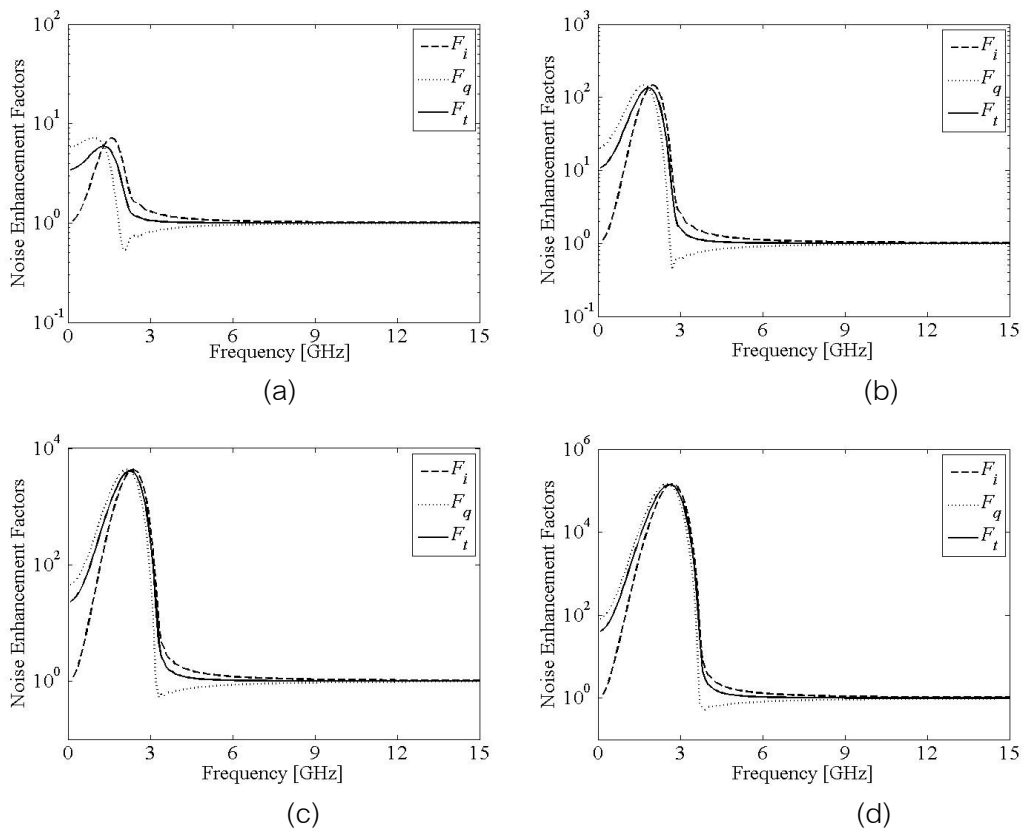


(b)



รูปที่ 5.5 noise enhancement factor เมื่อ  $\beta_2 > 0$  และ

(a)  $P_0 = 1.5$  mW (b)  $P_0 = 3$  mW (c)  $P_0 = 4.5$  mW (d)  $P_0 = 6$  mW



รูปที่ 5.6 noise enhancement factor เมื่อ  $\beta_2 < 0$  และ

(a)  $P_0 = 1.5$  mW (b)  $P_0 = 3$  mW (c)  $P_0 = 4.5$  mW (d)  $P_0 = 6$  mW

5.4 กำลังของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นเมื่อรวมผลของตัวประกอบของการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนแล้ว

กำลังของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากการรวมผลของตัวประกอบการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนสามารถคำนวณได้ดังสมการ (5.9)

$$P_{NON}(f_0) = P_{ASE} \times F_t \quad (5.9)$$

เมื่อ  $F_t$  คือ ผลรวมของตัวประกอบการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวน (the total noise enhancement factor)

โดยในแต่ละวิธีการมอดูเลตสัญญาณ จะมีเทคนิคการตรวจจับสัญญาณรบกวนที่ต่างกักัน ทำให้มีตัวประกอบการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนที่ต่างกักัน จึงทำให้มีกำลังของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นต่างกักันด้วย โดยแบ่งผลของ  $F_t$  ใน 2 ลักษณะ คือ

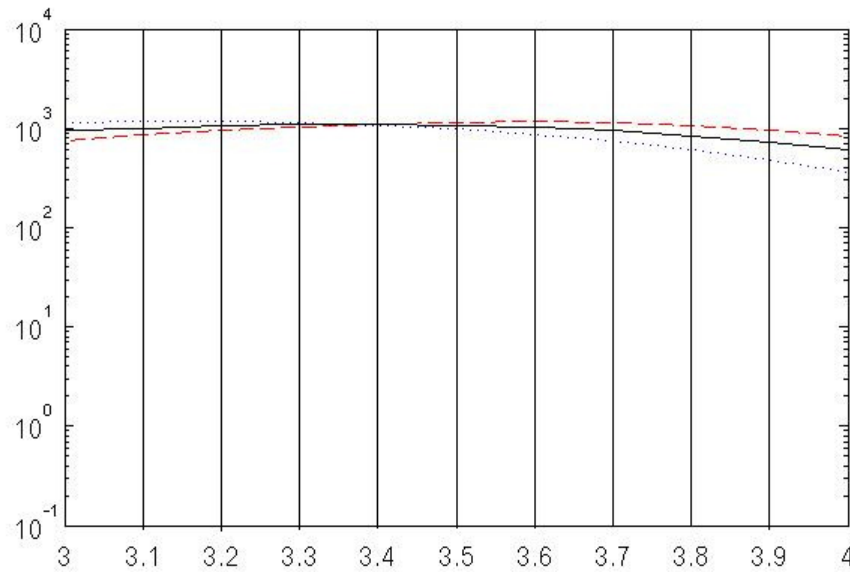
1. เมื่อมีการมอดูเลตสัญญาณทางแอมพลิจูด (amplitude/intensity modulation) ได้แก่ การมอดูเลตสัญญาณแบบ OOK และ n-QAM จะได้ผลรวมของตัวประกอบการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนดังสมการ (5.10)

$$F_t = \frac{F_i + F_q}{2} \quad (5.10)$$

2. เมื่อมีการมอดูเลตสัญญาณทางการเปรียบเทียบเฟส (differential phase modulation) ได้แก่ การมอดูเลตสัญญาณแบบ DPSK และ DQPSK จะได้ผลรวมของตัวประกอบการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนดังสมการ (5.11)

$$F_t = F_q \quad (5.11)$$

ในการคิดผลรวมของตัวประกอบการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวน จะคิดในช่วงแบนด์วิดธ์ของการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ โดยการแบ่งช่องสัญญาณเล็กๆเป็นช่วงแบนด์วิดธ์ 0.1 GHz ค่าตัวประกอบกำลังการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนที่นำมาคำนวณคือค่าตัวประกอบกำลังการเพิ่มขึ้นของสัญญาณตรงกลางของช่องสัญญาณ เช่น ช่องสัญญาณในช่วงความถี่ 3 – 3.1 GHz ค่าตัวประกอบกำลังการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนที่นำมาคำนวณ คือ ค่าตัวประกอบกำลังการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนที่ความถี่ 3.05 GHz ดังแสดงในรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 การแบ่งช่องสัญญาณความถี่ในการคิด  $F_i$

จากนั้น นำค่า  $F_i$  ที่ได้ในแต่ละช่องสัญญาณคูณกับ  $P_{ASE}$  ในแต่ละช่องสัญญาณเพื่อให้ได้  $P_{NON}$  ในแต่ละช่องสัญญาณ จากนั้นนำค่า  $P_{NON}$  ในทุกช่องสัญญาณทั้งแบนด์วิดท์มารวมกัน เช่น แบนด์วิดท์ 10 GHz จะนำ  $P_{NON}$  ที่ 0.05, 0.15, 0.25, 0.35, ..., 9.95 GHz จำนวน 100 ค่ามารวมกัน จะได้ค่า  $P_{NON}$  รวมทั้งหมดที่แบนด์วิดท์ตามวิธีการมอดูเลตสัญญาณ

### 5.5 อัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนทางแสง

อัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนทางแสง (optical signal-to-noise ratio) สามารถหาได้จากสมการ (5.12)

$$OSNR = \frac{P_S}{P_N} \quad (5.12)$$

เมื่อ  $P_S$  คือ กำลังของสัญญาณทางแสง (optical signal power)

$P_N$  คือ กำลังของสัญญาณรบกวน (noise power)

ในการหา OSNR ด้วยค่าประมาณ สามารถหาได้จากสมการ (5.13)

$$OSNR[ dB ] = 158.93 + P_0 - \Gamma[ dB ] - NF[ dB ] - 10 \log(N) - 10 \log(\Delta f) \quad (5.13)$$

เมื่อ  $P_0$  คือ กำลังในการส่งสัญญาณ

$\Gamma$  คือ กำลังสูญเสียจากผลของ attenuation

NF คือ สภาพการกำเนิดสัญญาณรบกวนในเครื่องขยายสัญญาณทางแสง (noise figure)

N คือ จำนวนเครื่องขยายสัญญาณทางแสง

$\Delta f$  คือ ความกว้างของช่องสัญญาณในการวัด OSNR

โดยทั่วไป ความกว้างของช่องสัญญาณหรือแบนด์วิดท์มาตรฐานในการวัด OSNR อยู่ที่ 12.5 GHz หรือ 0.1 nm ซึ่งสามารถหาค่า OSNR ได้จากสมการ (5.14)

$$OSNR[dB] = 58 + P_0 - \Gamma[dB] - NF[dB] - 10\log(N) \quad (5.14)$$

จากการจำลองระบบ กำหนดให้  $P_0 = 2, 4, 6, 8$  และ  $10$  mW,  $\Gamma = 10$  dB,  $NF = 4.5$  dB,  $N = 20$  จะได้ค่า OSNR แสดงดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 OSNR ที่กำลังสัญญาณต่างๆในช่วงความกว้างของช่องสัญญาณ 12.5 GHz

power [mW]	Power [dBm]	OSNR [dB]
2	3.0103	33.5000
4	6.0206	36.5103
6	7.7815	38.2712
8	9.0309	39.5206
10	10.0000	40.4897

สำหรับการหาค่า OSNR เมื่อคิดสัญญาณรบกวนจากค่าตัวประกอบกำลังการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนสามารถหาได้จากสมการ 5.15

$$OSNR = \frac{P_0}{P_{NON}} \quad (5.15)$$

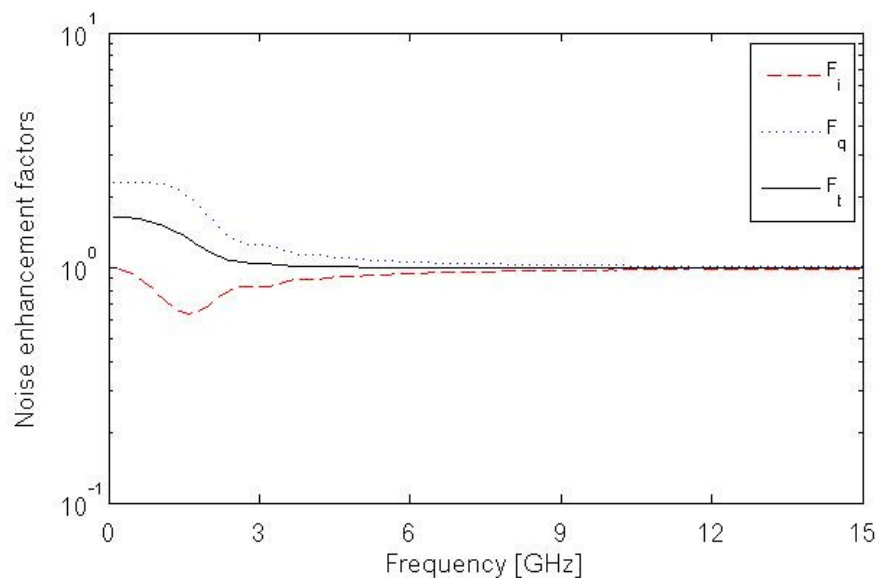


จากการคำนวณค่า  $P_{NON}$  จากหัวข้อ 5.4 เป็นการคำนวณค่าทั้งช่วงแบนด์วิดธ์ของการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ ก่อนนำมาคำนวณค่า OSNR จะต้องหาค่า  $P_{NON}$  ในช่วงแบนด์วิดธ์มาตรฐานที่ 12.5 GHz โดยวิธีการเทียบบัญญัติไตรยางศ์

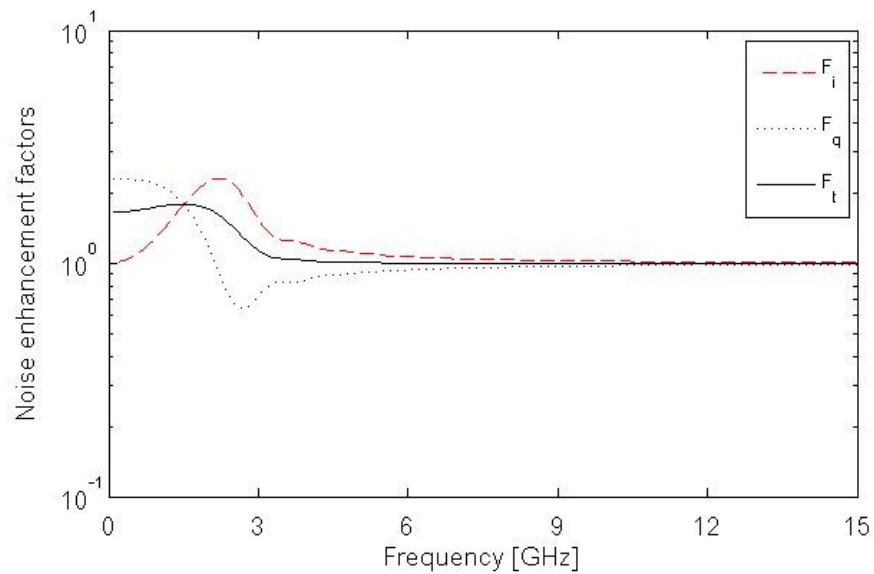
กำหนดอัตราการรับ-ส่งข้อมูลที่ 40 Gbps ต่อช่องสัญญาณ ในการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆ จะได้ค่ากำลังของสัญญาณรบกวนตามมาตรฐานแบนด์วิดธ์ที่ 12.5 GHz ตามกำลังในการส่งสัญญาณ โดยจำลองการทดลองโดยกำหนดตัวแปร  $\gamma = 1.3173 \times 10^{-3} \text{ W}^{-1} \text{ km}^{-1}$ ,  $n_2 = 2.6 \times 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$ ,  $A_{eff} = 80 \text{ } \mu\text{m}^2$ ,  $\lambda = 1550.12 \text{ nm}$ ,  $\beta_2 = \mp 22.946 \text{ ps}^2/\text{km}$ ,  $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ ,  $D = \pm 18 \text{ ps/nm.km}$ ,  $\alpha = 0.0461 \text{ km}^{-1}$ ,  $l = 50 \text{ km}$ ,  $P_0 = 2 \text{ mW}$ ,  $4 \text{ mW}$ ,  $6 \text{ mW}$ ,  $8 \text{ mW}$  และ  $10 \text{ mW}$ .  $N = 20$  ดังนั้นระยะทางในการส่งสัญญาณทั้งหมดคือ 1,000 km

### 5.5.1 OSNR ที่กำลังในการส่งสัญญาณ 2 mW

จากพารามิเตอร์ที่กำหนด สามารถพิจารณาค่าตัวประกอบกำลังการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนในกรณี normal dispersion และ anomalous dispersion ได้ดังรูปที่ 5.8 และ 5.9 ตามลำดับ



รูปที่ 5.8 noise enhancement factors เมื่อใช้กำลัง 2 mW ในกรณี normal dispersion



รูปที่ 5.9 noise enhancement factors เมื่อใช้กำลัง 2 mW ในกรณี anomalous dispersion

จากรูปที่ 5.8 และ 5.9 รวมทั้งการคำนวณจากพารามิเตอร์ต่างๆ สามารถหาค่า OSNR ที่กำลังในการส่งสัญญาณ 2 mW ดังตารางที่ 5.2

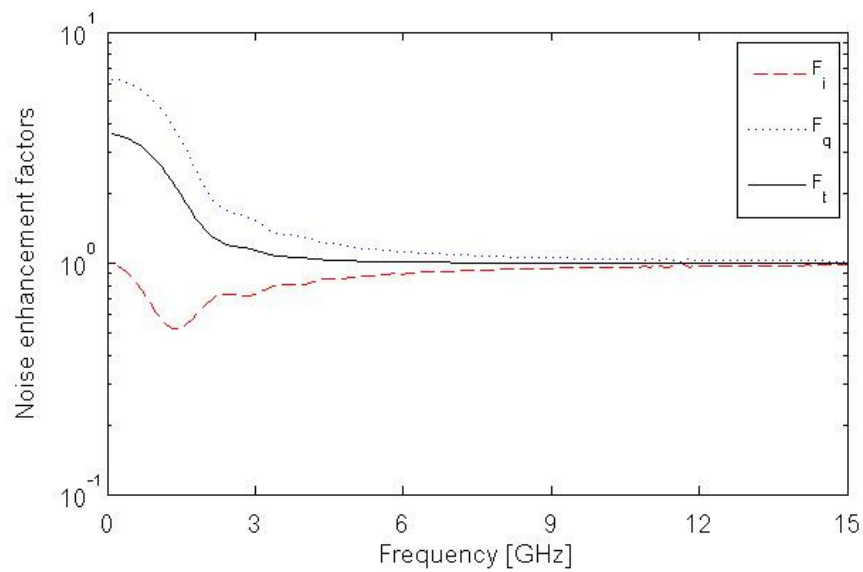
ตารางที่ 5.2 ค่า OSNR ของการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆที่กำลังในการส่งสัญญาณ 2 mW

modulation	bandwidth [GHz]	$\beta_2$	OSNR	OSNR [dB]
OOK	40	$\beta_2 > 0$	2.8729e+005	54.5832
		$\beta_2 < 0$	2.9349e+005	54.6759
DPSK	80	$\beta_2 > 0$	2.9157e+005	54.6474
		$\beta_2 < 0$	2.8347e+005	54.5251
DQPSK	40	$\beta_2 > 0$	3.0311e+005	54.8160
		$\beta_2 < 0$	2.8729e+005	54.5832
4-QAM	20	$\beta_2 > 0$	2.9473e+005	54.6942
		$\beta_2 < 0$	3.0713e+005	54.8732
16-QAM	10	$\beta_2 > 0$	3.0959e+005	54.9079
		$\beta_2 < 0$	3.3438e+005	55.2424
64-QAM	6.7	$\beta_2 > 0$	3.2409e+005	55.1067
		$\beta_2 < 0$	3.6108e+005	55.5760

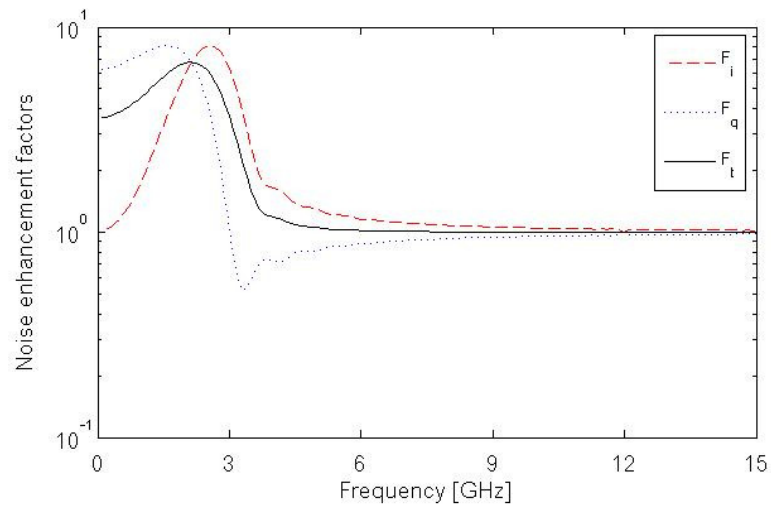
modulation	bandwidth [GHz]	$\beta_2$	OSNR	OSNR [dB]
256-QAM	5	$\beta_2 > 0$	3.3877e+005	55.2990
		$\beta_2 < 0$	3.8821e+005	55.8907

### 5.5.2 OSNR ที่กำลังในการส่งสัญญาณ 4 mW

จากพารามิเตอร์ที่กำหนด สามารถพิจารณาค่าตัวประกอบกำลังการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนในกรณี normal dispersion และ anomalous dispersion ได้ดังรูปที่ 5.10 และ 5.11 ตามลำดับ



รูปที่ 5.10 noise enhancement factors เมื่อใช้กำลัง 4 mW ในกรณี normal dispersion



รูปที่ 5.11 noise enhancement factors เมื่อใช้กำลัง 4 mW ในกรณี anomalous dispersion

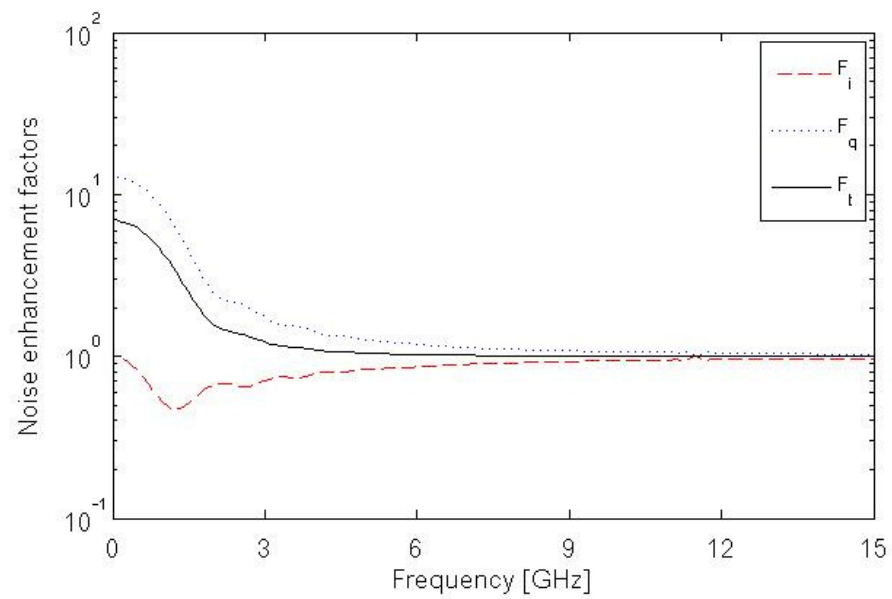
จากรูปที่ 5.10 และ 5.11 รวมทั้งการคำนวณจากพารามิเตอร์ต่างๆ สามารถหาค่า OSNR ที่กำลังในการส่งสัญญาณ 4 mW ดังตารางที่ 5.3

ตารางที่ 5.3 ค่า OSNR ของการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆที่กำลังในการส่งสัญญาณ 4 mW

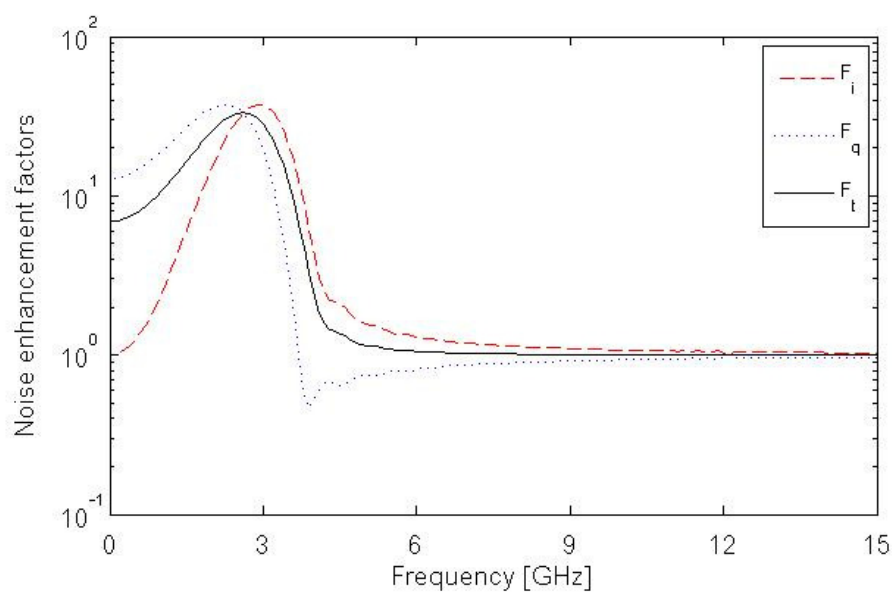
modulation	bandwidth [GHz]	$\beta_2$	OSNR	OSNR [dB]
OOK	40	$\beta_2 > 0$	6.0947e+005	57.8495
		$\beta_2 < 0$	7.4652e+005	58.7304
DPSK	80	$\beta_2 > 0$	6.2316e+005	57.9460
		$\beta_2 < 0$	6.5786e+005	58.1813
DQPSK	40	$\beta_2 > 0$	6.8589e+005	58.3625
		$\beta_2 < 0$	7.5679e+005	58.7898
4-QAM	20	$\beta_2 > 0$	6.5925e+005	58.1905
		$\beta_2 < 0$	9.3334e+005	59.7004
16-QAM	10	$\beta_2 > 0$	7.5853e+005	58.7997
		$\beta_2 < 0$	1.3067e+006	61.1618
64-QAM	6.7	$\beta_2 > 0$	8.5536e+005	59.3215
		$\beta_2 < 0$	1.6731e+006	62.2352
256-QAM	5	$\beta_2 > 0$	9.5325e+005	59.7921
		$\beta_2 < 0$	2.0470e+006	63.1112

### 5.5.3 OSNR ที่กำลังในการส่งสัญญาณ 6 mW

จากพารามิเตอร์ที่กำหนด สามารถพิจารณาค่าตัวประกอบกำลังการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนในกรณี normal dispersion และ anomalous dispersion ได้ดังรูปที่ 5.12 และ 5.13 ตามลำดับ



รูปที่ 5.12 noise enhancement factors เมื่อใช้กำลัง 6 mW ในกรณี normal dispersion



รูปที่ 5.13 noise enhancement factors เมื่อใช้กำลัง 6 mW ในกรณี anomalous dispersion

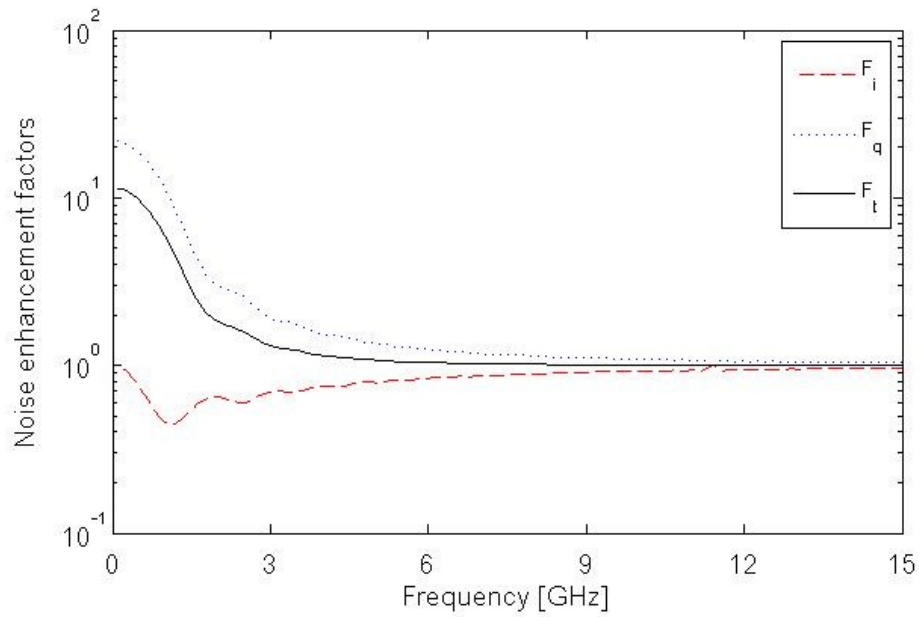
จากรูปที่ 5.12 และ 5.13 รวมทั้งการคำนวณจากพารามิเตอร์ต่างๆ สามารถหาค่า OSNR ที่กำลังในการส่งสัญญาณ 6 mW ดังตารางที่ 5.4

ตารางที่ 5.4 ค่า OSNR ของการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆที่กำลังในการส่งสัญญาณ 6 mW

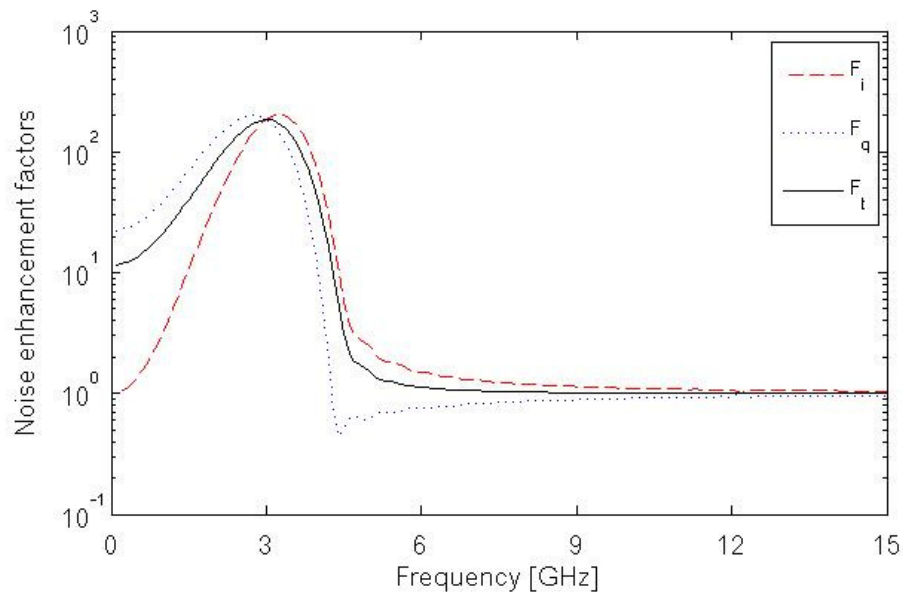
modulation	bandwidth [GHz]	$\beta_2$	OSNR ที่ 12.5 GHz	OSNR [dB]
OOK	40	$\beta_2 > 0$	9.8589e+005	59.9383
		$\beta_2 < 0$	2.2161e+006	63.4559
DPSK	80	$\beta_2 > 0$	1.0121e+006	60.0522
		$\beta_2 < 0$	1.6160e+006	62.0844
DQPSK	40	$\beta_2 > 0$	1.1829e+006	60.7295
		$\beta_2 < 0$	2.3941e+006	63.7914
4-QAM	20	$\beta_2 > 0$	1.1322e+006	60.5392
		$\beta_2 < 0$	3.5927e+006	65.5542
16-QAM	10	$\beta_2 > 0$	1.4239e+006	61.5348
		$\beta_2 < 0$	6.3447e+006	68.0241
64-QAM	6.7	$\beta_2 > 0$	1.7083e+006	62.3256
		$\beta_2 < 0$	9.0506e+006	69.5668
256-QAM	5	$\beta_2 > 0$	1.9956e+006	63.0007
		$\beta_2 < 0$	1.1822e+007	70.7269

#### 5.5.4 OSNR ที่กำลังในการส่งสัญญาณ 8 mW

จากพารามิเตอร์ที่กำหนด สามารถพิจารณาค่าตัวประกอบกำลังการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนในกรณี normal dispersion และ anomalous dispersion ได้ดังรูปที่ 5.14 และ 5.15 ตามลำดับ



รูปที่ 5.14 noise enhancement factors เมื่อใช้กำลัง 8 mW ในกรณี normal dispersion



รูปที่ 5.15 noise enhancement factors เมื่อใช้กำลัง 8 mW ในกรณี anomalous dispersion

จากรูปที่ 5.14 และ 5.15 รวมทั้งการคำนวณจากพารามิเตอร์ต่างๆ สามารถหาค่า OSNR ที่กำลังในการส่งสัญญาณ 8 mW ดังตารางที่ 5.5

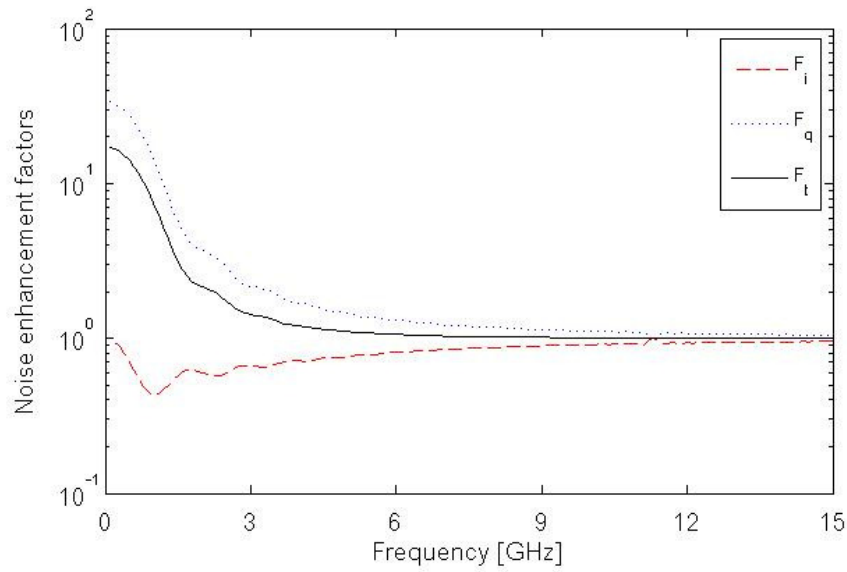
ตารางที่ 5.5 ค่า OSNR ของการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆที่กำลังในการส่งสัญญาณ 8 mW

modulation	bandwidth [GHz]	$\beta_2$	OSNR	OSNR [dB]
OOK	40	$\beta_2 > 0$	1.4298e+006	61.5528
		$\beta_2 < 0$	1.0352e+007	70.1502
DPSK	80	$\beta_2 > 0$	1.4708e+006	61.6755
		$\beta_2 < 0$	6.2428e+006	67.9538
DQPSK	40	$\beta_2 > 0$	1.8192e+006	62.5988
		$\beta_2 < 0$	1.1369e+007	70.5572
4-QAM	20	$\beta_2 > 0$	1.7401e+006	62.4057
		$\beta_2 < 0$	1.9583e+007	72.9188
16-QAM	10	$\beta_2 > 0$	2.3586e+006	63.7265
		$\beta_2 < 0$	3.8045e+007	75.8030
64-QAM	6.7	$\beta_2 > 0$	2.9611e+006	64.7145
		$\beta_2 < 0$	5.6217e+007	77.4987
256-QAM	5	$\beta_2 > 0$	3.5699e+006	65.5266
		$\beta_2 < 0$	7.4888e+007	78.7441

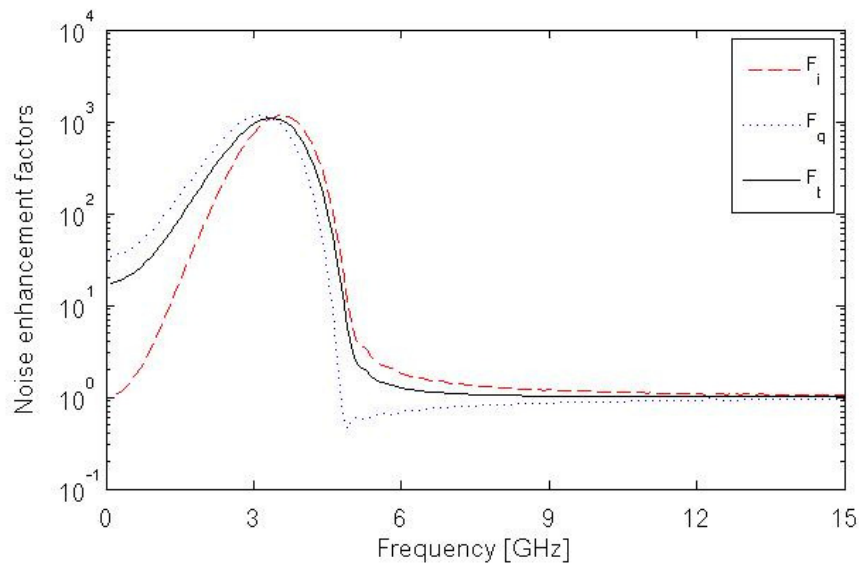
### 5.5.5 OSNR ที่กำลังในการส่งสัญญาณ 10 mW

จากพารามิเตอร์ที่กำหนด สามารถพิจารณาค่าตัวประกอบกำลังการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนในกรณี normal dispersion และ anomalous dispersion ได้ดังรูปที่ 5.16 และ 5.17 ตามลำดับ





รูปที่ 5.16 noise enhancement factors เมื่อใช้กำลัง 10 mW ในกรณี normal dispersion



รูปที่ 5.17 noise enhancement factors เมื่อใช้กำลัง 10 mW ในกรณี normal dispersion

จากรูปที่ 5.16 และ 5.17 รวมทั้งการคำนวณจากพารามิเตอร์ต่างๆ สามารถหาค่า OSNR ที่กำลังในการส่งสัญญาณ 8 mW ดังตารางที่ 5.6

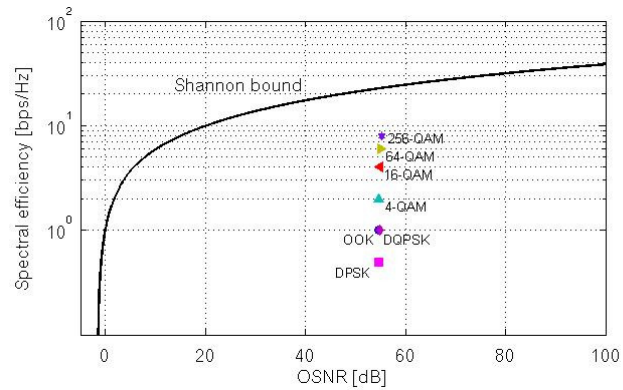
ตารางที่ 5.6 ค่า OSNR ของการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆที่กำลังในการส่งสัญญาณ 10 mW

modulation	bandwidth [GHz]	$\beta_2$	OSNR	OSNR [dB]
OOK	40	$\beta_2 > 0$	1.9518e+006	62.9044
		$\beta_2 < 0$	64617365	78.1035
DPSK	80	$\beta_2 > 0$	2.0097e+006	63.0313
		$\beta_2 < 0$	35574532	75.5114
DQPSK	40	$\beta_2 > 0$	2.6153e+006	64.1752
		$\beta_2 < 0$	6.9757e+007	78.4359
4-QAM	20	$\beta_2 > 0$	2.5041e+006	63.9865
		$\beta_2 < 0$	127835480	81.0665
16-QAM	10	$\beta_2 > 0$	3.6048e+006	65.5688
		$\beta_2 < 0$	254271710	84.0530
64-QAM	6.7	$\beta_2 > 0$	4.6766e+006	66.6993
		$\beta_2 < 0$	378782572	85.7839
256-QAM	5	$\beta_2 > 0$	5.7597e+006	67.6040
		$\beta_2 < 0$	506897902	87.0492

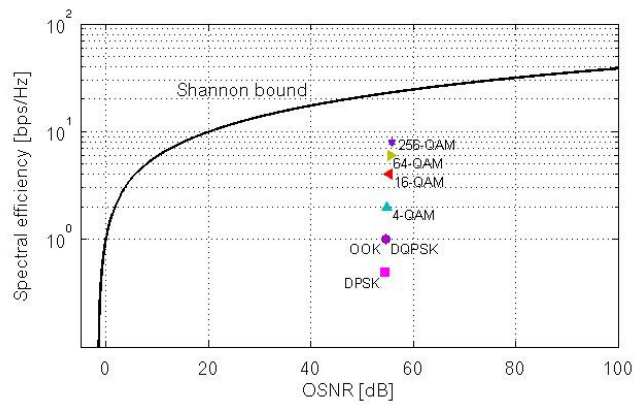
## 5.6 การประมาณค่าขีดจำกัดของการส่งสัญญาณ

พิจารณาที่กำลังในการส่งสัญญาณที่แตกต่างกัน โดยพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่าง OSNR และประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมเทียบกับ Shannon bound แสดงได้ดังต่อไปนี้

### 5.6.1 ความสัมพันธ์ระหว่าง OSNR และประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมที่กำลังในการส่งสัญญาณ 2 mW

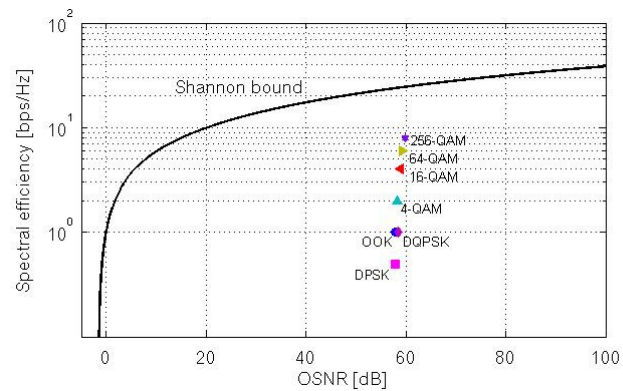


รูปที่ 5.18 ขีดจำกัดของ OSNR เมื่อใช้กำลัง 2 mW ในกรณี normal dispersion

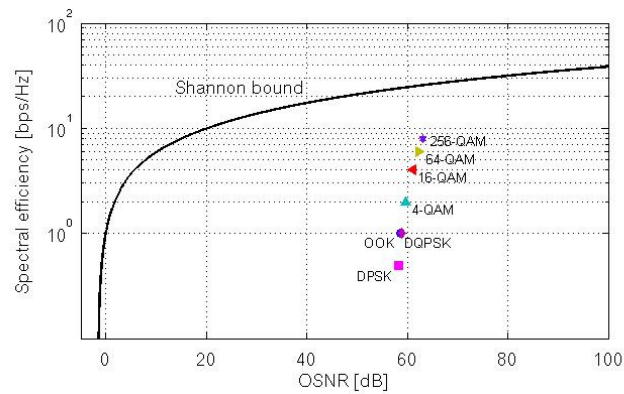


รูปที่ 5.19 ขีดจำกัดของ OSNR เมื่อใช้กำลัง 2 mW ในกรณี anomalous dispersion

### 5.6.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง OSNR และประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมที่กำลังในการส่งสัญญาณ 4 mW

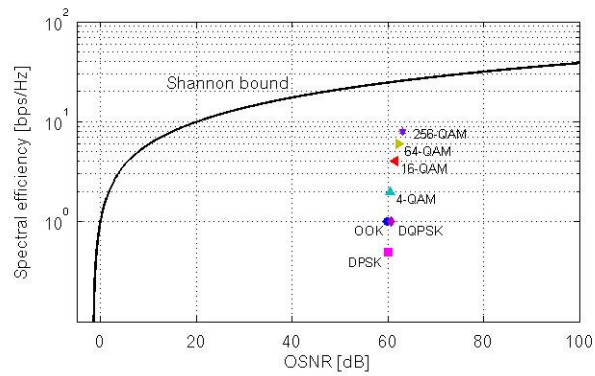


รูปที่ 5.20 ขีดจำกัดของ OSNR เมื่อใช้กำลัง 4 mW ในกรณี normal dispersion

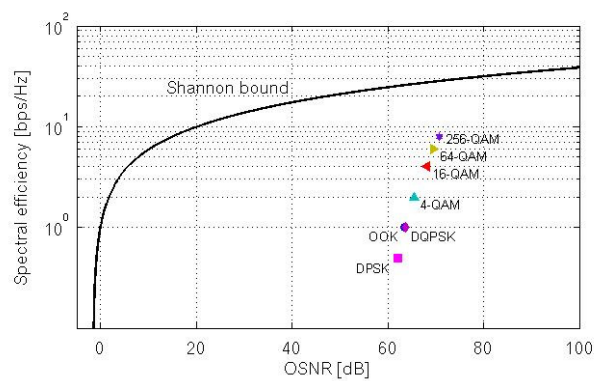


รูปที่ 5.21 ขีดจำกัดของ OSNR เมื่อใช้กำลัง 4 mW ในกรณี anomalous dispersion

### 5.6.3 ความสัมพันธ์ระหว่าง OSNR และประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมที่กำลังในการส่งสัญญาณ 6 mW

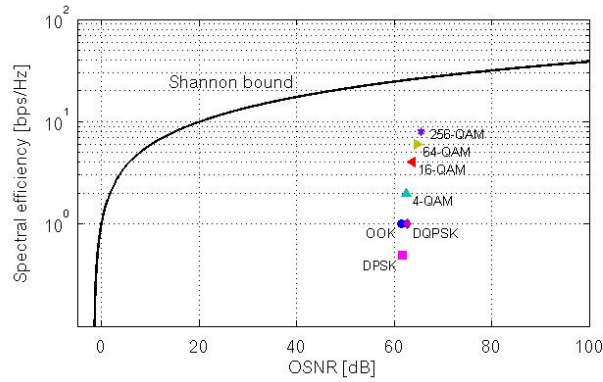


รูปที่ 5.22 ขีดจำกัดของ OSNR เมื่อใช้กำลัง 6 mW ในกรณี normal dispersion

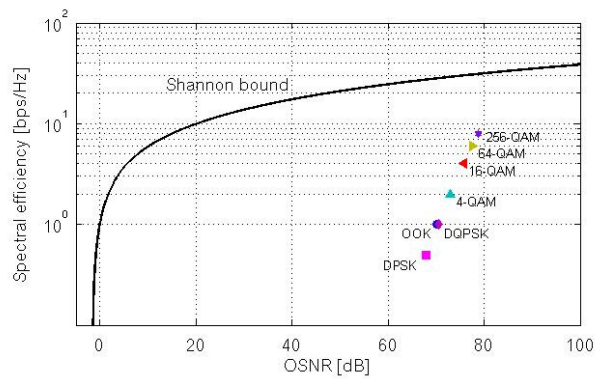


รูปที่ 5.23 ขีดจำกัดของ OSNR เมื่อใช้กำลัง 6 mW ในกรณี anomalous dispersion

### 5.6.4 ความสัมพันธ์ระหว่าง OSNR และประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมที่กำลังในการส่งสัญญาณ 8 mW

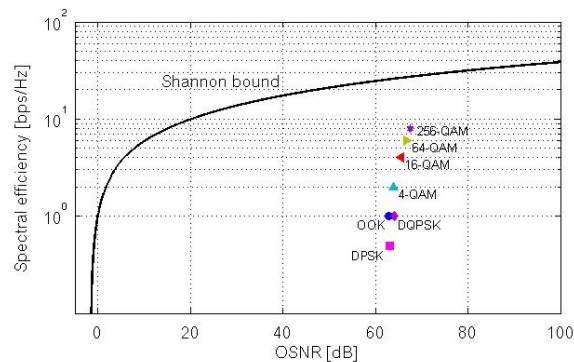


รูปที่ 5.24 ขีดจำกัดของ OSNR เมื่อใช้กำลัง 8 mW ในกรณี normal dispersion

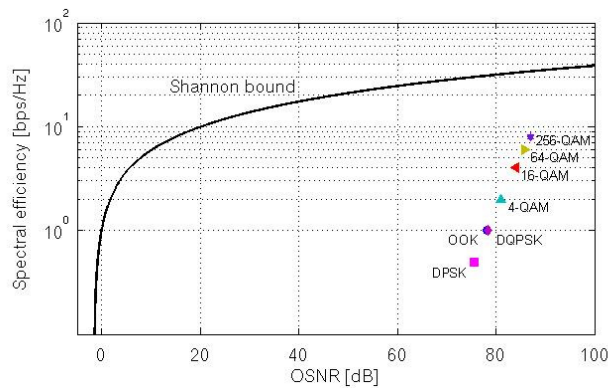


รูปที่ 5.25 ขีดจำกัดของ OSNR เมื่อใช้กำลัง 8 mW ในกรณี anomalous dispersion

### 5.6.5 ความสัมพันธ์ระหว่าง OSNR และประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัมที่กำลังในการส่งสัญญาณ 10 mW



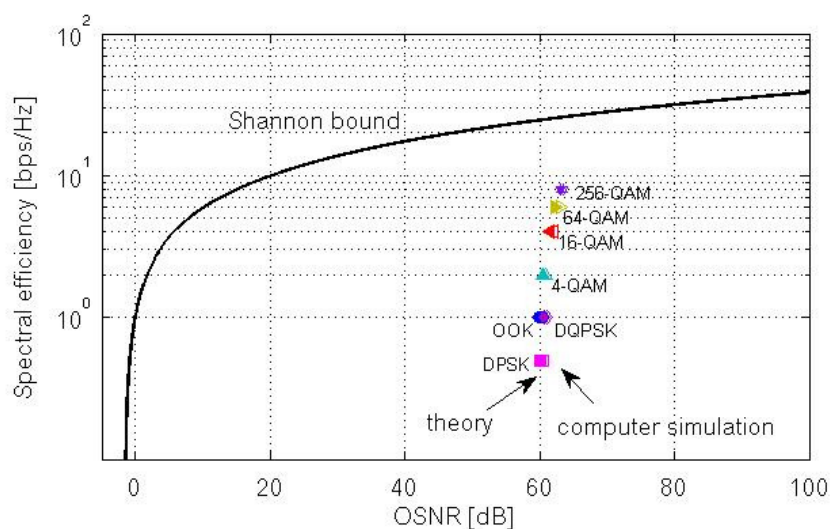
รูปที่ 5.26 ขีดจำกัดของ OSNR เมื่อใช้กำลัง 10 mW ในกรณี normal dispersion



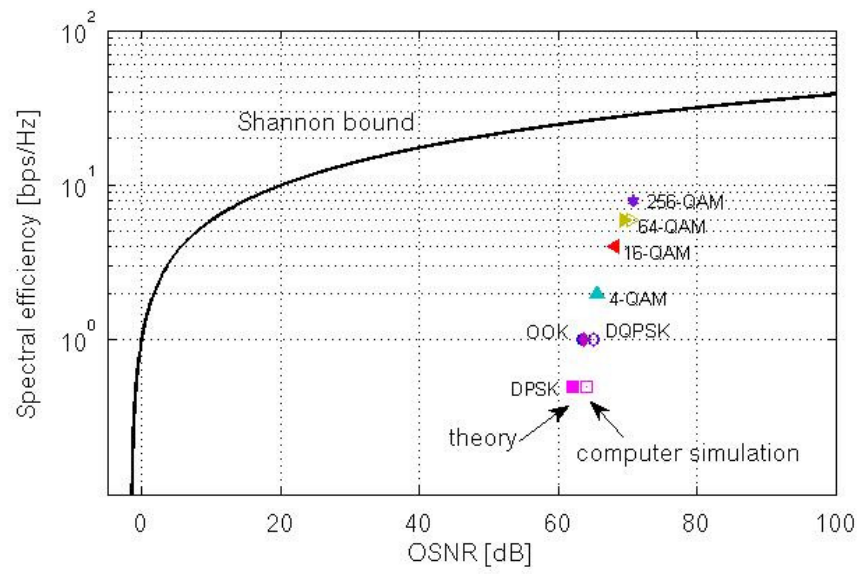
รูปที่ 5.27 ขีดจำกัดของ OSNR เมื่อใช้กำลัง 10 mW ในกรณี anomalous dispersion

### 5.7 การจำลองระบบสื่อสารสัญญาณด้วย Optisys8.0

เพื่อเป็นการรับรองความถูกต้องทางทฤษฎีข้างต้นทั้งหมด โดยกำหนดพารามิเตอร์ทั้งหมดตามหัวข้อ 5.5 พิจารณาที่กำลังในการส่งสัญญาณ 6 mW ในโปรแกรม Optisys8.0 กำหนด sequence length ที่ 1024 bits และ samples per bit ที่ 1024 โดยการเปรียบเทียบระหว่างผลทางทฤษฎีและผลจากการจำลองระบบ พบว่าค่า OSNR ที่ได้มีค่าใกล้เคียงกัน โดยที่ OSNR จากการจำลองระบบมีค่ามากกว่าเล็กน้อย ซึ่งถือว่าเป็นไปตามที่คาดการณ์ เพราะ OSNR จากการคำนวณทางทฤษฎีเป็นค่าประมาณขีดจำกัดสูงสุดของระบบ ในทางปฏิบัติอาจมีความผิดพลาดเล็กน้อย พิจารณาได้จากรูปที่ 5.28 และ 5.29



รูปที่ 5.28 ขีดจำกัดของ OSNR เมื่อใช้กำลัง 6 mW ในกรณี normal dispersion เปรียบเทียบระหว่างการคำนวณทางทฤษฎี และการจำลองระบบโดย computer simulation



รูปที่ 5.29 ขีดจำกัดของ OSNR เมื่อใช้กำลัง 6 mW ในกรณี anomalous dispersion เปรียบเทียบระหว่างการคำนวณทางทฤษฎี และการจำลองระบบโดย computer simulation

## บทที่ 6

### บทสรุปและข้อเสนอแนะ

#### 1.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์ความผิดเพี้ยนทางเฟสรวมของสัญญาณแสงในการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงเพื่อประเมินประสิทธิภาพของการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงที่ใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบโอไอเค ดีพีเอสเค ดีควีพีเอสเค และเอ็นควีเอเอ็ม โดยวิเคราะห์เนื้อหาออกเป็นสามส่วนคือ การศึกษาปัญหาความผิดเพี้ยนของสัญญาณบนระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยอัตราการรับ-ส่งข้อมูล 40 Gbps ต่อช่องสัญญาณ การวิเคราะห์ทางทฤษฎีเพื่อหาอัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนของการมอดูเลตสัญญาณแบบโอไอเค ดีพีเอสเค ดีควีพีเอสเค และเอ็นควีเอเอ็ม และการหาค่าประมาณขีดจำกัดของการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสง

จากผลลัพธ์ของวิทยานิพนธ์ในส่วนแรกเริ่มต้นจากการศึกษาปัญหาความผิดเพี้ยนของสัญญาณบนระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยอัตราการรับ-ส่งข้อมูล 40 Gbps ต่อช่องสัญญาณ และวิธีการแก้ไขหรือลดผลของความผิดเพี้ยนเหล่านั้นในเบื้องต้น โดยเลือกจำลองระบบการส่งสัญญาณ 40 Gbps DQPSK ความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดขึ้นพบว่าปัญหาโหมดการโพลาไรซ์มีผลน้อยมาก จึงไม่พิจารณาการชดเชยปัญหานี้ และได้หาลำดับสัญญาณที่เหมาะสมที่สุดที่สามารถสร้างสมดุลของการเพิ่มขึ้นของ signal-to-noise ratio และความผิดเพี้ยนจากความไม่เป็นเชิงเส้นสำหรับขนาด amplifier span ที่ต่างกันเพื่อให้ส่งสัญญาณได้ในระยะทางไกลที่สุด โดยที่ amplifier span 40 km สามารถส่งสัญญาณได้ในระยะทางไกลที่สุด 1000 km โดยใช้กำลังในการส่งสัญญาณ 8 dBm ที่ amplifier span 50 km สามารถส่งสัญญาณได้ในระยะทางไกลที่สุด 850 km โดยใช้กำลังในการส่งสัญญาณ 12 dBm ที่ amplifier span 80 km สามารถส่งสัญญาณได้ในระยะทางไกลที่สุด 400 km โดยใช้กำลังในการส่งสัญญาณ 20 dBm และที่ amplifier span 100 km สามารถส่งสัญญาณได้ในระยะทางไกลที่สุด 300 km โดยใช้กำลังในการส่งสัญญาณ 21 dBm

สำหรับการศึกษาทางทฤษฎีเพื่อหา signal-to-noise ratio ของการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงที่ใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบโอไอเค ดีพีเอสเค ดีควีพีเอสเค และเอ็นควีเอเอ็มเพื่อนำมาเปรียบเทียบกับอัตราบิดผิดพลาด  $10^{-12}$  ซึ่งเป็นมาตรฐานในการส่งสัญญาณระยะไกล พบว่า



แนวโน้มเป็นไปตาม Shannon bound และการวิเคราะห์ความผิดเพี้ยนทางเฟสของสัญญาณอันเนื่องมาจากสัญญาณรบกวนจากเครื่องขยายสัญญาณจากการมอดูเลตสัญญาณแบบโอไอเค ดีพีเอสเค ดีควีพีเอสเค และเอ็นควีเอเอ็มได้พิจารณากำลังในการส่งสัญญาณที่ 2, 4, 6, 8 และ 10 mW ที่ระยะ 1,000 km โดยกำหนดพารามิเตอร์ต่างๆตาม SMF มาตรฐาน ITU-T G.652.D เพื่อหาค่าประมาณขีดจำกัดในการส่งสัญญาณเทียบกับ Shannon bound โดยพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่าง OSNR และประสิทธิภาพการใช้สเปกตรัม พบว่าที่กรณี anomalous dispersion มีผลต่อระบบมาก ทำให้เมื่อเทียบกับ Shannon bound แล้ว มีการห่างจากเส้นออกไปมากขึ้น หากเทียบกับ normal dispersion ที่มีผลต่อระบบไม่มากเท่า โดยกำลังของสัญญาณมีผลต่อการเลื่อนออกจากเส้น Shannon bound ด้วยเช่นกัน เพราะที่กำลังในการส่งสัญญาณมากขึ้น สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจึงมากขึ้นตามไปด้วย เมื่อเทียบผลทางทฤษฎีกับผลของการจำลองระบบเพื่อทดสอบทฤษฎีดังกล่าว นั้น พบว่ามีแนวโน้มและค่าที่ใกล้เคียงกัน จึงเป็นการพิสูจน์ความถูกต้องของวิทยานิพนธ์นี้ได้

ดังนั้นการใช้การวิเคราะห์ความผิดเพี้ยนทางเฟสในเชิงคณิตศาสตร์ที่น่าเสนอจะช่วยเป็นหลักการวิเคราะห์พื้นฐานในการประมาณและอธิบายพฤติกรรมของความผิดเพี้ยนทางเฟสของสัญญาณในระบบอื่นๆได้ ให้สามารถตรวจจับสัญญาณได้อย่างถูกต้อง เพื่อให้ได้สมรรถนะของสัญญาณดีขึ้น เป็นต้น

## 1.2 ข้อเสนอแนะ

1. การหาความผิดเพี้ยนทางเฟสของสัญญาณที่น่าเสนอในเชิงคณิตศาสตร์สามารถนำไปต่อยอดทางความคิดในการประดิษฐ์อุปกรณ์การชดเชยความผิดเพี้ยนทางเฟสของสัญญาณแสงในการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงในการมอดูเลตสัญญาณที่แตกต่างกันได้ น่าจะเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่จะทำให้ได้คุณภาพของสัญญาณดีขึ้น
2. จากทฤษฎีของ Shannon สามารถพิจารณาหาขีดจำกัดสูงสุดของระบบจากการมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆได้จากการหาลำดับกำลังของสัญญาณและค่าดีเอสเพอร์ชันที่เหมาะสมได้

## รายการอ้างอิง

- [1] Bob Chomycz. Fiber optic installer's field manual. McGraw Hill, 2000.
- [2] ปรีชา ฤพาพิน. เครือข่ายใยแก้วนำแสง. พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพมหานคร: ดวงกลมสมัย, 2541.
- [3] Yadlowsky, M. J., Deliso, E. M., and Da Silva, V. L. Optical Fibers and Amplifiers for WDM Systems Proceeding of the IEEE 85. 11 (1997): 1765 - 1779
- [4] D. S. Govan, W. Forsyia, and N. J. Doran, 40Gbit/s RZ transmission over more than 2000 km of standard fibre with dispersion management. High Speed and Long Distance Transmission (Ref. No. 1999/022), IEE Colloquium on (Mar 1999): 3/1 – 3/6.
- [5] G. Agrawal. Application of Nonlinear Fiber Optics (Optics and Photonics Series). Academic Press. 2001.
- [6] A. H. Gnauck and P. J. Winzer. Optical Phase-Shift-Keyed Transmission. J. Lightwave Technology 23 (January 2005): 115-130
- [7] A. H. Gnauck and P. J. Winzer. Phase-Shift-Keyed Transmission. in Proceedings Optical Fiber Communication Conference 5 (February 2004): TuF5.
- [8] P. J. Winzer, C. Dorrer, R. J. Esseambre, and I. Kang. Chirped Return-to-zero Modulation by Imbalanced Pulse Carver Driving Signals. IEEE Photonics Technology Letters. 16. 5 (May 2004): 1379-1381.
- [9] G. Bosco. The Effect of Receiver Imperfections on The Performance of Direct-Detection Optical Systems Using DPSK Modulation. In Proceedings Optical Fiber Communication Conference (2003): ThE6.
- [10] W. Idler. System Performance and Tolerances of 43-Gb/s ASK and DPSK Modulation Formats. In Proceedings European Conference and Exhibition on Optical Communication (2003): Th2.6.3.
- [11] C. Xu. Comparison of Return-to-Zero Phase Shift Keying and On-off Keying in Long Haul Dispersion Managed Transmission. In Proceedings Optical Fiber Communication Conference 4 (2003): ThE3.

- [12] T. Miyana. Suppression of Degradation Induced by SPM/XPM+GVD in WDM Transmission Using a Bit-Synchronous Intensity Modulated DPSK signal. In Proceedings OptoElectronics and Communications Conference (2000): 14D3-3.
- [13] C. Wree. RZ-DQPSK Format with High Spectral Efficiency and High Robustness Towards Fiber Nonlinearities. In Proceedings European Conference and Exhibition on Optical Communication (2002): 9.6.6.
- [14] A. Sano, T. Kawasaki, T. Kataoka, and S. Matsuoka. 50 GHz Spaced 38x43 Gbit/s Transmission Experiment Over 300 km of Dispersion-Shifted Fiber using DPSK Direct Detection. In Proceedings OptoElectronics and Communications Conference (2005): PDP-04.
- [15] A. H. Gnauck. 2.5 Tb/s (64x42.7 Gb/s) Transmission Over 40x100 km NZDSF Using RZ-DPSK Format and All-Raman-Amplified Spans. In Proceedings Optical Fiber Communication Conference (2002): 875-877
- [16] H. Kim. Experimental Investigation of The Performance Limitation of DPSK Systems Due to Nonlinear-Phase Noise IEEE Photonics Technology Letters 2 (2003)
- [17] H. Kim. Cross-Phase-Modulation-Induced Nonlinear Phase Noise in WDM Direct-Detection DPSK System. J. Lightwave Technology 8 (2003)
- [18] S. L. Jansen, D. v. d. Borne, B. Spinnler, S. Calabro, H. Suche, P. M. Krummrich, W. Sohler, G.-D. Khoe, and H. d. Waardt. Optical Phase Conjugation for Ultra Long-Haul Phase-Shift-Keyed Transmission. J. Lightwave Technology 24 (2006): 54-64.
- [19] A. H. Gnauck, P. J. Winzer. Optical Phase Shift Keyed Transmission, J. of Lightwave Technology 23, 1 (2005)
- [20] Fujitsu, Fujitsu Introduces Compact Integrated DPSK Receiver for 40Gbps Optical Networks Reducing environmental impact with world/s lowest power consumption [online]. Available from: <http://jp.fujitsu.com/group/foc/en/news/090811/html>

- [21] CIVCOM, 40Gbps DPSK Tunable Transponder [online]. Available from:  
[http://www.civcom.com/Free\\_light.asp?MainID=17&Name=40Gbps%20Tunable%20Product%20Line&subID=68&Maintitle=40Gbps%20DPSK%20Tunable%20Transponder&SubTitle=40Gbps%20NRZ-DPSK](http://www.civcom.com/Free_light.asp?MainID=17&Name=40Gbps%20Tunable%20Product%20Line&subID=68&Maintitle=40Gbps%20DPSK%20Tunable%20Transponder&SubTitle=40Gbps%20NRZ-DPSK)
- [22] Ekaterina A. Golovchenko, Lutfur. Rahman, Bamdad Bakhshi, Dmitiriy Kovsh, Fernando Idrovo, and Stuart M. Abbott. Using RZ DPSK-Based Transponders for Upgrades on Existing Long-Haul Submarine WDM Systems. JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY 26 (January 2008)
- [23] R.A. Griffin and A.C. Carter, "Optical differential quadrature phase shift key (oDQPSK) for optical transmission", In OFC 2002, Mar. 2002, pp. 367-368.
- [24] Christoph Wree, Jochen Leibrich, and Werner Rosenkranz, "RZ-DQPSK Format With High Spectral Efficiency and High Robustness Towards Fiber Nonlinearities", 2002.
- [25] Pak S. Cho, Vladimir S. Grigoryan, Yuri A. Godin, Aviv Salamon, and Yaakov Achiam. Transmission of 25-Gb/s RZ-DQPSK Signals With 25-GHz Channel Spacing Over 1000 km of SMF-28 Fiber. IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS, VOL. 15, NO. 3, MARCH 2003
- [26] Peng Yue, Aijun Wen, Tao Shang and Chengwei Wang, "Implementation of Differential Precoder for High-speed Optical DQPSK Modulation", 2008.
- [27] Yi Dong, Shang-hong Zhao, Yan-hui Ni, Hua Hong, Xiao-fei Tian, "Effect of nonlinear phase noise on DQPSK modulation system", 2011.
- [28] M. Galili, B. Huettl, C. Schmidt-Langhorst, R. Ludwig, F. Futami, S. Watanabe, and C. Schubert, "All-Optical Combination of DPSK and OOK to 160 Gbit/s DQPSK Data Signals", 2007.
- [29] Masahiro Daikoku, Itsuro Morita, Hidenori Taga, Hideaki Tanaka, Tetsuya Kawanishi, Takahide Sakamoto, Tetsuya Miyazaki, and Takahisa Fujita. 100-Gb/s DQPSK Transmission Experiment Without OTDM for 100G Ethernet Transport. JOURNAL

- OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 25, NO. 1, JANUARY 2007
- [30] Ohta Atsunobu, Tanimura Daisuke, Kyakuno Tomohiko, and Iio Shinji, “43-Gbps RZ-DQPSK Transponder for Long-Haul Optical Transmission”, 2008.
- [31] Qun Shi. Asymptotic Clipping Noise Distribution and Its Impact on  $M$ -ary QAM Transmission over Optical Fiber. IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL. 43, NO. 6, JUNE 1995
- [32] Alejandro Martinez, Valentín Polo, Holger Pfrommer, and Javier Martí. Dispersion-Tolerant Transmission of QPSK and M-QAM Signals Simultaneously Modulated at 1 and 38 GHz Over a Hybrid Fiber-Radio Link. IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS, VOL. 16, NO. 2, FEBRUARY 2004 659
- [33] Qun Shi. Error Performance of OFDM-QAM in Subcarrier Multiplexed Fiber-Optic Transmission. IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS, VOL. 9, NO. 6, JUNE 1997
- [34] Mohsen Kavehrad, and Emil Savov. Fiber-optic Transmission of Microwave 64-QAM Signals. IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS. VOL. 8. NO. 7. SEPTEMBER 1990
- [35] Kinh Pham, Jan Conradi, George Cormack, Bob Thomas, and Carl W. Anderson. Impact of Noise and Nonlinear Distortion Due to Clipping on the BER Performance of a 64-QAM Signal in Hybrid AM-VSB/QAM Optical Fiber Transmission System. JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 13, NO. 11, NOVEMBER 1995 2197
- [36] บุญเชื้อ ภิมรัมย์. การวิเคราะห์ความผิดเพี้ยนทางเฟสของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแอสในกา รสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสง. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทบริหารบัณฑิต ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2552.
- [37] ณรงค์ หนูท่า. Information Theory and Entropy. โครงร่างงานวิจัยปริญญาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ มหาวิทยาลัยรังสิต. 2553.
- [38] Giulio Colavolpe, Tommaso Foggi, Andrea Modenini, and Amina Piemontese, “Faster-than-Nyquist and beyond: how to improve spectral efficiency by

- accepting interference”, 2011.
- [39] G. Keiser, Optical fiber communication (3<sup>rd</sup> ed.), McGraw Hill, 2000.
- [40] B. Ramamurthy, and J. P. Jue. Fibers, lasers, receivers and amplifiers. In Sivalingam, K. M. and Subramaniam, S., editors, Optical WDM Networks: Principles and Practice, chapter 2. Boston, MA : Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [41] B. Mukherjee. Optical Communication Networks. New York : McGraw-Hill, 1997.
- [42] Agrawal, G. P. Nonlinear Fiber Optics. 3<sup>rd</sup> ed. Academic Press, 2001.
- [43] Kazovsky, L., and other. Optical Fiber Communication Systems. Artech House, 1996.
- [44] Haykin, Simon. Digital Communications. Toronto, Canada: John Wiley & Sons, 1988
- [45] Cisco, Wireless Physical Layer Concepts. [Online]. Available from : [http://www.iphelp.ru/doc/3/Cisco.Press.802.11.Wireless.LAN.Fundamentals eBook-LiB/1587050773\\_ch03lev1sec1.html#ch03fig07](http://www.iphelp.ru/doc/3/Cisco.Press.802.11.Wireless.LAN.Fundamentals eBook-LiB/1587050773_ch03lev1sec1.html#ch03fig07) [2012, Dec 12]
- [46] Lian Zhao, Hari Shankar and Ariel Nachum. 40G QPSK and DQPSK modulation. [Online] Available: <http://www.inphi.com/technology-overview/40G-QPSK-and-DQPSK-Modulation.pdf> [2012, June 1]
- [47] ด้ญฉกร วุฒิสถิทธิกุลกิจ. หลักการไฟฟ้าสื่อสาร. พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพมหานคร: สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2546.
- [48] TELECOM DATACOM. The capacity limits facing optical networking [Online]. Available from: <http://www.gazettabyte.com/home/2012/5/15/the-capacity-limits-facing-optical-networking.html> [2012, July 21]

## ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นางสาวอรัชพร ชลอคคุณวัฒน์ เกิดวันพฤหัสบดีที่ 31 พฤษภาคม พ.ศ. 2533 ที่จังหวัด กรุงเทพมหานคร เข้าศึกษาหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2551 และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2554 ต่อจากนั้นเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย หลักสูตร ตรี-โทต่อเนื่องในปีการศึกษา 2555 และสำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2555