

การศึกษาริธีลดผลกระทบของเคอร์วีในระบบสื่อสัญญาณแสงทางไกล  
ที่ใช้การส่งแบบดีพีเอสเค



นายพุทธรักษ์ ทิพชัชวาลวงศ์

# สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

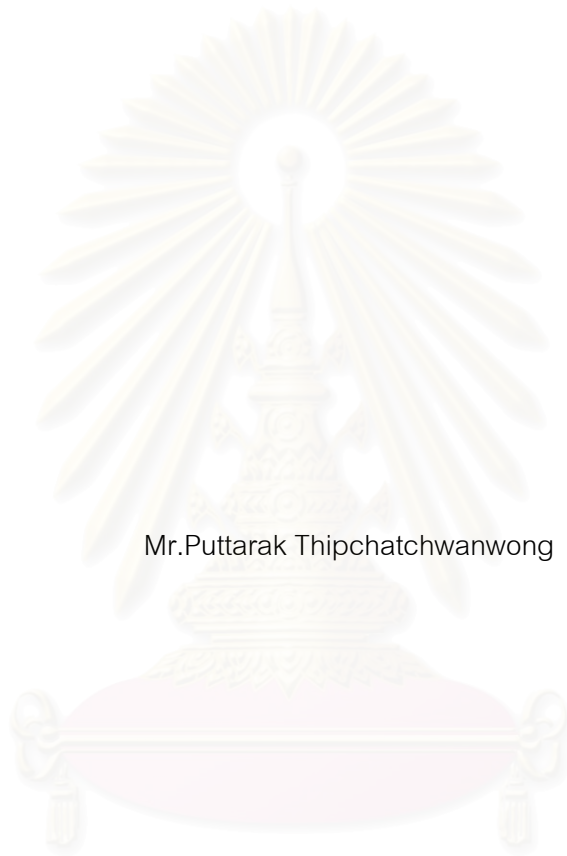
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2548

ISBN: 974-53-2743-3

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

STUDY OF THE KERR EFFECT SUPPRESSION IN  
LONG-HAUL OPTICAL DPSK TRANSMISSION



Mr.Puttarak Thipchatchwanwong

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

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

Academic Year 2005

ISBN: 974-53-2743-3



พุทธรักษ์ ทิพชัชวาลวงศ์ : การศึกษาวิธีลดผลกระทบของเคอร์ในระบบสื่อสารสัญญาณแสงทางไกลที่ใช้การส่งแบบดีพีเอสเค. (STUDY OF THE KERR EFFECT SUPPRESSION IN LONG-HAUL OPTICAL DPSK TRANSMISSION) อ. ที่ปรึกษา : อาจารย์ ดร.พสุ แก้วปลั่ง, 133 หน้า. ISBN 974-53-2743-3.

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ศึกษาถึงผลของความผิดพลาดเฟสที่เหนี่ยวนำจาก Kerr effect และนำทฤษฎีที่ได้จากการศึกษามาประยุกต์ใช้กับการส่งสัญญาณแบบดีพีเอสเค (Differential-phase-shift keying, DPSK) ทั้งรูปแบบการส่งช่องสัญญาณเดี่ยวและการมัลติเพล็กซ์ทางความยาวคลื่น แนวทางการวิเคราะห์ในการศึกษาครั้งนี้เป็นการนำสัญญาณขนาดเล็กมอดูเลตไปพร้อมกับคลื่นพาหโดยมีจุดประสงค์เพื่อที่จะสังเกตความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้น การวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสจะแบ่งออกเป็นหลายช่วงสถานะด้วยกันซึ่งในแต่ละช่วงสถานะจะเป็นการแสดงถึงอิทธิพลของเคอร์ที่แตกต่างกัน ในการทดสอบผลการศึกษาในทางทฤษฎีจะใช้วิธีการสร้างแบบจำลองการเดินทางสัญญาณที่มอดูเลตแบบดีพีเอสเคทางคอมพิวเตอร์

จากผลการศึกษาพบว่ามียุทธปัจจัยที่ส่งผลต่อความผิดพลาดเฟสแบบไม่เชิงเส้นที่เกิดจากผลของเคอร์ เช่น Group-velocity dispersion (GVD) กำลังงานสัญญาณ ช่วงการขดเซย Dispersion และความห่างระหว่างช่องสัญญาณในกรณีการส่งสัญญาณแบบมัลติเพล็กซ์ทางความยาวคลื่น ผลลัพธ์ที่ได้จากทั้งการศึกษาในทางทฤษฎีและการสร้างแบบจำลองแสดงถึงว่าเส้นใยแสงที่มีค่า GVD สูงกว่าจะส่งผลให้คุณภาพสัญญาณดีขึ้น การเลือกกำลังงานสัญญาณให้น้อยที่สุดเท่าที่เป็นไปได้จะเป็นผลดีต่อสัญญาณ เพราะว่าผลของเคอร์มีความสัมพันธ์โดยตรงกับกำลังงานสัญญาณ ในทางทฤษฎีการกำหนดช่วงการขดเซย Dispersion ให้มีค่ามากจะทำให้ความผิดพลาดเฟสลดน้อยลงแต่ในทางปฏิบัติระบบที่มีช่วงการขดเซย Dispersion ยาวมากจะส่งผลให้เกิด Inter-symbol interference (ISI) มากไปกว่านั้นวัฏจักรหน้าที่ (Duty cycle) ของสัญญาณพัลส์ยังเป็นอีกหนึ่งปัจจัยในการกำหนดคุณภาพสัญญาณ สำหรับการส่งสัญญาณแบบมัลติเพล็กซ์หลายช่องสัญญาณ การกำหนดความห่างระหว่างช่องสัญญาณให้มีค่ามากจะทำให้คุณภาพสัญญาณดีขึ้นเนื่องจากการลดผลของ Cross-phase modulation (XPM) โดยเฉพาะช่องสัญญาณที่อยู่ใกล้กัน ในภาพรวมแล้วผลลัพธ์ที่ได้จากการสร้างแบบจำลองจะสอดคล้องกับการวิเคราะห์ในทางทฤษฎี

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า  
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า  
ปีการศึกษา 2548

ลายมือชื่อนิสิต..... พุทธรักษ์ ทิพชัชวาลวงศ์  
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....

## 4770389421 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEY WORDS: OPTICAL FIBER TRANSMISSION / OPTICAL DIFFERENTIAL-PHASE-SHIFTED KEYING (DPSK) / KERR EFFECT / DISPERSION / DENSE WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXING (DWDM) / OPTICAL AMPLIFIER.

PUTTARAK THIPCHATCHAWANWONG : STUDY OF THE KERR EFFECT IN OPTICAL LONG-HAUL DPSK TRANSMISSION. THESIS ADVISOR : PASU KAEWPLUNG, Ph.D., 133 pp. ISBN 974-53-2743-3.

This thesis studies the impact of Kerr effect-induced phase error and applies the theories to the differential-phase-shift keying (DPSK) transmission for both single-channel and wavelength-division-multiplexed (WDM) transmission. The approach of the analysis in this study is the use of small signal modulation added into signal carrier in order to observe the phase error. For the analysis of the nonlinear phase error analysis, the phase error is classified into several states that represent the different magnitude of the influence from the Kerr effect. The computer simulations developed for DPSK transmission is employed for proving the analyzed results.

According to the results of this study, we found that there are many factors that affect to the magnitude of the nonlinear phase error caused by the Kerr effect, such as the group-velocity dispersion (GVD), the signal power, the dispersion-compensating interval, and the channel spacing in case of WDM transmission. Both the derived theories and simulations showed that an optical fiber which has relatively high GVD is suitable for providing a good signal quality. Since the signal power directly relates to the Kerr effect, we should choose the signal power as small as possible. Although, the increase in the dispersion-compensating interval leads to the decrease of the nonlinear phase error, in real system, large dispersion-compensating interval results in the inter-symbol interference (ISI). In addition, the duty cycle of signal pulse is also found to play an important role in determining the signal quality. For multi-channel WDM transmission, large channel spacing is shown to provide a good signal quality due to the reduction of the cross-phase modulation (XPM) effect among channels especially for the XPM from adjacent channels. All the simulation results were in a very good agreement with the analysis and the derived theories.

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Department Electrical Engineering

Field of study Electrical Engineering

Academic year 2005

Student's signature.....

Advisor's signature.....

Puttarak Thipchatchawanwong  
Pasu Kaewplung



## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสร็จสมบูรณ์ได้ เนื่องด้วยความกรุณาของอาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ ดร.พสุ แก้วปลั่ง ซึ่งมีส่วนช่วยในการประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้พื้นฐานที่เป็นประโยชน์ในการทำงานวิจัยทั้งทางตรงและทางอ้อม ให้คำแนะนำต่างๆ รวมไปถึงหลักการคิดเชิงวิเคราะห์ และเชิงวิพากษ์ ตลอดจนคำวิจารณ์ในเชิงสร้างสรรค์เปรียบเสมือนรากฐานและแรงผลักดันให้ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ผลงานวิจัยทั้งหมดสำเร็จได้ด้วยความอนุเคราะห์ด้านอุปกรณ์ และสถานที่ใช้ทำวิจัย ณ ห้องปฏิบัติการศูนย์เชี่ยวชาญเฉพาะด้านเทคโนโลยีโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย และขอขอบคุณโครงการเสริมสร้างความเชื่อมโยงระหว่างระหว่างภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและภาคเอกชนทางด้านการวิจัยและพัฒนา (Cooperation Project between department of electrical engineering and private sector research and development) ที่ให้เงินทุนสนับสนุนในการทำวิจัยตลอดระยะเวลา 2 ปี (2547-2548)

สิ่งดีๆ ที่ได้รับจากทุกคนล้วนเป็นส่วนสำคัญในการรังสรรค์ให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ประสบผลสำเร็จ ดังนั้นจึงไม่มีคำกล่าวใดๆ ที่สามารถทดแทนสิ่งเหล่านั้นได้ จึงคงไว้ซึ่งความรู้สึกซาบซึ้งและขอบคุณตลอดไป

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย . . . . .	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ . . . . .	จ
กิตติกรรมประกาศ . . . . .	ฉ
สารบัญ . . . . .	ช
สารบัญตาราง . . . . .	ญ
สารบัญภาพ . . . . .	ฎ
1 บทนำ . . . . .	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา . . . . .	1
1.2 แนวทางของวิทยานิพนธ์ . . . . .	4
1.3 วัตถุประสงค์ของงานวิทยานิพนธ์ . . . . .	4
1.4 ขั้นตอนดำเนินงาน . . . . .	5
1.5 ขอบเขตวิทยานิพนธ์ . . . . .	5
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ . . . . .	6
2 ทฤษฎีการสื่อสารสัญญาณเส้นใยแสงพื้นฐาน . . . . .	7
2.1 ระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสง . . . . .	7
2.2 ทฤษฎีการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสง . . . . .	9
2.2.1 Group velocity dispersion . . . . .	10
2.2.2 Kerr effect . . . . .	11
2.2.2.1 Self-phase modulation (SPM) . . . . .	12
2.2.2.2 Cross-phase modulation (XPM) . . . . .	13
2.2.2.3 Four-wave mixing (FWM) . . . . .	13
2.3 การมอดูเลตสัญญาณทางแสง . . . . .	15
2.3.1 การมอดูเลตทางความเข้มแสง . . . . .	15
2.3.2 การมอดูเลตดีพีเอสเค . . . . .	16
2.3.3 การเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียระหว่างการมอดูเลตทางความเข้มแสง และการมอดูเลตดีพีเอสเค . . . . .	17

3 การวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับคลื่นพาห้ความถี่เดียว . . . . .	19
3.1 การหาความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับคลื่นพาห้ความถี่เดียวในระบบที่ไม่มีการชดเชย Dispersion . . . . .	19
3.2 การวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับคลื่นพาห้ความถี่เดียวในระบบที่ไม่มีการชดเชย Dispersion . . . . .	21
3.3 การหาความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับคลื่นพาห้ความถี่เดียวในระบบที่มีการชดเชย Dispersion . . . . .	31
3.4 การวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับคลื่นพาห้ความถี่เดียวในระบบที่มีการชดเชย Dispersion . . . . .	32
4 แบบจำลองการเดินทางของสัญญาณในเส้นใยแสงที่มีการมอดูเลตดีพีเอสเคช่องสัญญาณเดียว . . . . .	40
4.1 คุณสมบัติของแบบจำลองการสื่อสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคช่องสัญญาณเดียว . . . . .	40
4.2 ผลลัพธ์ของแบบจำลองการสื่อสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคช่องสัญญาณเดียวและการวิเคราะห์ผลลัพธ์ . . . . .	42
5 การวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับสองคลื่นพาห้ความถี่ต่างกัน . . . . .	53
5.1 การหาความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับสองคลื่นพาห้ความถี่ต่างกันในระบบที่ไม่มีการชดเชย Dispersion . . . . .	53
5.2 การวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับสองคลื่นพาห้ต่างความถี่ในระบบที่ไม่มีการชดเชย Dispersion . . . . .	56
5.3 การหาความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับสองคลื่นพาห้ความถี่ต่างกันในระบบที่มีการชดเชย Dispersion . . . . .	70
5.4 การวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับสองคลื่นพาห้ความถี่ต่างกันในระบบที่มีการชดเชย Dispersion . . . . .	70
6 แบบจำลองการเดินทางของสัญญาณในเส้นใยแสงที่มีการมอดูเลตดีพีเอสเคแบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณ . . . . .	84



6.1 คุณสมบัติของแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคแบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณ . . . . .	84
6.2 ผลลัพธ์ของแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคแบบมัลติเพลกซ์ 2 ช่องสัญญาณและการวิเคราะห์ผลลัพธ์ . . . . .	85
6.3 ผลลัพธ์ของแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคแบบมัลติเพลกซ์มากกว่า 2 ช่องสัญญาณและการวิเคราะห์ผลลัพธ์ . . . . .	100
7 บทสรุปและข้อเสนอแนะ . . . . .	117
7.1 บทสรุป . . . . .	117
7.2 ข้อเสนอแนะ . . . . .	118
รายการอ้างอิง . . . . .	119
ภาคผนวก . . . . .	123
บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่ . . . . .	132
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์ . . . . .	133

**สารบัญตาราง**

ตารางที่ 4.1 กำลังงานสูงสุดที่เกิดขึ้นเนื่องจากการซ้อนทับของบิตข้างเคียงด้วยค่าวัฏจักร  
 หน้าที่แตกต่างกันในเส้นใยแสงชนิด NZDSF และ SMF . . . . . 50



สถาบันวิทยบริการ  
 จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.10 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสโดยค่ากำลังงานสัญญาณ 0.5 1.0 และ 5.0 mw ณ GVD ที่ $5 \text{ ps}^2/\text{km}$ ในระบบที่มีการชดเชย Dispersion . . . . .	35
รูปที่ 3.11 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสโดยเปลี่ยนแปลงช่วงการชดเชย Dispersion และกำหนดค่า GVD อยู่ที่ $5 \text{ ps}^2/\text{km}$ ในระบบที่มีการชดเชย Dispersion . . . . .	36
รูปที่ 3.12 ค่าการสะสมความผิดพลาดเฟสตลอดช่วงแบนด์วิดท์ 120 GHz ตามฟังก์ชันของ GVD ในระบบที่มีการชดเชย Dispersion . . . . .	37
รูปที่ 3.13 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสโดยเปลี่ยนแปลงเบอร์เซนต์การกระเพื่อมแอมพลิจูด และกำหนดค่า GVD อยู่ที่ $\pm 5 \text{ ps}^2/\text{km}$ ในระบบที่มีการชดเชย Dispersion . . . . .	38
รูปที่ 4.1 แผนภาพบล็อกแบบจำลองระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงระยะไกลด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเค Return-to-Zero (RZ-DPSK) ของสัญญาณเดี่ยว . . .	41
รูปที่ 4.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณด้วยค่า $D = 1.0$ 4.0 และ $17.0 \text{ ps/nm/km}$ ด้วยสัญญาณพัลส์ 33%-RZ . . . . .	43
รูปที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณด้วยช่วงการชดเชย Dispersion 20 40 60 และ 80 km โดยเลือกใช้เส้นใยแสงชนิด SMF	44
รูปที่ 4.4 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณด้วยกำลังงานที่อุปกรณ์ส่งสัญญาณ 1.0 3.0 5.0 และ 8.0 mw โดยเลือกใช้เส้นใยแสงชนิด SMF ... . . . . .	44
รูปที่ 4.5 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณด้วยค่า $D = 1.0$ 4.0 และ $17.0 \text{ ps/nm/km}$ ด้วยสัญญาณพัลส์ 66%-RZ . . . . .	45
รูปที่ 4.6 สัญญาณพัลส์ 66%-RZ ที่เดินทางในเส้นใยแสงเป็นระยะทาง 40 km ก่อนเข้าสู่กระบวนการชดเชย Dispersion .. . . . .	46
รูปที่ 4.7 แผนภาพแสดงการซ้อนทับของสัญญาณบิดข้างเคียงของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสงชนิด NZDSF . . . . .	47
รูปที่ 4.8 แผนภาพแสดงการซ้อนทับของสัญญาณบิดข้างเคียงของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสงชนิด SMF . . . . .	48
รูปที่ 4.9 แผนภาพแสดงการซ้อนทับของสัญญาณบิดข้างเคียงของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสงชนิด NZDSF . . . . .	49

รูปที่ 4.10	แผนภาพแสดงการซ้อนทับของสัญญาณบิตข้างเคียงของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสงชนิด SMF . . . . .	50
รูปที่ 4.11	การถ่ายเทพลังงานจากสัญญาณข้อมูลไปยังสัญญาณรบกวนภายนอกแบนด์วิดท์ข้อมูลเนื่องจาก Kerr effect . . . . .	51
รูปที่ 4.12	การลดลงของกำลังงานสัญญาณเมื่อระยะทางเพิ่มขึ้น.. . . . .	51
รูปที่ 4.13	ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และระยะทางโดยมีวัฏจักรหน้าที่เป็น 33% และ 66% ในเส้นใยแสงชนิด NZDSF ... . . . . .	52
รูปที่ 4.14	ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และระยะทาง โดยมีวัฏจักรหน้าที่เป็น 33% และ 66% ในเส้นใยแสงชนิด SMF .... . . . . .	52
รูปที่ 5.1	ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้ความถี่หลักในกรณีที่มีคลื่นพาห้สองความถี่เดินทางในเส้นใยแสงและความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้ความถี่เดียว โดยมีค่า GVD = 5 และ 20 ps <sup>2</sup> /km . . . . .	57
รูปที่ 5.2	ช่วงความถี่ในผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟส ที่ GVD = 5 ps <sup>2</sup> /km . . . . .	62
รูปที่ 5.3	ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้ความถี่หลักในกรณีที่มีคลื่นพาห้สองความถี่เดินทางในเส้นใยแสงและความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้ความถี่เดียว โดยมีค่า GVD = -5 และ -20 ps <sup>2</sup> /km . . . . .	63
รูปที่ 5.4	ช่วงความถี่ในผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟส ที่ GVD = -5 ps <sup>2</sup> /km . . . . .	66
รูปที่ 5.5	ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้ความถี่หลักในกรณีที่มีคลื่นพาห้สองความถี่เดินทางในเส้นใยแสง โดยมีค่า GVD = -5 และ +5 ps <sup>2</sup> /km . . . . .	66
รูปที่ 5.6	ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในกรณีที่มีสองคลื่นพาห้เดินทางในเส้นใยแสงที่มีค่า GVD = +5 ps <sup>2</sup> /km โดย $d = 6.6$ 15 และ 30 ps/km และผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในกรณีของคลื่นพาห้ความถี่เดียว ( $d \approx \infty$ ) . . . . .	67
รูปที่ 5.7	ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในกรณีที่มีสองคลื่นพาห้เดินทางในเส้นใยแสงที่มีค่า GVD = -5 ps <sup>2</sup> /km โดย $d = 6.6$ 15 และ 30 ps/km และผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในกรณีของคลื่นพาห้ความถี่เดียว . . . . .	68

รูปที่ 5.8	ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในกรณีที่มีสองคลื่นพาห์และคลื่นพาห์ความถี่เดียวเดินทางในเส้นใยแสงที่มีค่า $GVD = -5 \text{ ps}^2/\text{km}$ โดยกำลังงาน = 0.1 1.0 และ 5.0 mw . . . . .	69
รูปที่ 5.9	ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในกรณีที่มีสองคลื่นพาห์และคลื่นพาห์ความถี่เดียวเดินทางในเส้นใยแสงที่มีค่า $GVD = 5 \text{ ps}^2/\text{km}$ โดยกำลังงาน = 0.1 1.0 และ 5.0 mw . . . . .	69
รูปที่ 5.10	ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห์หลักและคลื่นพาห์ความถี่เดียวในระบบที่มีการชดเชย Dispersion $GVD = 5 \text{ ps}^2/\text{km}$ โดยแสดงผลเปรียบเทียบความแตกต่างกับกรณีที่ไม่มีการชดเชย Dispersion . . . . .	71
รูปที่ 5.11	ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห์หลักและคลื่นพาห์ความถี่เดียวในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ที่ $GVD = -5 \text{ ps}^2/\text{km}$ โดยแสดงผลเปรียบเทียบความแตกต่างกับกรณีที่ไม่มีการชดเชย Dispersion . . . . .	72
รูปที่ 5.12	ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห์หลักในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ที่ $GVD = -5$ และ $-20 \text{ ps}^2/\text{km}$ . . . . .	73
รูปที่ 5.13	ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห์หลักในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ที่ $GVD = +5$ และ $+20 \text{ ps}^2/\text{km}$ . . . . .	74
รูปที่ 5.14	ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห์หลักในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ที่ $GVD = +20$ และ $-20 \text{ ps}^2/\text{km}$ . . . . .	75
รูปที่ 5.15	ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห์หลักในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ที่ $GVD = +5 \text{ ps}^2/\text{km}$ และ $d = 6.6$ 15.0 และ 30.0 $\text{ps}/\text{km}$ โดยทำการเปรียบเทียบกับกรณีความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห์เดียว . . . . .	77
รูปที่ 5.16	ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห์หลักในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ที่ $GVD = -5 \text{ ps}^2/\text{km}$ และ $d = 6.6$ 15.0 และ 30.0 $\text{ps}/\text{km}$ โดยทำการเปรียบเทียบกับกรณีความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห์เดียว . . . . .	78
รูปที่ 5.17	ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห์หลักและคลื่นพาห์ความถี่เดียว ในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ที่ $GVD = 5 \text{ ps}^2/\text{km}$ โดยกำลังงานคลื่นพาห์มีค่าเป็น 0.5 และ 1.0 mw . . . . .	79



รูปที่ 5.18	ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้หลักและ คลื่นพาห้ความถี่เดียว ในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ที่ $GVD = -5$ $ps^2/km$ โดยกำลังงานสัญญาณมีค่าเป็น 0.5 และ 1.0 mw . . . . .	80
รูปที่ 5.19	ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้หลักในระบบที่ มีการชดเชย Dispersion ที่ $GVD = +5 ps^2/km$ และช่วงการชดเชย Dispersion เป็น 20 40 และ 80 km . . . . .	81
รูปที่ 5.20	ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้หลักในระบบที่ มีการชดเชย Dispersion ที่ $GVD = -5 ps^2/km$ และช่วงการชดเชย Dispersion เป็น 20 40 และ 80 km . . . . .	82
รูปที่ 5.21	แนวโน้มความผิดพลาดเฟสที่เพิ่มขึ้นเมื่อจำนวนคลื่นพาห้เพิ่มมากขึ้น . . . . .	83
รูปที่ 6.1	แผนภาพบล็อกระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงแบบมัลติเพลกซ์ความยาว คลื่นด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเค . . . . .	85
รูปที่ 6.2	ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ด้วย $D = 1.0$ 4.0 และ 17.0 ps/nm/km กรณีมัลติเพลกซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณ โดยมีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 150 GHz . . . . .	86
รูปที่ 6.3	ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ใน เส้นใยแสง NZDSF ด้วยช่วงการชดเชย Dispersion = 20 40 60 และ 80 ps/nm/km กรณีมัลติเพลกซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณที่มีความห่างระหว่าง ช่องสัญญาณ 80 GHz . . . . .	87
รูปที่ 6.4	ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ใน เส้นใยแสง SMF ด้วยช่วงการชดเชย Dispersion = 20 40 60 และ 80 ps/nm/km กรณีมัลติเพลกซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณที่มีความห่างระหว่าง ช่องสัญญาณ 80 GHz . . . . .	87
รูปที่ 6.5	ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ใน เส้นใยแสง SMF ด้วยกำลังงานสัญญาณ = 1.0 3.0 5.0 และ 8.0mw กรณีมัลติเพลกซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณ . . . . .	89
รูปที่ 6.6	ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ด้วยกำลังงานสัญญาณ 1.0 mw ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 130 GHz กรณีมัลติเพลกซ์ 2 ช่องสัญญาณ . . . . .	90
รูปที่ 6.7	ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ใน เส้นใยแสง SMF ด้วยกำลังงานสัญญาณ 1.0 mw ความห่างระหว่าง	

	ช่องสัญญาณ 130 150 GHz กรณีมัลติเพล็กซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณและในกรณีการสื่อสัญญาณช่องสัญญาณเดียว . . . . .	91
รูปที่ 6.8	ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF ด้วยกำลังงานสัญญาณ 1.0 mw ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 130 150 GHz กรณีมัลติเพล็กซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณ และกรณีการสื่อสัญญาณช่องสัญญาณเดียว . . . . .	92
รูปที่ 6.9	ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง DSF ด้วยกำลังงานสัญญาณ 1.0 mw ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 130 150 GHz กรณีมัลติเพล็กซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณและกรณีช่องสัญญาณเดียว . . . . .	93
รูปที่ 6.10	ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางในเส้นใยแสงชนิด SMF ( $D=17$ ps/km/nm) ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ด้วยกำลังงานสัญญาณ 1.0 mw ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 80 90 GHz กรณีมัลติเพล็กซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณและช่องสัญญาณเดียว . . . . .	94
รูปที่ 6.11	ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางในเส้นใยแสงชนิด NZDSF ( $D=4$ ps/km/nm) ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ด้วยกำลังงานสัญญาณ 1.0 mw ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 80 90 GHz กรณีมัลติเพล็กซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณและช่องสัญญาณเดียว . . . . .	95
รูปที่ 6.12	ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางในเส้นใยแสงชนิด NZDSF และ SMF ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ด้วยกำลังงานสัญญาณ 1.0 mw ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 และ 90 GHz กรณีมัลติเพล็กซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณ . . . . .	96
รูปที่ 6.13	ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเฟสที่เกิดจาก XPM ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ที่เดินทางในเส้นใยแสง NZDSF และ SMF ด้วยความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 และ 90 GHz . . . . .	98
รูปที่ 6.14	ความสัมพันธ์ของกำลังงานและปริมาณสัญญาณแทรกสอดประสิทธิผลในเส้นใยแสง SMF และ NZDSF เทียบกับความยาวเส้นใยแสงในระยะทางหนึ่งช่วงการชดเชย Dispersion . . . . .	100
รูปที่ 6.15	ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 90 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5 . . . . .	101

รูปที่ 6.16 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 80 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5 . . . . .	102
รูปที่ 6.17 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5 . . . . .	102
รูปที่ 6.18 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 90 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5 . . . . .	103
รูปที่ 6.19 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 80 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5 . . . . .	103
รูปที่ 6.20 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5 . . . . .	104
รูปที่ 6.21 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 150 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5 . . . . .	105
รูปที่ 6.22 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 130 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5 . . . . .	106
รูปที่ 6.23 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 150 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5 . . . . .	107
รูปที่ 6.24 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 130 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5 . . . . .	108
รูปที่ 6.25 ช่องสัญญาณที่ใช้วัดค่า Q-factor . . . . .	108
รูปที่ 6.26 ช่องว่างทางความถี่ที่ทำให้ XPM ไร้ประสิทธิภาพต่อสัญญาณ . . . . .	109
รูปที่ 6.27 การอิมพัลส์ของ XPM สำหรับสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF..	109
รูปที่ 6.28 การอิมพัลส์ของ XPM สำหรับสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง SMF .....	110

รูปที่ 6.29 การอิมิตัวของ XPM สำหรับสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF..	111
รูปที่ 6.30 การอิมิตัวของ XPM สำหรับสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง SMF .....	111
รูปที่ 6.31 การแสดงลักษณะการซ้อนทับของสัญญาณพัลส์ที่ให้ค่ามากที่สุดและน้อยสุด ของสหสัมพันธ์กำลังงาน . . . . .	113
รูปที่ 6.32 ค่าเฉลี่ยเฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก XPM ในการมัลติเพลกซ์ 2 ช่องสัญญาณด้วยความห่างระหว่างช่องสัญญาณต่างกัน . . . . .	114
รูปที่ 6.33 ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเฟสที่เกิดจาก XPM ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ใน เส้นใยแสง SMF ด้วยความห่างระหว่างช่องสัญญาณแตกต่างกัน . . . . .	115
รูปที่ 6.34 ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเฟสที่เกิดจาก XPM ของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ใน เส้นใยแสง SMF ด้วยความห่างระหว่างช่องสัญญาณแตกต่างกัน . . . . .	116



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# บทที่ 1

## บทนำ

การสื่อสารแลกเปลี่ยนข้อมูลเป็นส่วนหนึ่งในชีวิตประจำวันของมนุษย์ ดังนั้นการพัฒนาคุณภาพของเทคโนโลยีการสื่อสารจึงได้รับความสนใจทั้งในเชิงปริมาณและเชิงคุณภาพจากนักวิจัยและผู้เชี่ยวชาญมากมาย วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นอีกส่วนหนึ่งที่ได้นำเสนอแนวทางในการพัฒนารูปแบบ และวิธีการซึ่งมีส่วนช่วยพัฒนาระบบการสื่อสารให้มีคุณภาพดีขึ้น โดยเนื้อหาในบทนี้ได้กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหาที่นำมาศึกษา จากนั้นได้เสนอแนวทางของวิทยานิพนธ์ วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ รวมไปถึงขั้นตอนการดำเนินงาน และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากวิทยานิพนธ์

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

นับวันเทคโนโลยีการสื่อสารโทรคมนาคมได้ทวีความสำคัญมากยิ่งขึ้นต่อชีวิตมนุษย์ ซึ่งจะเห็นได้จากการที่มนุษย์เราสามารถติดต่อสื่อสารไปยังสถานที่ไกลๆ ภายในไม่กี่วินาที หรือแม้แต่การสื่อสารแบบทั้งภาพและเสียงในเวลาเดียวกัน (Multimedia) แต่ทั้งนี้ทั้งนั้น การที่จะส่งสัญญาณผ่านจากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่งได้จำเป็นต้องมีตัวกลางในการนำพาสัญญาณข้อมูลไปถึงยังปลายทาง ตัวกลางที่ใช้ในการส่งสัญญาณโทรคมนาคมมีด้วยกันหลายประเภทให้เลือกใช้ โดยขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของแต่ละโครงข่าย ยกตัวอย่างเช่น ในโครงข่ายเล็กๆ ที่มีการใช้งานไม่มาก อาจจะเลือกใช้สายแลน (Local area network, LAN) หรือว่าในโครงข่ายเล็กๆ ที่มีการใช้งานอย่างมากอาจจะเลือกใช้ตัวกลางเป็นเส้นใยแสง (Optical fiber) หรือหากว่าเป็นโครงข่ายที่ไม่สามารถลากสายเชื่อมถึงกันได้ก็อาจจะเลือกใช้ตัวกลางเป็นสัญญาณไมโครเวฟ (Microwave signal) สำหรับโครงข่ายขนาดใหญ่หรือว่าเป็นการส่งสัญญาณระยะทางไกล โดยส่วนใหญ่จะเลือกใช้เส้นใยแสงเป็นตัวกลางในการส่งสัญญาณเพราะว่าเส้นใยแสงมีคุณสมบัติการลดทอนกำลังงานของสัญญาณต่ำและมีแบนด์วิดท์ในการส่งสัญญาณข้อมูลอย่างมาก ด้วยเหตุนี้จึงเหมาะกับโครงข่ายขนาดใหญ่หรือการส่งสัญญาณระยะไกล

ในอดีตที่ผ่านมา การส่งสัญญาณแสงผ่านเส้นใยแสงยังคงอยู่ในรูปแบบการมอดูเลตด้วยความเข้มแสง (Intensity Modulation) [1] และเหตุที่นิยมเลือกใช้วิธีการมอดูเลตเช่นนี้เพราะว่าความง่ายในหลักการความเข้าใจและอุปกรณ์ที่ใช้ก็ไม่มี ความยุ่งยากซับซ้อนมากนัก แต่ถึงอย่างไรก็ตาม ด้วยคุณสมบัติความไม่สลับซับซ้อนของการส่งสัญญาณด้วยวิธีการมอดูเลตทางความเข้ม



แสง ย่อมก่อให้เกิดขีดจำกัดของความสามารถบางอย่าง เช่น อัตราบิตข้อมูลที่ถูกจำกัดโดยอิทธิพลของ Dispersion และความไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinearity) ในเส้นใยแสง ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการวิจัยอย่างหลากหลายที่จะนำวิธีการมอดูเลตแบบต่างๆ มาศึกษาถึงความเป็นไปได้ในการนำมาใช้งานแทนการส่งสัญญาณโดยวิธีการมอดูเลตด้วยความเข้มแสง การมอดูเลตดีพีเอสเค (Differential phase-shifted keying, DPSK)[1],[2] จึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่พยายามนำมาแทนการส่งข้อมูลที่มีการมอดูเลตด้วยความเข้มแสง เมื่อประมาณ 1-2 ปีที่ผ่านมา ได้มีการพิสูจน์ถึงความได้เปรียบของการมอดูเลตดีพีเอสเคเทียบกับการมอดูเลตความเข้มแสงกันอย่างแพร่หลาย เช่น การมอดูเลตดีพีเอสเคสามารถส่งสัญญาณด้วยอัตราบิตข้อมูลได้สูงกว่าการมอดูเลตความเข้มแสงเพราะว่าการมอดูเลตดีพีเอสเคมีความทนทานต่อความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสงมากกว่าการมอดูเลตความเข้มแสง [1] และยังรวมไปถึงกำลังงานที่ใช้ส่งสัญญาณข้อมูลบิตหนึ่งและบิตศูนย์มีค่าเท่ากันดังนั้นจึงสามารถลดผลกระทบเนื่องจากรูปแบบการเรียงตัวของบิตข้อมูล (Bit pattern dependency) และการส่งสัญญาณที่ใช้การมอดูเลตดีพีเอสเคจะใช้กำลังงานสูงสุด (Peak power) ต่ำกว่า 3 dB ที่ทำให้ได้อัตราผิดพลาดบิตเท่ากัน[1],[2] นอกจากนี้ยังมีงานวิจัยที่แสดงถึงสมรรถนะของการมอดูเลตดีพีเอสเคเทียบกับการมอดูเลตความเข้มแสง [3]-[5] และยังมีงานวิจัยซึ่งได้กล่าวถึงการลดผลกระทบของ Kerr effect ที่มีความเกี่ยวข้องกับ Group-velocity dispersion (GVD) ของการมอดูเลตดีพีเอสเคเทียบกับการมอดูเลตความเข้มแสง [6]-[8] การมอดูเลตดีพีเอสเคได้มีการทดลองส่งสัญญาณในเส้นใยแสงอยู่หลากหลายรูปแบบ เช่น การส่งสัญญาณหลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่นขนาด  $38 \times 43$  Gbit/s ด้วยความห่างระหว่างช่องสัญญาณเป็น 50 GHz บนระยะทาง 300 km ทำให้ได้ค่า Q ของแต่ละช่องสัญญาณทางความยาวคลื่นไม่ต่ำกว่า 11 dB [9] การส่งสัญญาณที่ใช้การมอดูเลตดีพีเอสเคด้วยอัตราบิต 2.5 Tbit/s ( $64 \times 42.7$ ) ในระบบการมัลติเพล็กซ์ความยาวคลื่น เป็นระยะทาง 4,000 km [10] การทดลองเพื่อหาข้อจำกัดของการมอดูเลตดีพีเอสเคเนื่องจากสัญญาณรบกวนทางเฟสเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสง [11] และการทดลองเพื่อที่จะหาผลกระทบของความห่างระหว่างช่องสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทางเฟสในระบบแบบมัลติเพล็กซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น [12] เป็นต้น

อย่างไรก็ตาม แม้ว่าการมอดูเลตดีพีเอสเคจะมีข้อดีมากกว่าการมอดูเลตความเข้มแสง แต่เนื่องจากความยุ่งยากซับซ้อนกว่าของสัญญาณมอดูเลตความต่างเฟส จึงมีประเด็นต่างๆที่อาจจะทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณ เช่น ความไม่สมบูรณ์ของอุปกรณ์ต่างๆทางภาครับ เป็นต้น ความไม่เป็นอุดมคติในทางปฏิบัติของสัญญาณมอดูเลตความต่างเฟส [1],[2],[13]-[15] ทำให้คุณภาพของสัญญาณเสื่อมลง ดังนั้นเพื่อให้ทราบถึงผลกระทบต่างๆที่ทำให้คุณภาพของสัญญาณ



มอดูเลตความต่างเฟสสี่อีมลง การวิเคราะห์ประเด็นต่างๆที่ทำให้คุณภาพของสัญญาณสี่อีมลง จึงมีความสำคัญในการนำไปใช้ในทางปฏิบัติ

จากการวิจัยที่ผ่านมา ได้มีการวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ ทางภาครับกันอย่างกว้างขวาง [1],[2],[13]-[15] แต่ในทางตรงกันข้าม ยังมิได้มีการวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากการกระเพื่อมแอมพลิจูด (Amplitude fluctuation) ซึ่งอาจเกิดจากความไม่สมบูรณ์ของอุปกรณ์ส่งสัญญาณ เส้นใยแสง โดยเฉพาะอย่างยิ่งสัญญาณรบกวนทางแอมพลิจูดเนื่องจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณ [16] ในทางทฤษฎีหลักการสี่อีมลงสัญญาณทั่วไป การกระเพื่อมแอมพลิจูดมิได้ส่งผลต่อการส่งสัญญาณมอดูเลตแบบความต่างเฟส แต่สำหรับการส่งข้อมูลผ่านระบบเส้นใยแสงการกระเพื่อมแอมพลิจูดจะเหนี่ยวนำให้เกิดเฟสที่เปลี่ยนแปลงไปเพราะว่า Kerr effect จะทำให้เฟสของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปโดยขึ้นกับปริมาณกำลังของสัญญาณ ในงานวิจัย [17] ได้ทำการศึกษาผลกระทบของสัญญาณรบกวนทางเฟสเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของสัญญาณที่มอดูเลตด้วยความต่างเฟสและได้ข้อสรุปว่าเมื่อ Dispersion ในเส้นใยแสงมีค่าสูงจะทำให้ความผิดพลาดเฟสของสัญญาณมอดูเลตความต่างเฟสมีค่าน้อยลง นอกจากนี้ยังได้มีการทดลองถึงสัญญาณรบกวนทางเฟสที่มีผลต่อสัญญาณ Differential Quadrature Phase Shift Keying (DQPSK) [18]

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นจะเห็นได้ว่า การมอดูเลตสัญญาณความต่างเฟสให้ผลดีกว่าการมอดูเลตความเข้มแสงอย่างมาก ดังนั้นการศึกษาวិธีการลดผลกระทบของ Kerr ในการส่งสัญญาณด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคจึงเป็นสิ่งที่มีความสำคัญอย่างมากในการคำนึงถึงความสำคัญของแต่ละตัวแปรก่อนที่จะนำไปใช้งานจริง และในงานวิจัยที่ได้ศึกษาค้นคว้ามาแล้วนั้น ส่วนใหญ่จะคำนึงถึงผลของ Kerr effect เพียงอย่างเดียวโดยที่ยังมิได้มีการศึกษาถึงผลกระทบของ Kerr effect พร้อมกับ dispersion อย่างเป็นจริงเป็นจัง ด้วยเหตุนี้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมีจุดมุ่งหมายที่จะศึกษาวิธีลดผลกระทบของ Kerr ที่ส่งผลผ่านการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดทั้งในช่องสัญญาณเดี่ยวและการมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น โดยเริ่มแรก จะนำเสนอถึงทฤษฎีการลด Kerr effect ในระบบคลื่นพาห้ความถี่เดียวและคลื่นพาห้สองความถี่ หลังจากนั้นจะเป็นการสร้างแบบจำลองระบบการส่งบิตข้อมูลทางคอมพิวเตอร์ด้วยอัตราบิตข้อมูล 40 Gbit/s pseudo-random bit จำนวน 2,048 บิตในการสื่อสารทางไกล (Long-haul communication) เพื่อเปรียบเทียบผลการจำลองระบบด้วยค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ว่าให้ผลสอดคล้องกับการศึกษาในเชิงทฤษฎีมากหรือน้อยเพียงใดเพราะว่าในการสร้างแบบจำลองจะคำนึงถึงผลของอัตราบิตและความกว้างสัญญาณพัลส์เข้าไปด้วยซึ่งในทางทฤษฎีมิได้กล่าวถึงแต่อย่างใด

## 1.2 แนวทางของวิทยานิพนธ์

การออกแบบระบบสื่อสารสัญญาณให้ได้อัตราการส่งข้อมูลสูงสุดในระยะทางที่กำหนดเป็นเป้าหมายที่ทุกองค์กรคาดหวัง ดังนั้นการนำวิธีการมอดูเลตดีพีเอสเคมาใช้ในการสื่อสารสัญญาณจึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่จะเพิ่มประสิทธิภาพในการส่งข้อมูล หากจะกล่าวถึงการส่งสัญญาณแบบมอดูเลตดีพีเอสเคนั้น ในทางทฤษฎีบิตข้อมูลจะถูกมอดูเลตไปพร้อมกับเฟสของสัญญาณที่ส่งออกไปและกำลังงานในแต่ละบิตจะเท่ากันทุกบิต แต่ในความเป็นจริงทุกอุปกรณ์ในระบบมิได้มีความแม่นยำมากในการรักษาแอมพลิจูดของสัญญาณให้คงที่หรือมีขนาดเท่ากันทุกบิตได้ตลอดช่วงเวลาและแอมพลิจูดที่ไม่เท่ากันในแต่ละบิตหรือเรียกอีกอย่างว่าการกระเพื่อมแอมพลิจูดซึ่งอาจเกิดจากสัญญาณรบกวนที่สร้างขึ้นจากอุปกรณ์ในระบบสื่อสารสัญญาณโดยเฉพาะอุปกรณ์ขยายสัญญาณซึ่งจะเป็นสาเหตุหลักในการทำให้เฟสของสัญญาณแสงที่เดินทางในเส้นใยแสงผิดเพี้ยนไปด้วย Kerr effect ดังนั้นการวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้นเนื่องจากการกระเพื่อมของแอมพลิจูดจึงเป็นจุดเริ่มต้นของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

การวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสจะเริ่มจากการหาความสัมพันธ์เชิงคณิตศาสตร์ว่าการกระเพื่อมแอมพลิจูดจะส่งผลให้มีความผิดพลาดเฟสมากหรือน้อยเพียงใด เราแบ่งการวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสในทางทฤษฎีที่จะทำการวิจัยคั่นคว่าออกเป็นสองส่วนคือ ระบบที่ไม่มี การชดเชย Dispersion (Dispersion compensation) และระบบที่ทำการชดเชย Dispersion รวมไปถึงการวิเคราะห์ถึงความสำคัญของแต่ละตัวแปรที่มีอิทธิพลต่อความผิดพลาดเฟส นอกจากนี้การวิเคราะห์ความผิดพลาดทางเฟสยังสามารถนำมาใช้ในการออกแบบระบบที่มีการมัลติเพล็กซ์ความยาวคลื่นเพื่อให้ได้ความห่างระหว่างช่องสัญญาณน้อยที่สุด

## 1.3 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

1. วิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณผ่านปรากฏการณ์ Kerr effect ในระบบสื่อสารสัญญาณทางแสงที่ใช้การมอดูเลตดีพีเอสเคทั้งระบบแบบช่องสัญญาณเดี่ยวและแบบมัลติเพล็กซ์หลายช่องสัญญาณ
2. ศึกษาวิธีลดผลของ Kerr effect ในการสื่อสารสัญญาณแบบช่องสัญญาณเดี่ยวที่ใช้การมอดูเลตดีพีเอสเค
3. ศึกษาการสื่อสารสัญญาณแบบมัลติเพล็กซ์เชิงความยาวคลื่นที่ใช้การมอดูเลตดีพีเอสเค (WDM-DPSK) เพื่อลดผลของ Kerr effect จนทำให้ได้ความห่างระหว่างช่องสัญญาณน้อยที่สุด (Minimized channel spacing)

#### 1.4 ขั้นตอนดำเนินงาน

1. ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวกับการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสง
2. ศึกษาถึงวิธีการมอดูเลตสัญญาณดีพีเอสเคในการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสง
3. วิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการกระเพื่อมของแอมพลิจูดในทางทฤษฎีสำหรับระบบที่ไม่มีและไม่มี การชดเชย Dispersion
4. สรุปผลการวิเคราะห์เชิงทฤษฎีว่าตัวแปรใดสามารถลดผลของ Kerr ได้ในการสื่อสารสัญญาณแบบช่องสัญญาณเดียว
5. สร้างแบบจำลองการส่งข้อมูลช่องสัญญาณเดียวเพื่อที่จะทดสอบทฤษฎีข้างต้น
6. วิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการกระเพื่อมของแอมพลิจูดในระบบการมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น
7. สรุปผลการวิเคราะห์เชิงทฤษฎีว่าตัวแปรใดสามารถลดผลของ Kerr ได้ในการสื่อสารสัญญาณแบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น
8. สร้างแบบจำลองการส่งข้อมูลแบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่นเพื่อที่จะทดสอบทฤษฎีข้างต้น
9. วิเคราะห์ผลจากแบบจำลองและผลในทางทฤษฎีว่าสอดคล้องกันหรือไม่อย่างไร และถ้าไม่สอดคล้องจะมีการอธิบายอย่างสมเหตุสมผลว่าสาเหตุใดผลลัพธ์ที่ออกมาจึงไม่สอดคล้องกับทฤษฎี
10. เรียบเรียงรายงานวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์

#### 1.5 ขอบเขตวิทยานิพนธ์

1. สร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับการส่งสัญญาณที่ใช้การมอดูเลตดีพีเอสเคผ่านเส้นใยแสงโดยใช้ระเบียบวิธี Split step Fourier ในการแก้สมการ Nonlinear Schrödinger (NLS) เพื่อนำมาใช้ในการพิสูจน์ทฤษฎีว่าสอดคล้องกันหรือไม่
2. ผลของความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสงที่ใช้ในแบบจำลองจะเป็นปรากฏการณ์ของ Kerr เท่านั้น
3. ในแบบจำลองระบบจะเป็นระบบที่มีการชดเชย Dispersion ที่มีความเป็นอุดมคติของ Dispersion Compensation Unit (DCU) ซึ่งจะไม่มีผลของความยาวของเส้นใยแสงและการลดทอนสัญญาณใน DCU

4. คุณภาพการรับของแบบจำลองมีความเป็นอุดมคติโดยมิได้นำผลของสัญญาณรบกวนในคุณลักษณะรับมาคำนวณเพราะว่าเพื่อจะดูผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นระหว่างที่สัญญาณเดินทางในเส้นใยแสงเท่านั้น
5. อัตราบิตที่ใช้ในแบบจำลองเป็น 40 Gbit/s ในการส่งสัญญาณช่องสัญญาณเดี่ยวและ 40 Gbit/s/channel สำหรับแบบมัลติเพล็กซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น
6. วัฏจักรหน้าที่ (Duty cycle) ในแบบจำลองเป็น 33%-Return-to-Zero (RZ) และ 66%-RZ

#### 1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ความรู้เกี่ยวกับการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงในระบบการมอดูเลตสัญญาณดีพีเอสเค
2. วิธีการลดผลของ Kerr ในระบบการมอดูเลตดีพีเอสเคให้มีประสิทธิภาพสูงสุดทั้งแบบช่องสัญญาณเดี่ยวและแบบการมัลติเพล็กซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น เพื่อนำไปประยุกต์ใช้ในการติดตั้งหรือการทดสอบระบบการมอดูเลตดีพีเอสเค
3. บทความวิชาการตีพิมพ์ในที่ประชุมวิชาการระดับนานาชาติ

## บทที่ 2

### ทฤษฎีการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงพื้นฐาน

เนื้อหาของทฤษฎีที่กล่าวถึงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งออกเป็น 3 ส่วน ซึ่งในส่วนแรกจะกล่าวถึง ระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงขั้นพื้นฐาน การส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงในระยะไกล รวมไปถึงการแนะนำให้รู้จักว่าอุปกรณ์ที่จำเป็นต้องมีในระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงอย่างคร่าวๆ สำหรับส่วนที่ 2 เป็นการแนะนำถึงทฤษฎีการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสง การกล่าวถึงผลกระทบต่างๆที่มีต่อสัญญาณในการเดินทางผ่านเส้นใยแสงซึ่งได้แก่ Kerr effect และ Dispersion สำหรับในส่วนที่ 3 เป็นการแนะนำให้รู้จักวิธีการมอดูเลตสัญญาณทางแสงซึ่งประกอบด้วย การมอดูเลตความเข้มแสงและการมอดูเลตดีพีเอสเค รวมไปถึงการเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียระหว่างการมอดูเลตของสองประเภทนี้อีกด้วย

#### 2.1 ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสง

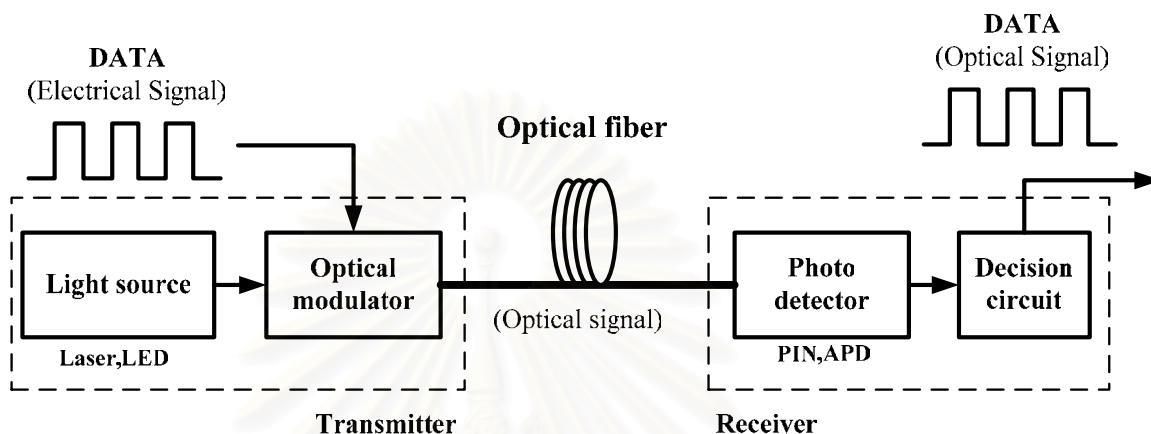
ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสงโดยทั่วไปสามารถแสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.1 ซึ่งจะประกอบด้วยองค์ประกอบหลักๆ คือ อุปกรณ์ส่งสัญญาณแสง (Optical transmitter) เส้นใยแสง (Optical fiber) และอุปกรณ์รับสัญญาณแสง (Optical receiver)

การมอดูเลตสัญญาณแสงมีอยู่ สองประเภทหลักๆ คือ การมอดูเลตภายนอก (External modulation) [19] ซึ่งประกอบด้วยแหล่งกำเนิดแสง (Light source) และ อุปกรณ์มอดูเลตสัญญาณ (Modulator) แยกออกจากกัน ส่วนอีกประเภทจะเป็นการมอดูเลตโดยตรง (Direct modulation) [19] ซึ่งแหล่งกำเนิดแสงและอุปกรณ์มอดูเลตสัญญาณจะรวมอยู่เป็นอุปกรณ์เพียงชุดเดียว

เส้นใยแสงทำหน้าที่เป็นตัวกลางในการนำสัญญาณแสงจากต้นทางไปยังปลายทาง เส้นใยแสงที่ใช้งานอยู่จะเป็นแบบ Single mode fiber (SMF) ซึ่งมีราคาสูง แต่มีค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนต่ำ (Attenuation coefficient) แบบ Multi-mode fiber (MMF) ซึ่งมีราคาถูกกว่า SMF แต่ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนสูงกว่า SMF แบบ Dispersion-shifted fiber (DSF) ซึ่งจะมีคุณสมบัติพิเศษคือ ณ ความยาวคลื่น zero dispersion จะเป็นค่าเดียวกับความยาวคลื่นที่ให้ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนกำลังงานต่ำที่สุด (1550 nm) และ Non-zero Dispersion-shifted fiber (NZDSF) ซึ่งมีคุณสมบัติเหมาะที่จะใช้ในระบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น



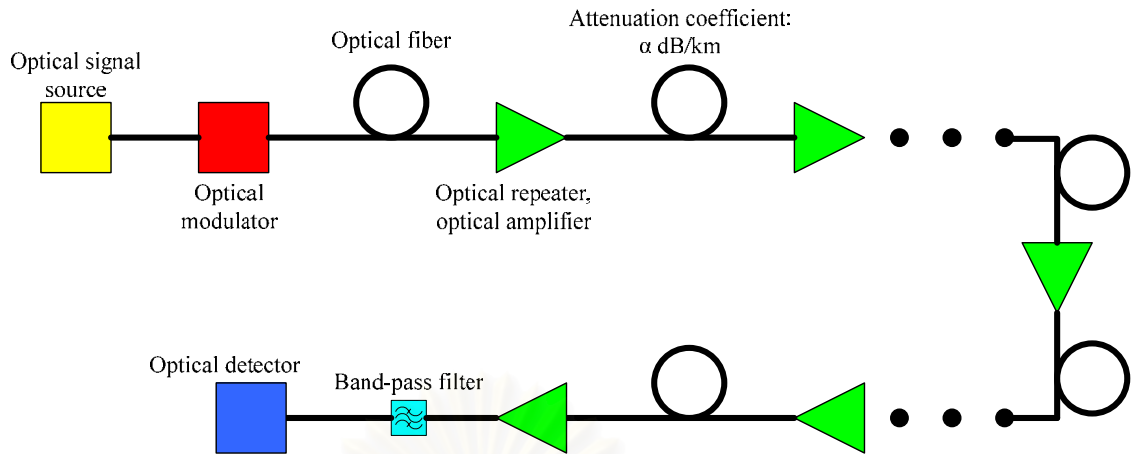
อุปกรณ์รับสัญญาณแสง ประกอบด้วยอุปกรณ์สองชนิดคือ อุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณแสง (Photo detector) ซึ่งทำหน้าที่แปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า โดยทั่วไปจะใช้เป็น PIN (Positive, intrinsic, negative junctions) และ APD (Avalanche photodiode) ส่วนองค์ประกอบที่สองของอุปกรณ์รับสัญญาณแสงคือ วงจรตัดสินใจ (Decision circuit) ทำหน้าที่ตัดสินใจว่าสัญญาณขาออกควรจะเป็นบิต '0' หรือ '1' ซึ่งขึ้นอยู่กับค่า Decision threshold ภายในวงจรตัดสินใจ



รูปที่ 2.1 ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง

สำหรับระบบการส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแสงระยะไกล (Long-haul transmission system) แสดงให้เห็นในรูปที่ 2.2 จะเห็นได้ว่ามีอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง (Optical amplifier) หรืออุปกรณ์ทวนสัญญาณ (Repeater) วางคั่นระหว่างทางเป็นช่วงๆ เนื่องจากการสูญเสียกำลังงานที่เกิดขึ้นในเส้นใยแสงโดยจะขึ้นอยู่กับค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณทางแสงในแต่ละย่านความยาวคลื่น (Optical attenuation coefficient:  $\alpha$  dB/km) ทำให้กำลังงานสัญญาณแสงลดลงและอาจจะเป็นผลให้อุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณแสง (Optical detector) ไม่สามารถตรวจจับกำลังงานแสงได้ สำหรับค่ากำลังงานต่ำสุดที่อุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณแสงจะสามารถแปลงกำลังงานแสงเป็นกำลังงานไฟฟ้าได้คือค่าความไว (Sensitivity) ซึ่งขึ้นอยู่กับแต่ละชนิดของอุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณ





รูปที่ 2.2 ระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงในระยะทางไกล

## 2.2 ทฤษฎีการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสง

เนื่องจากสัญญาณแสงเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าชนิดหนึ่ง ดังนั้นสมการต่างๆที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณแสงย่อมมีความสัมพันธ์กับสมการของ Maxwell โดยเริ่มต้นจากสมการความหนาแน่นกระแสและสมการความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก จนท้ายที่สุด จะได้สมการการเดินทางของสัญญาณแสงในเส้นใยแสงเป็นไปดังสมการ (2.1) ซึ่งมีชื่อเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า Nonlinear Schrödinger equation (NLSE) [20],[21]

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

โดยที่  $A$  เป็น Envelope ของสัญญาณ  $\alpha$  เป็นค่าสัมประสิทธิ์การลดทอน  $\beta_2$  เป็นค่า Group-velocity dispersion (GVD)  $\gamma$  เป็นค่าสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear coefficient)  $z$  เป็นระยะทางที่สัญญาณแสงเดินทางในเส้นใยแสง และ  $T$  เป็นกรอบเวลาที่เคลื่อนที่ไปพร้อมกับความเร็วกลุ่ม ( $v_g$ ) ซึ่งสามารถแสดงดังในสมการ (2.2)

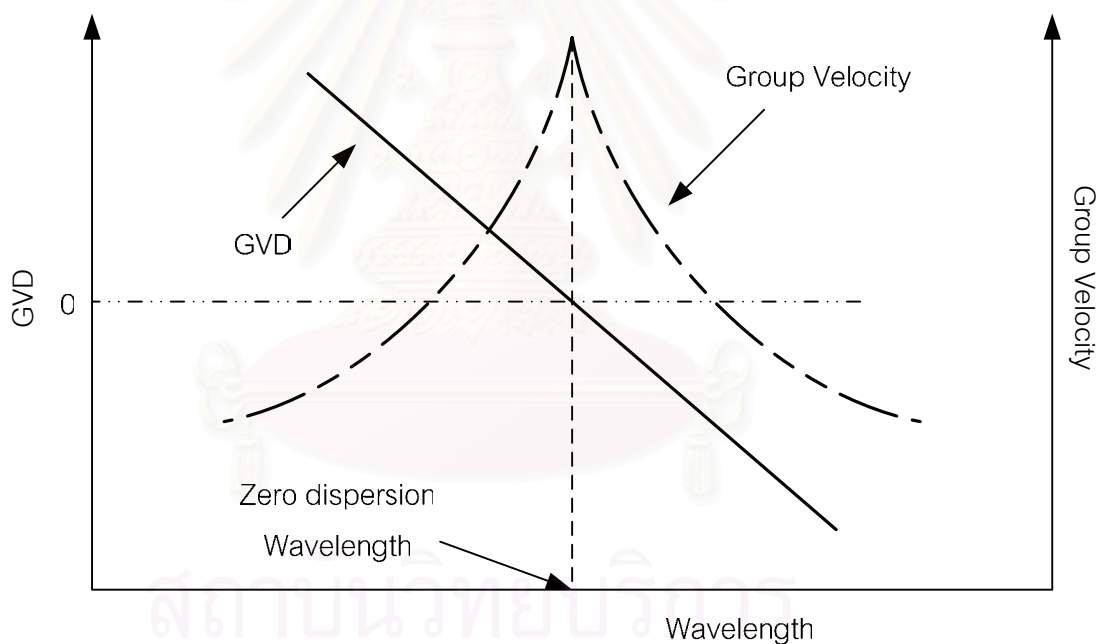
$$T = t - \frac{z}{v_g} \quad (2.2)$$

ในพจน์ทางขวามือของสมการ (2.1) แสดงถึงปัจจัยที่มีผลต่อสัญญาณ  $A$  ซึ่งประกอบด้วย การลดทอนสัญญาณ ( $\alpha$ ) เมื่อสัญญาณเดินทางไปในเส้นใยแสงจะทำให้กำลังงานของสัญญาณแสงลดต่ำลงและเราสามารถชดเชยกำลังงานของสัญญาณได้ด้วยอุปกรณ์ขยายสัญญาณแสง สำหรับพจน์ที่สองทางขวามือของสมการ (2.1) คือ GVD ( $\beta_2$ ) เป็นผลให้สัญญาณพัลส์ขยายกว้างออก สำหรับพจน์สุดท้ายทางขวามือของสมการ (2.1) คือ ผลของปรากฏการณ์ Kerr ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ไม่เป็นเชิงเส้นภายในเส้นใยแสงซึ่งจะทำให้เฟสของสัญญาณแสงเปลี่ยนแปลงไป

ตามระยะทางและส่งผลให้สเปกตรัมของสัญญาณขยายออก ความรุนแรงของปรากฏการณ์ Kerr ในเส้นใยแสงจะขึ้นอยู่กับกำลังงานสูงสุด (Peak power) ของสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสง เพื่อที่จะดูผลกระทบแต่ละปัจจัยในสมการ (2.1) ต่อสัญญาณ เราสามารถแยกคิดผลของปัจจัยต่างๆ ที่มีผลต่อสัญญาณได้ในหัวข้อถัดไป ดังนี้

### 2.2.1 Group velocity dispersion (GVD)

โดยทั่วไป Dispersion ที่เกิดขึ้นในเส้นใยแสง มีสองประเภทด้วยกัน คือ Inter-modal dispersion สำหรับ MMF และ Chromatic dispersion สำหรับ SMF ในการส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแสงระยะไกล เราจะเลือกใช้ SMF เพราะว่า SMF สามารถส่งข้อมูลด้วยอัตราบิตที่สูงกว่าเนื่องจากแบนด์วิดท์ในการส่งข้อมูลกว้างกว่ารวมไปถึงอัตราการสูญเสียกำลังงานที่น้อยกว่า ดังนั้น Dispersion ที่ส่งผลกับระบบจะเป็นแบบ Chromatic dispersion



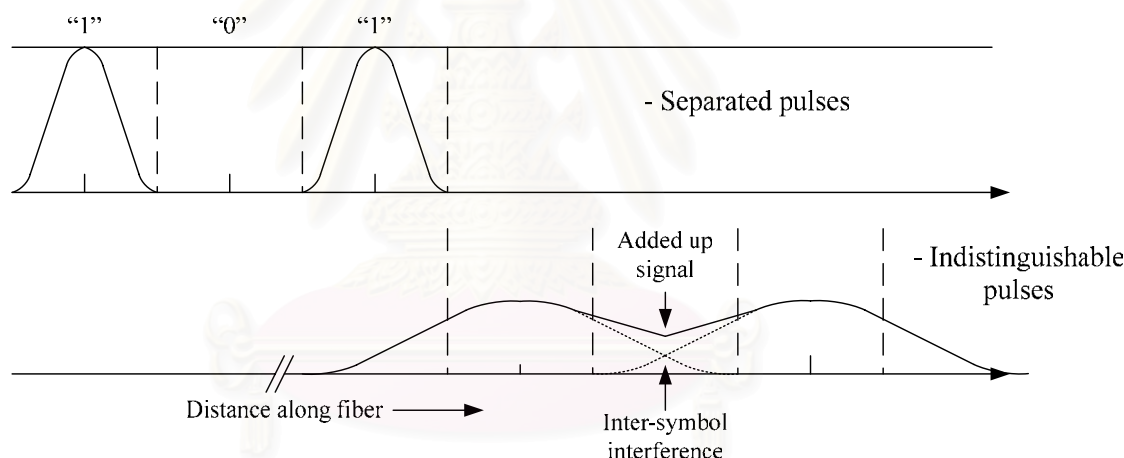
รูปที่ 2.3 การแจกแจงของความเร็วกลุ่มและ GVD เทียบกับความยาวคลื่น

Chromatic dispersion เกิดจากคุณสมบัติของความเร็วกลุ่มมีค่าไม่เท่ากันในแต่ละความยาวคลื่น ทำให้สัญญาณพัลส์ที่ประกอบด้วยหลายความยาวคลื่นเดินทางมาถึงปลายทางไม่พร้อมกัน เป็นผลให้สัญญาณพัลส์ที่ปลายทางขยายออก รูปที่ 2.3 แสดงถึงตัวอย่างการแจกแจงความเร็วกลุ่มและ GVD เทียบกับความยาวคลื่นซึ่งเห็นได้ว่าความเร็วกลุ่มของแต่ละความยาวคลื่นมีค่าแตกต่างกันและจะมีค่าสูงสุดที่ Zero-dispersion wavelength

เราสามารถแบ่งช่วงของ Dispersion ในรูปที่ 2.3 ออกเป็น 3 ช่วงได้แก่ Normal dispersion ( $\beta_2 > 0$ ) Anomalous dispersion ( $\beta_2 < 0$ ) และ Zero dispersion ( $\beta_2 = 0$ ) [21]

GVD จะมีอิทธิพลต่อคุณภาพของสัญญาณพัลส์อย่างมากในกรณีที่มีการส่งสัญญาณพัลส์เป็นขบวนออกไปในเส้นใยแสงเป็นระยะทางไกลๆ และสัญญาณพัลส์ที่อยู่ติดกันจะมีโอกาสเลื่อมกันมากขึ้น (Overlap) จนทำให้เกิด Inter-symbol interference (ISI) และอาจจะทำให้เกิดความผิดพลาดในการตัดสินใจ (Error decision) ว่าสัญญาณแสงที่วิ่งเข้ามาควรจะเป็น บิต '1' หรือ บิต '0' ซึ่งแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.4

รูปที่ 2.4 แสดงถึงการเกิด ISI ที่เกิดจากการขยายตัวของสัญญาณพัลส์ โดยเริ่มแรกส่งสัญญาณแบบมอดูเลตความเข้มแสงด้วยบิต '1', '0', '1' ตามลำดับ สัญญาณพัลส์ระหว่างบิตแยกออกจากกันอย่างชัดเจน เมื่อสัญญาณพัลส์เดินทางในเส้นใยแสงผลของ GVD ทำให้สัญญาณพัลส์ขยายออก จนกระทั่งเกิด ISI ผลของ ISI ทำให้กำลังงานของสัญญาณในช่วงเวลา (Time slot) บิต '0' เพิ่มขึ้น และอาจทำให้ตรวจจับสัญญาณผิดพลาดจากบิต '0' กลายเป็นบิต '1' หากว่าสัญญาณที่เพิ่มขึ้นมาเลยค่าขอบเขตที่เครื่องตรวจจับสัญญาณกำหนดไว้



รูปที่ 2.4 การแสดงการเกิด Inter-symbol interference

## 2.2.2 Kerr effect

เนื่องจากภายในเส้นใยแสงจะมีความแตกต่างของค่าดัชนีหักเห (Refractive index) ระหว่างสองมิติใดๆ ที่ตั้งฉากกัน (Birefringence) สมมติว่าเป็นแกน x และแกน y ตามลำดับ Kerr effect เป็นปรากฏการณ์ที่ทำให้ค่าดัชนีหักเห เปลี่ยนแปลงไปตามกำลังงาน โดยทั้งแกน x และแกน y ต่างก็มีการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีหักเหที่ไม่เท่ากันด้วยเช่นกัน และจะทำให้เฟสของสัญญาณที่ปลายทางมีการเปลี่ยนแปลงไปโดยขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณ เฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงไปโดยที่มีขนาดขึ้นอยู่กับกำลังงานเรียกว่า การเลื่อนเฟสอย่างไม่เป็นเชิงเส้น

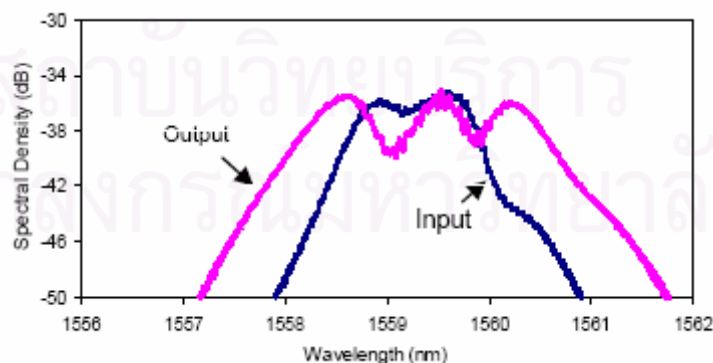
(Nonlinear phase shift) เราสามารถแบ่งปรากฏการณ์ Kerr effect ที่มีผลต่อสัญญาณเดินทางในระบบเส้นใยแสงออกเป็นสามประเภทคือ Self-phase modulation (SPM) Cross-phase modulation (XPM) และ Four-wave mixing (FWM)

### 2.2.2.1 SPM

SPM เป็นปรากฏการณ์หนึ่งที่เป็นผลเนื่องมาจากปรากฏการณ์ Kerr กำหนดให้  $\phi_{NL}(z, T)$  เป็นเฟสของสัญญาณที่เลื่อนไปเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้น สำหรับ SPM นั้น เฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนไปขึ้นอยู่กับกำลังงานแสงในตัวสัญญาณ เมื่อ  $\phi_{NL}(z, T)$  เปลี่ยนแปลงเมื่อเทียบกับหน่วยเวลา ทำให้เกิดเป็น Frequency chirp ขึ้นมา  $\left( \Delta\omega_{NL} = \frac{\partial\phi_{NL}(z, T)}{\partial T} \right)$  ซึ่งเป็นผลทำให้สเปกตรัม (Spectrum) ของสัญญาณขยายออกและเฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนไปจะถูกเหี่ยวนามากที่สุด บริเวณตรงกลางสัญญาณพัลส์ซึ่งเป็นบริเวณที่มีปริมาณกำลังงานแสงสูงสุด

$$\phi_{NL, \max} = z_{eff} P_0 \gamma \quad (2.3)$$

โดยที่  $P_0$  เป็นกำลังงานของสัญญาณพัลส์  $\phi_{NL, \max}$  เป็นเฟสที่เลื่อนออกไปมากที่สุด ณ บริเวณตรงกลางสัญญาณพัลส์ และ  $z_{eff} = \frac{1 - \exp(-\alpha z)}{\alpha}$  เป็นความยาวประสิทธิผลเนื่องจากการลดทอนของสัญญาณในเส้นใยแสง รูปที่ 2.5 แสดงถึงการขยายออกสเปกตรัมของสัญญาณพัลส์เนื่องจาก SPM เห็นได้ว่าสเปกตรัมสัญญาณจะแตกออกในส่วนบนและขยายออกทางด้านข้าง การที่สเปกตรัมสัญญาณขยายออกมากกว่า 1 nm (มากกว่า 100 GHz ที่ 1550 nm) เพราะว่าการกำลังงานสัญญาณที่เลือกใช้สูงมากรวมไปถึงเส้นใยแสงมีค่าสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นสูงมากด้วยเช่นกันจึงส่งผลให้ SPM ส่งผลต่อสเปกตรัมสัญญาณอย่างรุนแรง



รูปที่ 2.5 การขยายออกสเปกตรัมของสัญญาณพัลส์เนื่องจาก SPM ในเส้นใยแสงที่มีสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นสูงมาก

### 2.2.2.2 XPM

เป็นการเหนี่ยวนำเฟสให้เปลี่ยนไปโดยสัญญาณพัลส์อีกช่องสัญญาณหนึ่งที่มีความถี่หรือความยาวคลื่นต่างกัน ส่วนใหญ่มักจะพบปัญหาในระบบการส่งสัญญาณแบบมัลติเพลกซ์ความยาวคลื่น ความรุนแรงของ XPM ที่เกิดขึ้นต่อสัญญาณพัลส์จะทวีความรุนแรงเป็นสองเท่าเมื่อเทียบกับกรณีของ SPM เราสามารถกล่าวถึงสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ถูกเหนี่ยวนำมากที่สุดบริเวณตรงกลางสัญญาณพัลส์ซึ่งเป็นบริเวณที่มีกำลังงานสูงสุดได้ดังนี้

$$\phi_{NL,max} = z\gamma(P_0 + 2P_1) \quad (2.4)$$

โดยที่  $P_1$  เป็นกำลังงานของสัญญาณพัลส์อีกช่องสัญญาณหนึ่ง ในสมการ (2.4)  $z\gamma P_0$  เป็นสัญญาณรบกวนทางเฟสที่เกิดจาก SPM และ  $2z\gamma P_1$  เป็นสัญญาณรบกวนทางเฟสที่เกิดจาก XPM นอกจากนี้ XPM จะทำให้สเปกตรัมของสัญญาณแต่ละช่องสัญญาณขยายออกจนกระทั่งอาจเกิดการเลื่อมกันทางความยาวคลื่นสำหรับสเปกตรัมของช่องสัญญาณที่อยู่ติดกันในระบบการส่งสัญญาณแบบมัลติเพลกซ์ความยาวคลื่นและอาจทำให้สัญญาณผิดเพี้ยนไป นอกจากนี้ XPM จะมีประสิทธิภาพต่อสัญญาณก็ต่อเมื่อสองสัญญาณพัลส์ที่มีความถี่ต่างกันเดินทางไปด้วยกันในเส้นใยแสง แต่ในทางปฏิบัติสัญญาณพัลส์ดังกล่าวไม่สามารถเดินทางไปด้วยกันได้อย่างสมบูรณ์เพราะว่ามีความเร็วกลุ่มแตกต่างกัน จึงทำให้ประสิทธิภาพ XPM ลดต่ำลงไม่เต็มที่เหมือนอย่างเช่น SPM

### 2.2.2.3 FWM

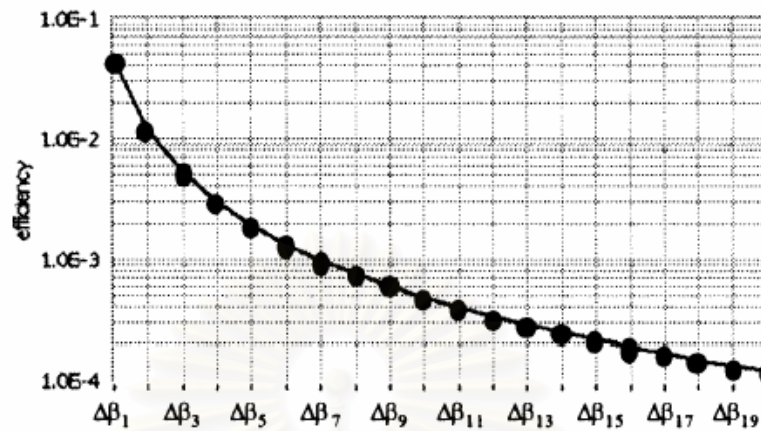
เป็นการกำเนิดสัญญาณพัลส์ความถี่ใหม่ขึ้นมา โดยเกิดจากสัญญาณพัลส์หลายๆช่องสัญญาณที่มีความถี่ต่างๆกันมาผสมผสานกัน สำหรับการเกิดสัญญาณความถี่ใหม่ ( $f_4$ ) จากสัญญาณความถี่  $f_1, f_2, f_3$  ซึ่งเป็นไปตามสมการ (2.5)

$$f_4 = f_1 + f_2 - f_3 \quad (2.5)$$

และเงื่อนไขของการจับคู่เฟส (Phase matching condition) ดังนี้  $k_4 = k_1 + k_2 - k_3$  โดยที่  $k_n$  เป็นค่าคงตัวเฟส ณ ความถี่ที่  $n$  ดังนั้นประสิทธิภาพของ FWM ในการก่อกำเนิดสัญญาณความถี่ใหม่ จึงขึ้นอยู่กับว่าจะสามารถทำให้เกิดการจับคู่เฟสได้อย่างสมบูรณ์หรือไม่ รูปที่ 2.6 แสดงถึงประสิทธิภาพ FWM เทียบกับ Phase mismatch parameter ( $\Delta\beta_n$ ) จะเห็นได้ว่าแนวโน้มประสิทธิภาพของ FWM ที่เกิดขึ้นจะลดน้อยลงตาม  $\Delta\beta_n$  ที่เพิ่มขึ้น นอกจากนี้ประสิทธิภาพของ FWM ยังขึ้นอยู่กับค่า Dispersion ของแต่ละเส้นใยแสงอีกด้วย รูปที่ 2.7 แสดงให้เห็นถึงว่าเมื่อค่า Dispersion ของเส้นใยแสงเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ประสิทธิภาพการก่อกำเนิดสัญญาณความถี่ใหม่

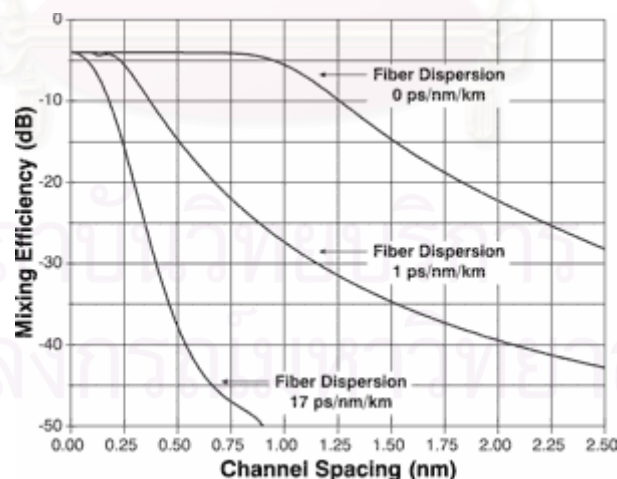


เนื่องจาก FWM ลดน้อยลงและประสิทธิภาพของ FWM จะมากที่สุดก็ต่อเมื่ออยู่ที่ความยาวคลื่นที่ให้ค่า dispersion เป็นศูนย์



รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพ FWM ตามฟังก์ชันของ Phase mismatch [22]

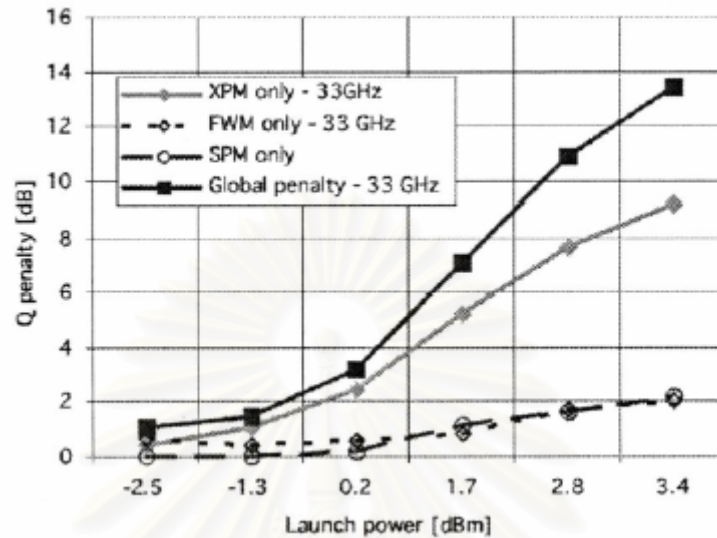
ผลของ FWM ในกรณีของช่องสัญญาณเดียว เรียกว่า Intra-channel FWM (IFWM) จะทำให้สัญญาณพัลส์ที่กระจายออกมาถ่ายเทกำลังงานซึ่งกันและกันจนทำให้เกิด Ghost pulse ขึ้นมาใน OOK สำหรับผลของ FWM ในกรณีของหลายช่องสัญญาณ จะมีสัญญาณความถี่ใหม่เกิดขึ้นมา และจะมีความรุนแรงเมื่อความถี่ใหม่ที่เกิดขึ้นมาทับซ้อนหรือว่าเชื่อมกับความถี่ของสัญญาณข้อมูลที่มีอยู่ ซึ่งจะทำให้เกิดความผิดพลาดของข้อมูลขึ้น แต่ว่าผลที่เกิดขึ้นเนื่องจาก FWM จะมีความรุนแรงน้อยกว่า XPM อย่างมาก



รูปที่ 2.7 ประสิทธิภาพของ FWM ที่เกิดขึ้นตามฟังก์ชันของความห่างระหว่างช่องสัญญาณด้วยค่า Dispersion ของเส้นใยแสงแต่ละชนิด



รูปที่ 2.8 แสดงถึงการเปรียบเทียบความรุนแรงระหว่าง XPM SPM และ FWM ในการมัลติเพล็กซ์หลายช่องสัญญาณตามฟังก์ชันของกำลังงานในแต่ละช่องสัญญาณ จะเห็นได้ว่า XPM จะมีความรุนแรงมากกว่าทั้ง SPM และ FWM



รูปที่ 2.8 Q-Penalties ในระบบการมัลติเพล็กซ์หลายช่องสัญญาณตามฟังก์ชันของกำลังงานสัญญาณต่อช่องสัญญาณ [23]

## 2.3 การมอดูเลตสัญญาณทางแสง (Optical modulation)

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอหลักการมอดูเลตสัญญาณแสง 2 วิธีคือ การมอดูเลตความเข้มแสง (หรือ On-off keying: OOK) และการมอดูเลตดีพีเอสเคซึ่งทั้งสองวิธีมีความแตกต่างกันอย่างมากโดยเฉพาะความยุ่งยากซับซ้อนและความทนทานต่อสัญญาณรบกวนต่างๆ โดยพื้นฐานแล้วการมอดูเลตความเข้มแสงนิยมใช้กันมาตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันเพราะว่าความไม่ยุ่งยากซับซ้อนทั้งอุปกรณ์ทางด้านส่งและทางด้านรับ แต่เมื่อไม่นานนี้ ได้มีงานวิจัยอย่างหลากหลาย [3]-[8] ที่กล่าวถึงข้อดีของการมอดูเลตดีพีเอสเคทางแสงเมื่อเทียบกับการมอดูเลตความเข้มแสง อาทิ เช่น ความทนทานต่อความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสง กำลังงานในการส่งสัญญาณที่ไม่ได้ขึ้นอยู่กับความเร็วของบิตข้อมูลทำให้ผลของสัญญาณรบกวนทางเฟสที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นมีค่าเท่ากันทุกบิต[1],[2] เป็นต้น

### 2.3.1 การมอดูเลตทางความเข้มแสง

ในการมอดูเลตความเข้มแสง สัญญาณข้อมูลจะถูกแทนที่ด้วยระดับกำลังงานทางแสง สัญญาณดิจิทัล (Digital signal) ที่เป็น '1' จะถูกแทนที่ด้วยระดับกำลังงานค่าหนึ่ง และ

สัญญาณดิจิทัลที่เป็น '0' ก็จะถูกแทนที่ด้วยระดับกำลังงานอีกค่าหนึ่ง โดยทั่วไปสัญญาณดิจิทัลที่เป็น '0' จะถูกแทนที่ด้วยระดับกำลังงานศูนย์หรืออาจเรียกได้ว่าไม่ได้ส่งสัญญาณออกไปในช่วงเวลาที่มีสัญญาณขาเข้า (Input signal) เป็นสัญญาณดิจิทัล '0' สำหรับวงจรมอดูเลตความเข้มแสง จำเป็นต้องมีค่าขอบเขตการตัดสินใจเพื่อจะตัดสินใจว่ากำลังงานของสัญญาณที่เดินทางเข้ามาทางภาครับควรจะเป็นบิต '0' หรือบิต '1' โดยทั่วไปค่าขอบเขตการตัดสินใจจะเป็นค่ากึ่งกลางระหว่างค่าเฉลี่ยกำลังงานของบิต '1' และค่าเฉลี่ยกำลังงานของบิต '0' เราสามารถกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าข้อมูลของการมอดูเลตสัญญาณด้วยความเข้มแสงจะอยู่ที่กำลังงานของสัญญาณที่ถูกส่งออกไป ดังนั้นหากว่ามีสัญญาณมารบกวนทำให้ระดับกำลังงานผิดเพี้ยนและถ้าสัญญาณรบกวนเหล่านั้นมีความแรงเกินกว่าค่าขอบเขตการตัดสินใจจะเป็นเหตุให้ข้อมูลที่รับเข้ามามีการตีความผิดพลาดไป เนื่องจากว่าสัญญาณรบกวนที่เข้ามาในระบบเป็นแบบสุ่มและเราไม่สามารถระบุได้ว่า ณ เวลาหนึ่งๆ ความแรงของสัญญาณรบกวนที่เข้ามาจะมากหรือน้อยเพียงใด ดังนั้นการกล่าวถึงคุณภาพสัญญาณในระบบใดๆ เราจะแสดงอยู่ในรูปแบบของความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดในการตีความข้อมูลหรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า อัตราผิดพลาดบิต (Bit error rate)

### 2.3.2 การมอดูเลตดีพีเอสเค

กำลังงานของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบดีพีเอสเคจะมีปริมาณเท่ากันหมดไม่ว่าจะเป็นบิต '0' หรือบิต '1' และการมอดูเลตสัญญาณทางภาคส่งจะมีการป้อนสัญญาณดิจิทัลผลต่างทางเฟสเข้าสู่อุปกรณ์มอดูเลตเฟสทำให้เฟสของสัญญาณขาออกสำหรับบิต '0' จะเป็นเฟส  $\pi$  ส่วนเฟสของสัญญาณขาออกสำหรับบิต '1' จะเป็นเฟสศูนย์ [1],[2] สำหรับทางภาครับจะใช้วิธีการเปรียบเทียบความต่างเฟสระหว่างสัญญาณบิตที่อยู่ติดกัน จึงเป็นข้อดีของการมอดูเลตดีพีเอสเคที่ไม่จำเป็นต้องมีการอ้างอิงเฟสระหว่างอุปกรณ์ส่งสัญญาณและอุปกรณ์ทางภาครับ ซึ่งการมอดูเลตดีพีเอสเคนี้จำเป็นต้องมีส่วนที่ทำหน้าที่ในการประวิงเวลาสัญญาณในช่วงเวลาหนึ่งบิต (1-bit delay) เพื่อทำหน้าที่ในส่วนของการเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณบิตที่อยู่ติดกัน [1],[2],[13]-[15]

สัญญาณบิตข้อมูลของการมอดูเลตดีพีเอสเคจะอยู่ที่เฟสของสัญญาณ ดังนั้นสัญญาณรบกวนทางเฟสจึงเป็นส่วนสำคัญในการทำให้คุณภาพของสัญญาณข้อมูลเสื่อมลง โดยทฤษฎีแล้วสัญญาณรบกวนทางแอมพลิจูดจะไม่มีผลกระทบต่อคุณภาพสัญญาณที่มอดูเลตดีพีเอสเค แต่เพราะว่า Kerr effect ที่เกิดขึ้นในเส้นใยแสงจะเหนี่ยวนำสัญญาณรบกวนทางแอมพลิจูดให้กลายเป็นสัญญาณรบกวนทางเฟส โดยทั่วไปแล้วสัญญาณรบกวนทางแอมพลิจูดนั้นอาจเกิดจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง อุปกรณ์ส่งสัญญาณทางแสง หรือแม้แต่ภายในของเส้นใยแสง ซึ่ง

จะเห็นได้ว่ามีความเป็นไปได้อย่างมากเมื่อสัญญาณในแต่ละบิตที่เดินทางในเส้นใยแสงจะมีขนาดของแอมพลิจูดหรือกำลังที่แตกต่างกัน ดังนั้นการวิเคราะห์ความผิดพลาดทางเฟสที่แตกต่างกันในแต่ละบิตเนื่องจากความไม่เท่ากันของแอมพลิจูดจึงมีความสำคัญเป็นอย่างยิ่งต่อการมอดูเลตสัญญาณแบบดีพีเอสเค

สำหรับสัญญาณรบกวนทางเฟสจะมีผลทำให้เกิดการตรวจจับความผิดพลาดบิตทางเฟส (Phase Error Detection) ที่ภาครับก็ต่อเมื่อความแตกต่างของสัญญาณรบกวนทางเฟสสำหรับบิตที่อยู่ติดกันมีขนาดมากกว่า  $\pi/2$  เรเดียน สำหรับกรณีของการรับส่งสัญญาณด้วยวิธี Differential Quadrature Phase Shift Keying [18] (DQPSK: 2 บิตต่อ 1 สัญลักษณ์) และ 16-Quadrature Amplitude Modulation [14] (16-DQAM: 4 บิตต่อ 1 สัญลักษณ์) จะสามารถทนทานต่อความผิดพลาดเฟสได้มากที่สุดคือ  $\pi/4$  และ  $0.147\pi$  เรเดียน ตามลำดับ จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนบิตต่อสัญญาณมีค่ามากขึ้นก็จะทำให้ความทนทานต่อการตรวจจับความผิดพลาดบิตทางเฟสน้อยลงตามไปด้วย

### 2.3.3 การเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียระหว่างการมอดูเลตความเข้มแสงและการมอดูเลตดีพีเอสเค

ความแตกต่างขั้นพื้นฐานระหว่างการมอดูเลตความเข้มแสงและการมอดูเลตดีพีเอสเค มีดังนี้คือ

- การมอดูเลตดีพีเอสเคจะมีความไวในการตรวจจับสัญญาณที่ภาครับได้ดีกว่าการมอดูเลตความเข้มแสงอยู่ประมาณ 3 dB ในกรณีกำลังงานที่ใช้ในการส่งสัญญาณแต่ละบิตมีค่าเท่ากัน [1],[2]
- การมอดูเลตดีพีเอสเคจะมีความทนทานต่อการกระเพื่อมของกำลังสัญญาณที่ภาครับ แต่ในทางกลับกันการกระเพื่อมของกำลังสัญญาณที่ภาครับจะมีอิทธิพลต่อการมอดูเลตความเข้มแสง [1],[2],[13]-[15]
- สัญญาณรบกวนทางเฟส จะมีอิทธิพลต่อการมอดูเลตดีพีเอสเค แต่จะไม่มีผลกระทบต่อ การมอดูเลตความเข้มแสง
- ในทางทฤษฎีสัญญาณรบกวนทางแอมพลิจูดจะมีอิทธิพลต่อการมอดูเลตความเข้มแสงและจะไม่มีผลต่อการมอดูเลตดีพีเอสเค แต่ในความเป็นจริงสัญญาณรบกวนทางแอมพลิจูดสามารถถูกเหนี่ยวนำให้เปลี่ยนเป็นสัญญาณรบกวนทางเฟสเนื่องจาก Kerr effect ในเส้นใยแสง

ในการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงระยะทางไกล สาเหตุหลักที่ทำให้คุณภาพสัญญาณเสื่อมลงคือ GVD และ Kerr effect ในเส้นใยแสง การที่จะระบุว่าผลการมอดูเลตแบบไหนให้ผลลัพธ์ที่ดีกว่ากัน เราต้องพิจารณาว่าการมอดูเลตแบบไหนให้ความทนทานต่อ GVD และ Kerr effect มากกว่ากัน

ในกรณีของ GVD การมอดูเลตทั้งสองแบบไม่มีความแตกต่างกันมากต่อการทนทานที่จะไม่ทำให้สัญญาณพัลส์ขยายกว้างออกเพราะว่า GVD จะทำให้สัญญาณพัลส์ขยายออกโดยไม่ขึ้นกับรูปแบบการมอดูเลต ส่วนกรณีของ Kerr effect ในเส้นใยแสง การมอดูเลตดีพีเอสเคจะมีความทนทานต่อ Kerr effect ในเส้นใยแสงมากกว่าการมอดูเลตความเข้มแสงเพราะว่ากำลังงานที่ใช้ในการส่งสัญญาณข้อมูลบิต '0' และบิต '1' มีปริมาณเท่ากันดังนั้นสัญญาณรบกวนทางเฟสที่เกิดจาก Kerr effect ในเส้นใยแสงแต่ละบิตมีค่าเท่ากัน ด้วยเหตุนี้การมอดูเลตดีพีเอสเคจึงไม่มีผลต่อการดีมอดูเลตด้วยความต่างเฟสที่ภาควิบ



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

### บทที่ 3

## การวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไป กับคลื่นพาห้ความถี่เดียว

หากจะกล่าวถึงการมอดูเลตสัญญาณเชิงเลขเฟสผลต่างนั้น สิ่งที่ต้องให้ความสำคัญมากเป็นพิเศษก็คือ สัญญาณรบกวนทางเฟส (Phase noise) ที่มีค่าไม่เท่ากันในแต่ละบิตข้อมูลซึ่งทำให้คุณภาพของสัญญาณที่มอดูเลตแบบดีพีเอสเคเสื่อมค่าลง ดังนั้นเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงแหล่งที่มาของสัญญาณรบกวนทางเฟสที่เกิดขึ้นในเส้นใยแก้ว นอกจากนี้ยังได้กล่าวไปถึงความสัมพันธ์ระหว่าง Kerr effect และ Dispersion ว่ามีผลต่อสัญญาณรบกวนทางเฟสมากหรือน้อยเพียงใด

### 3.1 การหาความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับคลื่นพาห้ความถี่เดียวในระบบที่ไม่มีการชดเชย Dispersion

เนื่องจากว่าแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทางเฟสในเส้นใยแก้วนั้น มิได้เกิดขึ้นโดยตรงจากเส้นใยแสง แต่โดยส่วนใหญ่แล้วสัญญาณรบกวนทางเฟสจะเกิดจากการเหนี่ยวนำของ Kerr effect ในเส้นใยแสง ดังนั้นในการหาความผิดพลาดเฟสจะเริ่มจากการหาผลเฉลยการเดินทางในเส้นใยแสงของสัญญาณขนาดเล็ก (Small signal,  $a(z, T)$ ) ที่มอดูเลตทางแอมพลิจูด (Amplitude modulation) ไปกับคลื่นพาห้ ซึ่งสามารถหาได้จากสมการ (2.1) และผลเฉลยสถานะอยู่ตัวของคลื่นพาห้ (Steady state solution,  $A_{ss}$ ) ในสมการ (2.1) สามารถแสดงได้ในสมการ (3.1)

$$A_{ss} = \sqrt{P} \exp(i\gamma \bar{P} z) \quad (3.1)$$

โดยที่  $\bar{P}$  คือ กำลังงานเฉลี่ยสัญญาณตามระยะทาง หลังจากนั้นเราทำการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กเข้าไปในผลเฉลยสถานะอยู่ตัว ทำให้ได้สมการ (3.2) ออกมา

$$A = \left\{ \sqrt{P} + a(z, T) \right\} \exp(i\gamma \bar{P} z) \quad (3.2)$$

โดยที่ สัญญาณเล็ก  $a(z, T)$  ซึ่งอาจจะหมายถึงสัญญาณรบกวนที่ก่อกำเนิดจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง สามารถเขียนรูปแบบทั่วไปในสมการ (3.3)

$$a(z, T) = (a_m(z) + ib_m(z)) \cos(\omega_m T) \quad (3.3)$$

โดยที่  $a_m(z)$  แสดงถึงส่วนประกอบ In-phase และ  $b_m(z)$  แสดงถึงส่วนประกอบ Quadrature-phase โดยทั้ง  $a_m(z)$  และ  $b_m(z)$  ต่างเป็นฟังก์ชันค่าจริงของ  $z$  สำหรับ  $\omega_m$  แสดงถึงความถี่



เชิงมุมของสัญญาณเล็กที่ถูกมอดูเลตเข้าไปกับคลื่นพาห์ ดังนั้นเมื่อนำสมการ (3.2) และ (3.3) แทนลงในสมการ (3.4) ซึ่งเป็นการตัดแปดจากสมการ (2.1) โดยมีได้คำนึงผลของอัตราการลดทอนกำลังงานในเส้นใยแก้ว ทำให้เราได้สมการ (3.5)

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} = i\gamma \bar{P} A \quad (3.4)$$

$$\frac{\partial a}{\partial z} + i\gamma \bar{P} (\sqrt{P} + a) + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 a}{\partial T^2} = i\gamma \left( (\sqrt{P} + \text{Re}\{a\})^2 + (\text{Im}\{a\})^2 \right) (\sqrt{P} + a) \quad (3.5)$$

จากสมการ (3.5) เราจะทำการประมาณโดยมีเงื่อนไขว่าสัญญาณ  $a$  มีขนาดเล็กมากเมื่อเทียบกับ  $\sqrt{P}$  ซึ่ง  $(2\sqrt{P} \text{Re}\{a\} + |a|^2)(\sqrt{P} + a) \approx 2\bar{P} \text{Re}\{a\}$  ทำให้ได้ผลการประมาณเป็นไปตามสมการ (3.6)

$$\frac{\partial a}{\partial z} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 a}{\partial T^2} = i\gamma \bar{P} (a + a^*) \quad (3.6)$$

โดย  $a^*$  หมายถึงคอนจูเกตของ  $a$  เมื่อแทน  $a$  จากสมการ (3.3) ลงในสมการ (3.6) จะทำให้ได้ผลลัพธ์ในสมการ (3.7)

$$\frac{da_m}{dz} + i \frac{db_m}{dz} - \frac{i\beta_2 \omega_m^2}{2} (a_m + ib_m) = i2\gamma \bar{P} a_m \quad (3.7)$$

เพื่อจะหาผลเฉลยในสมการ (3.7) จึงจำเป็นต้องแยกส่วนจริง (Real part) และส่วนจินตภาพ (Imaginary part) ออกจากกัน ทำให้ได้สมการเพิ่มอีก สองสมการดังนี้ (3.8) และ (3.9)

$$\frac{da_m}{dz} = -\frac{\beta_2 \omega_m^2}{2} b_m \quad (3.8)$$

$$\frac{db_m}{dz} = 2\gamma \bar{P} a_m + \frac{\beta_2 \omega_m^2}{2} a_m \quad (3.9)$$

นอกจากนี้เราสามารถนำสมการ (3.8) และ (3.9) มาเขียนในรูปเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} a_m \\ b_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2} \beta_2 \omega_m^2 \\ \frac{1}{2} \beta_2 \omega_m^2 + 2\gamma \bar{P} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_m \\ b_m \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

ดังนั้นผลเฉลยของสมการ (3.10) สามารถแสดงได้ในสมการ (3.11) ซึ่งเป็นผลเฉลยของสัญญาณขนาดเล็กเมื่อเดินทางในเส้นใยแสงเป็นระยะทาง  $z$  โดยขึ้นอยู่กับค่าเริ่มแรก (Initial value) ของสัญญาณขนาดเล็กที่ระยะทาง  $z = 0$

$$\begin{bmatrix} a_m(z) \\ b_m(z) \end{bmatrix} = \exp(\hat{A}z) \begin{bmatrix} a_m(0) \\ b_m(0) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

โดยที่ Eigen vector  $\hat{A}$  แสดงเป็นเมตริกซ์ดังแสดงในสมการ (3.12)



$$\hat{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2}\beta_2\omega_m^2 \\ 2\gamma\bar{P} + \frac{1}{2}\beta_2\omega_m^2 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

ดังนั้นเราสามารถหาความผิดพลาดเฟส ( $\Delta\phi_{sm}(L)$ ) ณ ระยะทาง  $L$  ที่เกิดขึ้นเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กเข้าไปกับคลื่นพาห้ได้ดังนี้

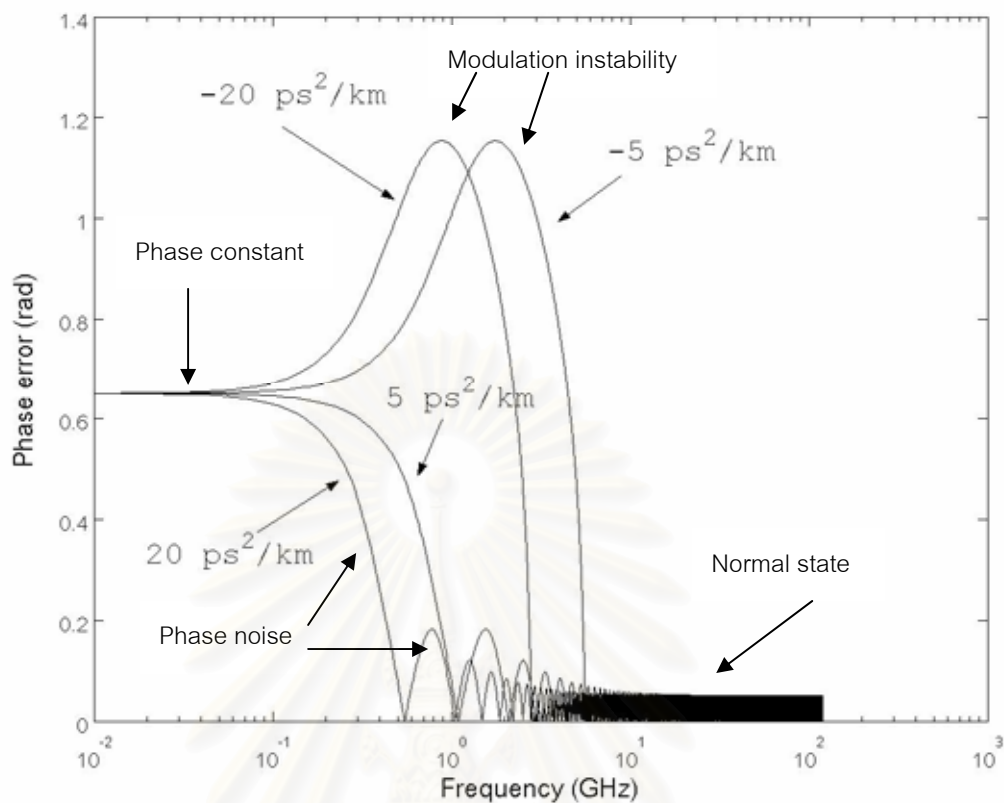
$$\Delta\phi_{sm}(L) = \tan^{-1}\left(\frac{b_m(L)}{\sqrt{\bar{P}} + a_m(L)}\right) \quad (3.13)$$

โดยที่  $a_m(L)$  และ  $b_m(L)$  สามารถหาได้จากสมการที่ (3.11) ซึ่งจำเป็นต้องกำหนดค่าเริ่มแรกให้กับสัญญาณ  $a$  ในการกำหนดค่าเริ่มแรกนั้น เราจะกำหนดให้มีค่าเริ่มแรกเฉพาะส่วนประกอบที่เป็น In-phase เท่านั้นเนื่องจาก Kerr effect จะเหนี่ยวนำให้เฟสของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปโดยขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณ ดังนั้นส่วนประกอบที่เป็น In-phase กับคลื่นพาห้จะมีส่วนช่วยให้กำลังงานโดยรวมของสัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้นมากกว่าส่วนประกอบที่เป็น Quadrature-phase ด้วยเหตุผลดังกล่าวการกำหนดค่าเริ่มแรกให้กับส่วนประกอบที่เป็น In-phase จึงมีนัยสำคัญต่อกำลังงานสัญญาณมากกว่าที่จะกำหนดค่าเริ่มแรกให้กับส่วนประกอบที่เป็น Quadrature-phase

### 3.2 การวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับคลื่นพาห้ความถี่เดียวในระบบที่ไม่มีการชดเชย Dispersion

จากหัวข้อที่ 3.1 เราสามารถหาความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปพร้อมกับคลื่นพาห้ ดังนั้นหากว่าเรานำผลเฉลยของสัญญาณขนาดเล็กในสมการ (3.11) มาสร้างกราฟแสดงความสัมพันธ์ของความผิดพลาดเฟสในสมการ (3.13) กับตัวแปรที่สามารถเปลี่ยนค่าได้ เช่น ความถี่เชิงมุมของสัญญาณขนาดเล็ก ค่า GVD และค่ากำลังงานที่ใช้ในการส่งสัญญาณ เป็นต้น ความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้นนี้อาจจะหมายถึงความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้นกับบิตข้อมูลในช่วงเวลาที่อุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสงสร้างสัญญาณรบกวนทางแอมพลิจูดออกมา

จากสมการ (3.11) และ (3.13) ทำให้เราสามารถหาความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้นกับคลื่นพาห้ได้ โดยกำหนดค่าตัวเริ่มต้นให้กับบางตัวแปรเพื่อดูแนวโน้มความผิดพลาดเฟสเทียบกับการเปลี่ยนแปลงของตัวแปรนั้น สำหรับค่าเริ่มต้นในการหาผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟส (Frequency response of phase error) ที่เกิดขึ้นเป็นดังนี้ ขนาดของค่า GVD ( $|\beta_2|$ ) = 5 และ 20 ps<sup>2</sup>/km กำลังงานเฉลี่ยของคลื่นพาห้ ( $\bar{P}$ ) = 1 mw สัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสง ( $\gamma$ ) = 1.6 w<sup>-1</sup>km<sup>-1</sup> ค่าเริ่มแรกของสัญญาณขนาดเล็กในส่วนประกอบ In-phase ( $a_m(0)$ ) = 0.05 $\sqrt{\bar{P}}$  ระยะทางที่ใช้ในการคำนวณ ( $L$ ) = 5,000 km



รูปที่ 3.1 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสในช่วง 120 GHz ที่ค่า GVD เป็น  $\pm 5$  และ  $\pm 20 \text{ ps}^2/\text{km}$

รูปที่ 3.1 แสดงถึงผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในช่วง 120 GHz ทั้งในกรณีของ Normal dispersion ( $+\beta_2$ ) และ Anomalous dispersion ( $-\beta_2$ ) ซึ่งจะเห็นความแตกต่างลักษณะเฉพาะของความผิดพลาดเฟส (Phase error characteristic) ระหว่างกรณี Normal dispersion และ Anomalous dispersion การพิจารณาผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสเพียงแค่ช่วง 120 GHz เพราะว่าอัตราบิตที่ใช้ในแบบจำลองของบทต่อไปจะเป็น 40 Gbit/s ด้วยสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ดังนั้นแบนด์วิธของสัญญาณจึงเป็น 120 GHz จากรูปที่ 3.1 ทั้งสองกรณีของ Dispersion เมื่อความถี่ของการมอดูเลตมีค่าเพิ่มขึ้น ( $> 10 \text{ GHz}$ ) ความผิดพลาดเฟสจะมีค่าน้อยลงอย่างมากซึ่งในช่วงนี้จะเรียกว่าสภาวะปกติ (Normal state) [20] หากพิจารณาแต่ละกรณีของ Dispersion เมื่อความถี่การมอดูเลตมีค่าไม่มากพอที่จะเข้าสู่สภาวะปกติ ( $0.1 - 10 \text{ GHz}$ ) ในกรณีของ Normal dispersion จะทำให้เกิดความผิดพลาดเฟสแกว่งตัวอย่างมากในช่วงก่อนเข้าสู่สภาวะปกติ ซึ่งในช่วงนี้จะเรียกว่า สภาวะการรบกวนทางเฟส (Phase noise state) [20] สำหรับในกรณีของ Anomalous dispersion จะทำให้เกิดความผิดพลาดเฟสอย่างมากและมีส่วนพุ่งเกิน (Overshoot) เกิดขึ้นที่ตำแหน่งก่อนที่จะเข้าสู่สภาวะปกติซึ่งในช่วงนี้จะเรียกว่า สภาวะความไม่เสถียรของการมอดูเลต (Modulation instability state) [20] และเมื่อ

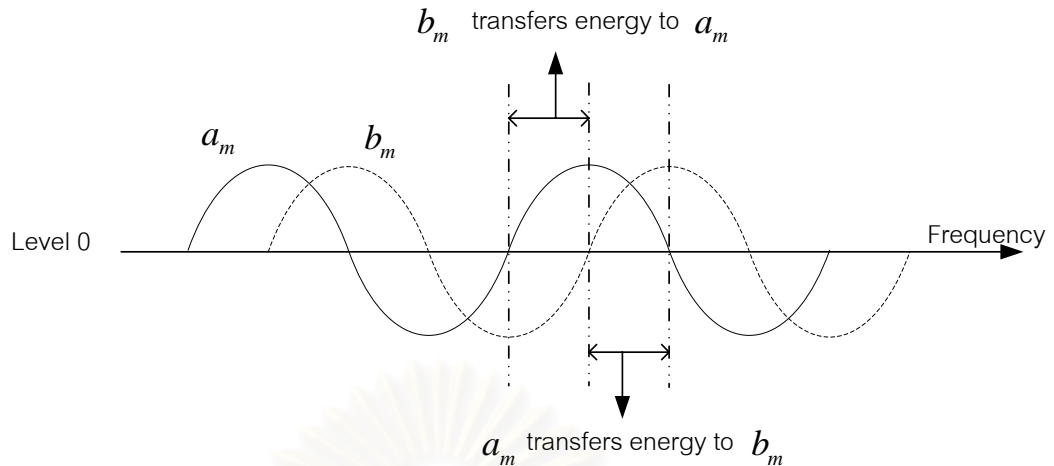
ความถี่การมอดูเลตมีค่าน้อยมากจะทำให้ค่าความผิดพลาดเฟสมีค่าคงตัวค่าหนึ่งของทั้งสองกรณี Dispersion โดยในช่วงนี้จะเรียกว่าสภาวะการคงตัวของเฟส (Phase constant state)

หากจะวิเคราะห์ถึงความผิดพลาดเฟสต่อผลตอบสนองทางความถี่ในรูป 3.1 สามารถจะอธิบายได้ด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ โดยพิจารณาจากสมการ (3.8) และ (3.9) ซึ่งสามารถแบ่งตามสภาวะปฏิบัติการ (Operational state) ได้ดังนี้

สภาวะปกติในกรณีของ Normal dispersion ซึ่งมีเงื่อนไข ( $\beta_2 > 0$ ) และ  $\left(\frac{1}{2}|\beta_2|\omega_m^2 > 2\gamma P\right)$  จะเห็นได้ว่า

- $\frac{da_m}{dz} < 0$  หมายถึงว่า  $a_m$  มีค่าลดลงตามระยะทางและอ้างอิงกับค่า  $b_m$
- $\frac{db_m}{dz} > 0$  หมายถึงว่า  $b_m$  มีค่าเพิ่มขึ้นในช่วงแรกแต่เมื่อ  $a_m$  ลดลงจนกระทั่งมีค่าเป็นลบทำให้  $b_m$  มีขนาดลดน้อยลงซึ่งหมายความว่า  $b_m$  ถ่ายเทพลังงานไปให้  $a_m$  ในทางกลับกัน เมื่อ  $b_m$  ลดลงจนมีค่าเป็นลบทำให้  $a_m$  มีขนาดลดน้อยลงซึ่งหมายความว่า  $a_m$  ถ่ายเทพลังงานไปให้  $b_m$  ซึ่งรูปที่ 3.2 แสดงถึงการเปลี่ยนแปลงและการถ่ายเทพลังงานของทั้ง  $a_m$  และ  $b_m$
- ดังนั้นทั้ง  $a_m$  และ  $b_m$  ในสภาวะนี้จะเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วงแคบๆ มีการถ่ายเทพลังงานซึ่งกันและกันและพลังงานที่ถ่ายเทให้กันนั้นมิได้เพิ่มขึ้นแต่อย่างใด เนื่องจาก Dispersion โดดเด่นกว่า Kerr effect  $\left(\frac{1}{2}|\beta_2|\omega_m^2 + 2\gamma P \approx \frac{1}{2}|\beta_2|\omega_m^2\right)$  ยกตัวอย่างเช่นเมื่อ  $a_m$  ลดลงจนเป็นค่าลบจะทำให้ขนาดของ  $b_m$  มีค่าลดลงนั้นคือส่วนประกอบ Quadrature ถ่ายเทพลังงานไปให้ส่วนประกอบ In-phase แต่เมื่อ  $b_m$  ลดลงจนมีค่าเป็นลบจะทำให้ขนาดของ  $a_m$  มีค่าลดลงนั้นหมายถึงส่วนประกอบ In-phase ถ่ายเทพลังงานไปให้ส่วนประกอบ Quadrature และจะถ่ายเทพลังงานเช่นนี้ตลอดไปเมื่อความถี่สูงขึ้นเรื่อยๆ ดังนั้นความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้น

$$\left(\Delta\phi_{sm}(L) = \tan^{-1}\left(\frac{b_m(L)}{\sqrt{P} + a_m(L)}\right)\right) \text{ จึงมีค่าลดน้อยลง}$$



รูปที่ 3.2 การเปลี่ยนแปลงและการถ่ายเทพลังงานระหว่าง  $a_m$  และ  $b_m$  ในสภาวะปกติ

สภาวะปกติในกรณีของ Anomalous dispersion ซึ่งมีเงื่อนไข ( $\beta_2 < 0$ ) และ

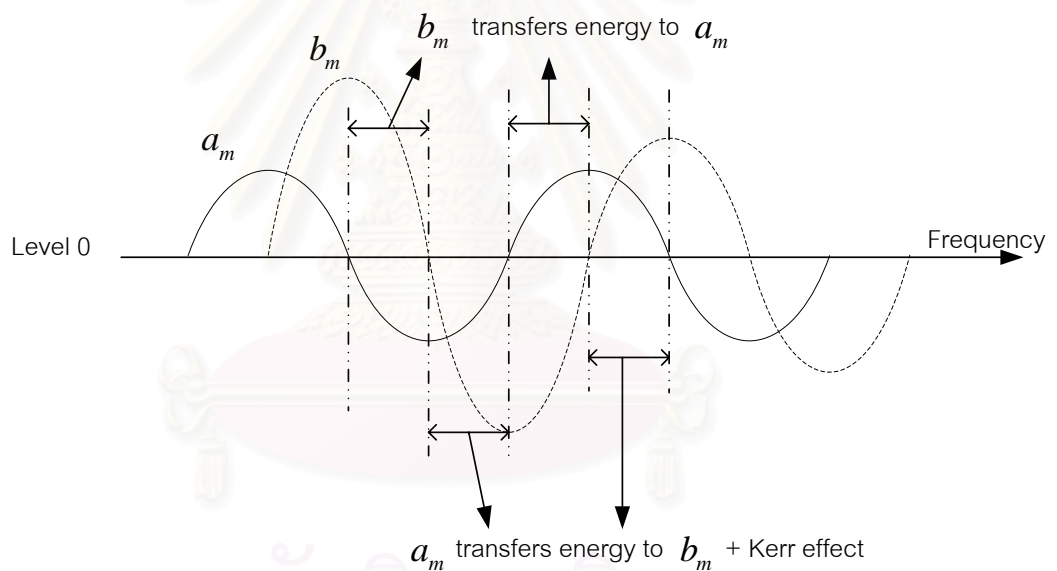
$\left(\frac{1}{2}|\beta_2|\omega_m^2 > 2\gamma P\right)$  จะเห็นได้ว่า

- $\frac{db_m}{dz} < 0$  หมายถึงว่า  $b_m$  มีค่าลดลงตามระยะทางและอ้างอิงกับค่า  $a_m$
- $\frac{da_m}{dz} > 0$  หมายถึงว่า  $a_m$  มีค่าเพิ่มขึ้นในช่วงแรกแต่เมื่อ  $b_m$  ลดลงจนกระทั่งมีค่าเป็นลบทำให้  $a_m$  มีขนาดลดน้อยลงซึ่งหมายความว่า  $a_m$  ถ่ายเทพลังงานไปให้  $b_m$  ในทางกลับกัน เมื่อ  $a_m$  ลดลงจนมีค่าเป็นลบจึงเป็นเหตุให้  $b_m$  มีขนาดลดน้อยลงซึ่งหมายความว่า  $a_m$  ถ่ายเทพลังงานไปให้  $b_m$  ซึ่งแสดงให้เห็นในรูปที่ 3.2
- ดังนั้นทั้ง  $a_m$  และ  $b_m$  ในสภาวะนี้จะเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วงแคบๆ มีการถ่ายเทพลังงานซึ่งกันและกันและพลังงานที่ถ่ายเทให้กันนั้นมิได้เพิ่มขึ้นแต่อย่างใด เนื่องจาก Dispersion โดดเด่นกว่า Kerr effect ยกตัวอย่างเช่นเมื่อ  $a_m$  ลดลงจนเป็นค่าลบจะทำให้ขนาดของ  $b_m$  มีค่าลดลงนั้นคือส่วนประกอบ Quadrature ถ่ายเทพลังงานไปให้ส่วนประกอบ In-phase แต่เมื่อ  $b_m$  ลดลงจนมีค่าเป็นลบจะทำให้ขนาดของ  $a_m$  มีค่าลดลงนั้นหมายถึงส่วนประกอบ In-phase ถ่ายเทพลังงานไปให้ส่วนประกอบ Quadrature และจะถ่ายเทพลังงานเช่นนี้ตลอดไปเมื่อความถี่สูงขึ้นเรื่อยๆ ดังนั้นความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้นจึงมีค่าลดน้อยลง

สภาวะการรบกวนทางเฟสในกรณีของ Normal dispersion ซึ่งมีเงื่อนไข ( $\beta_2 > 0$ ) และ

$\left(\frac{1}{2}|\beta_2|\omega_m^2 < 2\gamma P\right)$  จะเห็นได้ว่า

- $\frac{da_m}{dz} < 0$  หมายถึงว่า  $a_m$  มีค่าลดลงตามระยะทางและอ้างอิงกับค่า  $b_m$
- $\frac{db_m}{dz} > 0$  หมายถึงว่า  $b_m$  มีค่าเพิ่มขึ้นในช่วงแรก ในสภาวะนี้ Kerr effect ( $2\gamma P$ ) จะเข้ามามีบทบาทอย่างมากต่อการเปลี่ยนแปลงของ  $b_m$  หรืออาจกล่าวได้ว่าทั้ง  $a_m$  และ  $b_m$  มีการถ่ายเทพลังงานให้กันและกันแต่ที่ Kerr effect ทำให้  $b_m$  มีปริมาณการเปลี่ยนแปลงมากกว่า  $a_m$  และเมื่อความถี่การมอดูเลตมีค่าเพิ่มขึ้นทำให้ผลของ Kerr effect จะมีผลกระทบต่อ  $b_m$  ลดน้อยลงไปจนกระทั่งเข้าสู่สภาวะปกติซึ่งทั้ง  $a_m$  และ  $b_m$  จะมีการถ่ายเทพลังงานที่เท่ากัน โดยรูปที่ 3.3 แสดงถึงการเปลี่ยนแปลงและการถ่ายเทพลังงานระหว่าง  $a_m$  และ  $b_m$  ในสภาวะการรบกวนทางเฟส
- ดังนั้นในส่วนของ  $b_m$  ในสภาวะนี้จึงมีการเปลี่ยนแปลงอย่างเห็นได้ชัด และทำให้ความผิดพลาดเฟสมีการเปลี่ยนแปลงอย่างเห็นได้ชัดด้วย และเมื่อความถี่การมอดูเลตเพิ่มสูงขึ้นจะทำให้ความผิดพลาดเฟสเข้าใกล้สู่สภาวะปกติ



รูปที่ 3.3 การเปลี่ยนแปลงและการถ่ายเทพลังงานระหว่าง  $a_m$  และ  $b_m$  ในสภาวะการรบกวนทางเฟส

สภาวะความไม่เสถียรของการมอดูเลต ในกรณีของ Anomalous dispersion ซึ่งมีเงื่อนไข

$(\beta_2 < 0)$  และ  $\left(\frac{1}{2}|\beta_2|\omega_m^2 < 2\gamma P\right)$  จะเห็นได้ว่า

- $\frac{da_m}{dz} > 0$  หมายถึงว่า  $a_m$  มีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะทางด้วยอัตรา  $\frac{1}{2}|\beta_2|\omega_m^2$  และอ้างอิงกับการเปลี่ยนแปลงของ  $b_m$  ด้วย



- $\frac{db_m}{dz} > 0$  หมายถึงว่า  $b_m$  มีค่าเพิ่มขึ้นและอัตราการเพิ่มขึ้นของ  $b_m$  ค่อนข้างรวดเร็ว เนื่องจากว่า  $a_m$  ก็มีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นค่าสูงสุดของ  $b_m$  จะเป็นการถ่วงดุลกันระหว่าง  $a_m$  ซึ่งแปรผันตามความถี่การมอดูเลตและ  $2\gamma P - \frac{1}{2}|\beta_2|\omega_m^2$  ซึ่งแปรผกผันกับความถี่การมอดูเลต หรืออาจจะกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่า  $a_m$  และ  $b_m$  ต่างอยู่ในกระบวนการป้อนกลับเชิงบวก (feedback) ของกันและกันทำให้ทั้ง  $a_m$  และ  $b_m$  เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในสภาวะนี้ เราจะเห็นได้ว่า Kerr effect ( $2\gamma P$ ) จะเข้ามามีบทบาทอย่างมากต่อการเปลี่ยนแปลงทั้งส่วนประกอบ Quadrature และ In-phase
- ดังนั้นความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้จะมีค่าสูงสุดตรงกับตำแหน่งที่  $b_m$  มีค่าสูงสุด และในช่วงสภาวะนี้จะทำให้เกิดส่วนพุ่งเกินของความผิดพลาดเฟส

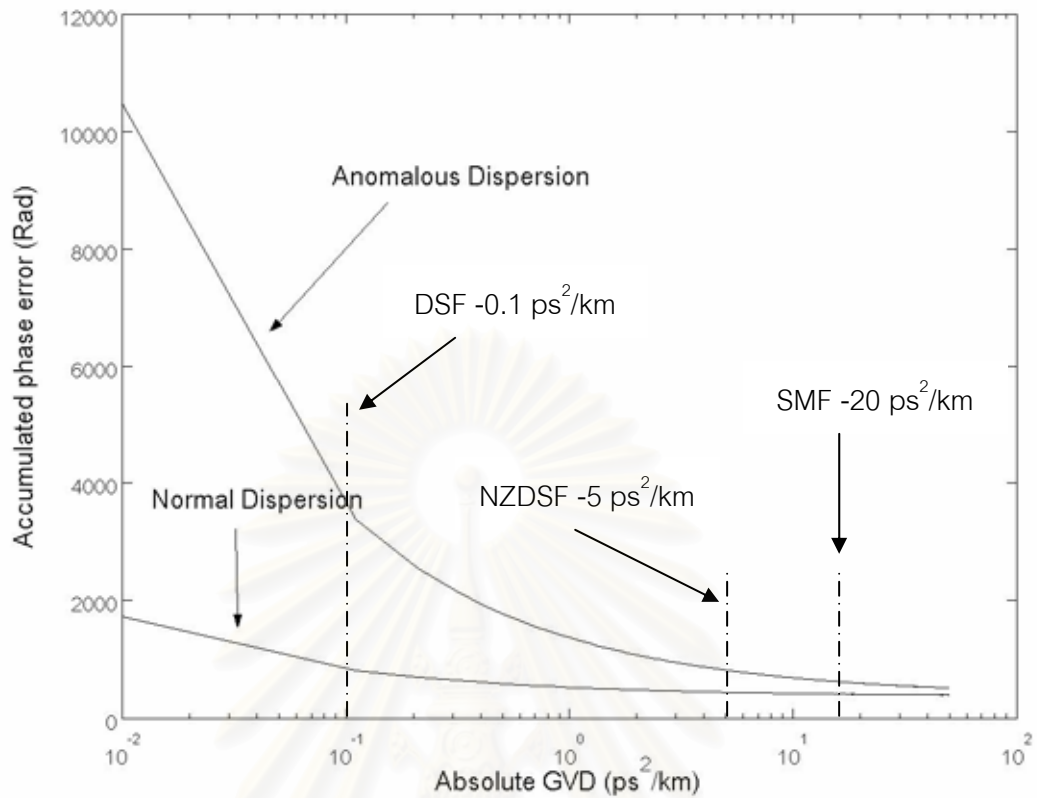
สภาวะการคงตัวของเฟส ในกรณีของ Anomalous dispersion และ Normal dispersion ซึ่งมี

$$\text{เงื่อนไข} \left( \frac{\frac{1}{2}|\beta_2|\omega_m^2}{2\gamma P} < 0.001 \right) \text{ ซึ่งจะเห็นได้ว่า}$$

- $\frac{da_m}{dz} \approx 0.0$  ซึ่งหมายถึงว่า  $a_m$  ไม่มีการเปลี่ยนแปลงในช่วงสภาวะนี้
- $\frac{db_m}{dz} \approx 2\gamma P a_m \approx \text{constant}$  ดังนั้นทำให้ได้ว่า  $b_m \approx 2\gamma P a_m z$  ซึ่งมีค่าคงที่ค่าหนึ่ง ณ ระยะทาง  $z$  หนึ่งๆ ซึ่งทำให้ความผิดพลาดเฟสเสมือนว่ามีค่าคงที่ในช่วงสภาวะนี้

รูปที่ 3.1 แสดงถึงความแตกต่างความผิดพลาดเฟสของค่า GVD 5 และ 20 ps<sup>2</sup>/km ซึ่งผลที่แสดงในรูป 3.1 สามารถบอกได้เพียงแต่ความผิดพลาดเฟสในแต่ละช่วงความถี่ของการมอดูเลตเท่านั้น ดังนั้นการจะกล่าวได้ว่า ณ ที่ GVD 5 ps<sup>2</sup>/km จะให้ค่าความผิดพลาดเฟสโดยรวมต่ำกว่าที่ค่า GVD 20 ps<sup>2</sup>/km นั้นจริงจะมีข้อมูลอีกลักษณะหนึ่งเพื่อมาสรุปความเช่นนั้น ซึ่งคือพื้นที่ใต้กราฟของผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้นในช่วงแบนด์วิดท์ 120 GHz สำหรับในการประมาณพื้นที่ใต้กราฟ จะเป็นการใช้ค่าความผิดพลาดเฟสคูณกับช่วงเล็กๆ ของความถี่การมอดูเลต  $\sum_{\omega_m} \Delta\phi_{sm}(\omega_m) \times \Delta\omega_m$  ซึ่งหากว่าเรากำหนดช่วงแคบขนาดเล็กของความถี่การมอดูเลต ( $\Delta\omega_m$ ) เป็น 0.01 GHz ดังนั้นเราจะได้ความสัมพันธ์ว่า  $\sum_{\omega_m} \Delta\phi_{sm}(\omega_m) \times \Delta\omega_m \propto \sum_{\omega_m} \Delta\phi_{sm}(\omega_m)$  หรือเรียกว่าความผิดพลาดเฟสสะสม (Phase error accumulation)





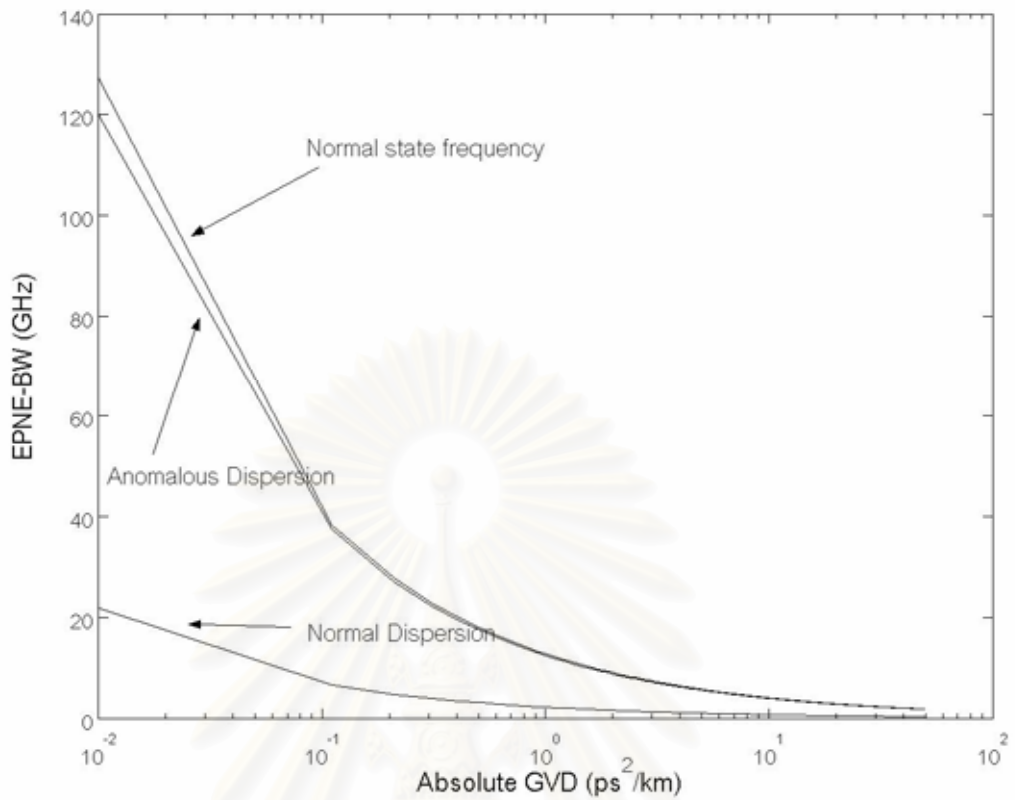
รูปที่ 3.4 ค่าการสะสมความผิดพลาดเฟสตลอดช่วงแบนด์วิดท์ 120 GHz ตามฟังก์ชันของ GVD ทั้งในกรณีของ Normal และ Anomalous dispersion

เพื่อที่จะดูว่าค่าของ GVD จะมีผลต่อความผิดพลาดเฟสสะสมตลอดช่วง 120 GHz มากหรือน้อยเพียงใดนั้นสามารถดูได้จากรูปที่ 3.4 ซึ่งเป็นการแสดงถึงความผิดพลาดเฟสสะสมตลอดช่วงแบนด์วิดท์ 120 GHz ในแต่ละค่าของ GVD จากรูปที่ 3.4 จะเห็นได้ว่า ณ ตำแหน่งที่ GVD มีค่าสูงขึ้นทำให้ความผิดพลาดเฟสสะสมมีค่าลดลง การเปรียบเทียบความสัมพันธ์ของชนิดเส้นใยแสงที่ควรจะใช้ ณ ความยาวคลื่น 1550 nm โดยพิจารณาถึงความรุนแรงต่อความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้น พบว่าความรุนแรงต่อความผิดพลาดเฟสของ DSF ( $\beta_2 \approx 0 \text{ ps}^2/\text{km}$ ) จะมากกว่าทั้งกรณีของ NZDSF ( $\beta_2 \approx -5 \text{ ps}^2/\text{km}$ , Second order dispersion ( $D$ )  $\approx 4 \text{ ps/nm/km}$  ณ ความยาวคลื่น 1550 nm) และ SMF ( $\beta_2 \approx -20 \text{ ps}^2/\text{km}$ ,  $D \approx 17 \text{ ps/nm/km}$  ณ ความยาวคลื่น 1550 nm) ตามลำดับ การแสดงความสัมพันธ์ของความรุนแรงต่อความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้นในเส้นใยแสงแต่ละชนิดที่มีค่า GVD ไม่เท่ากัน ณ ความยาวคลื่น 1550 nm สามารถแสดงได้ดังสมการ (3.14)

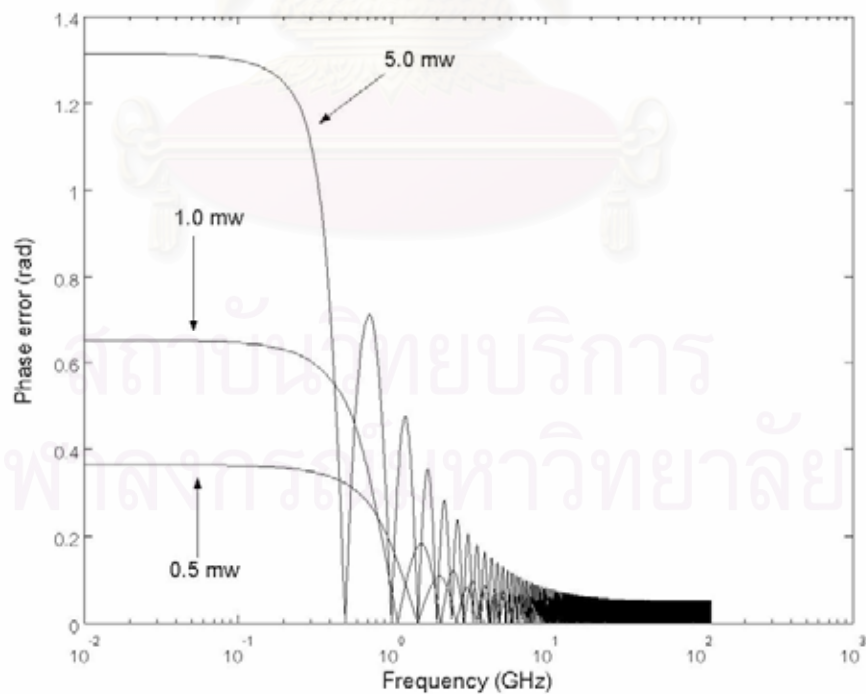
$$\sum_{\omega_m} \Delta\phi_{sm}(\omega_m)|_{DSF} \gg \sum_{\omega_m} \Delta\phi_{sm}(\omega_m)|_{NZDSF} > \sum_{\omega_m} \Delta\phi_{sm}(\omega_m)|_{SMF} \quad (3.14)$$

วิเคราะห์ต่อเนื่องในรูปที่ 3.1 หากแยกพิจารณาเฉพาะ Normal หรือ Anomalous dispersion เพียงอย่างใดอย่างหนึ่ง พบว่าขณะที่ GVD เปลี่ยนแปลงไปนั้นรูปร่างเส้นโค้ง (Curve body) ไม่ได้เปลี่ยนแปลงไปตาม แต่สิ่งที่เปลี่ยนไปนั้นจะเป็นตำแหน่งของจุดต่ำสุดจุดแรกที่เกิดขึ้น (First null position) ในผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟส หากเรากำหนด Effective-phase-noise- enhancement bandwidth (EPNE-BW) ให้เป็นค่าความถี่ที่เป็นตำแหน่งจุดต่ำสุดจุดแรกของความผิดพลาดเฟสในผลตอบสนองทางความถี่ จากรูปที่ 3.1 จะเห็นได้ว่าค่า EPNE-BW จะมีค่าเพิ่มขึ้น เมื่อ GVD มีค่าน้อยลง ดังนั้นการพิจารณาแบนด์วิดท์ของการรบกวนทางเฟสเนื่องจาก Kerr effect ในแต่ละค่าของ GVD สามารถพิจารณาได้จากรูปที่ 3.5 รูปที่ 3.5 แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่าง EPNE-BW และ GVD ซึ่งสรุปได้ว่าเมื่อ GVD มีค่าเพิ่มขึ้น จะทำให้ EPNE-BW มีค่าลดลงและถือได้ว่าเป็นเหตุผลเกี่ยวข้องกับผลลัพธ์ในรูปที่ 3.4 ที่กล่าวไว้ว่าเมื่อ GVD มีค่าเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ความผิดพลาดเฟสสะสมมีค่าน้อยลงเพราะว่าเมื่อ EPNE-BW กว้างขึ้นก็ย่อมหมายถึงว่าความผิดพลาดเฟสโดยรวมมีค่าเพิ่มขึ้นด้วย การพิจารณาเปรียบเทียบค่า EPNE-BW กับค่าความถี่การมอดูเลตที่เข้าสู่สภาวะปกติ  $\left( f_{m,normal} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{4\gamma P}{\beta_2}} \right)$  นั้น พบว่าค่า EPNE-BW ในกรณีของ Anomalous dispersion จะใกล้เคียงกับ  $f_{m,normal}$  ที่คำนวณมาได้ซึ่งเปรียบเทียบเสมือนว่า EPNE-BW เป็นช่วงแบนด์วิดท์ที่ Kerr effect มีผลกระทบโดยตรงต่อความผิดพลาดเฟสในผลตอบสนองทางความถี่ แต่สำหรับในกรณีของ Normal dispersion ค่า EPNE-BW เปรียบเสมือนจุดเริ่มต้นของการเข้าสู่สภาวะการรบกวนทางเฟส ดังนั้นค่า EPNE-BW ในกรณีของ Normal dispersion จึงยังไม่สามารถถือได้ว่าเป็นการเข้าสู่สภาวะปกติ

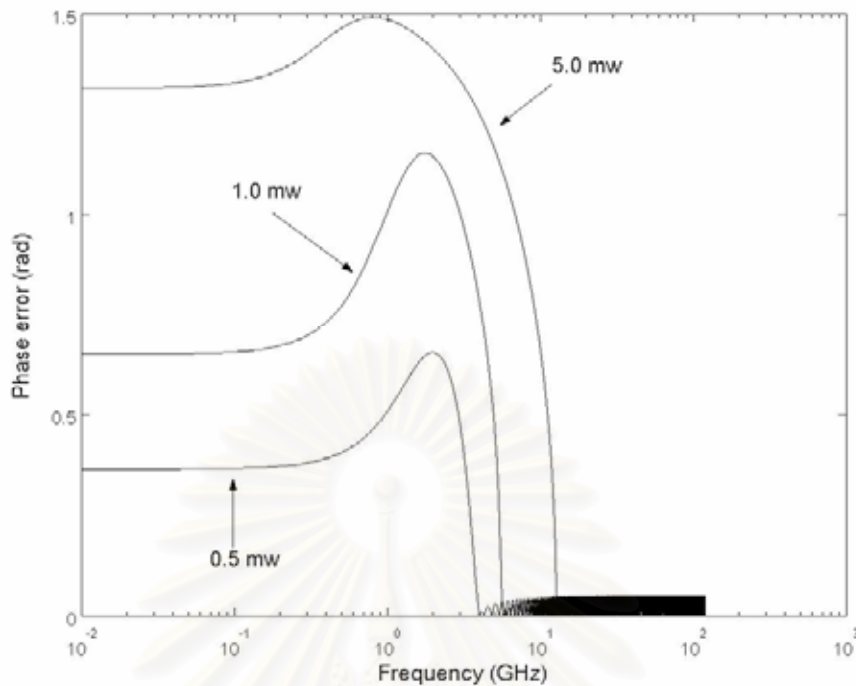
เพื่อที่จะศึกษาว่าค่ากำลังงานต่างกันจะส่งผลทำให้ความผิดพลาดเฟสโดยรวมเปลี่ยนไปหรือไม่ เราสามารถแสดงความสัมพันธ์ของความผิดพลาดเฟสต่อกำลังงานสัญญาณได้ดังรูปที่ 3.6 และ 3.7 รูปที่ 3.6 แสดงถึงผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสโดยทำการเปลี่ยนแปลงค่ากำลังงานคลื่นพาห์ ในกรณีของ Normal dispersion เห็นได้ว่าเมื่อค่ากำลังงานสัญญาณเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ความผิดพลาดเฟสมีค่าเพิ่มสูงขึ้นในแต่ละความถี่เนื่องมาจาก Kerr effect และความผิดพลาดเฟสในสภาวะการรบกวนทางเฟสจะทวีความรุนแรงมากขึ้นด้วยเช่นกัน ส่วนรูปที่ 3.7 แสดงถึงผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสโดยทำการเปลี่ยนแปลงค่ากำลังงานในกรณีของ Anomalous dispersion ในรูปที่ 3.7 เห็นได้ว่าเมื่อค่ากำลังงานสัญญาณเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ความผิดพลาดเฟสมีค่าเพิ่มสูงขึ้นในแต่ละความถี่เนื่องมาจาก Kerr effect รวมไปถึง EPNE-BW ที่เพิ่มขึ้นตาม จากรูปที่ 3.6 และ 3.7 สามารถกล่าวได้ว่ากำลังงานคลื่นพาห์เป็นปัจจัยโดยตรงต่อ Kerr effect ที่ทำให้ความผิดพลาดเฟสเปลี่ยนแปลงไปทั้งกรณีของ Normal และ Anomalous dispersion



รูปที่ 3.5 ความสัมพันธ์ระหว่าง EPNE-BW และ GVD



รูปที่ 3.6 ผลตอบสนองของทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสโดยค่ากำลังงานสัญญาณคลื่นพาห์ เป็น 0.5 1.0 และ 5.0 mw ณ GVD ที่  $5 \text{ ps}^2/\text{km}$



รูปที่ 3.7 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสโดยค่ากำลังงานสัญญาณคลื่นพาห้เป็น 0.5 1.0 และ 5.0 mw ณ GVD ที่  $-5 \text{ ps}^2/\text{km}$

สำหรับในการวิเคราะห์เชิงคณิตศาสตร์ต่อการเพิ่มขึ้นหรือลดลงของ EPNE-BW เมื่อบางค่าของตัวแปรเปลี่ยนแปลงไปในกรณีของ Anomalous dispersion เนื่องจากจุดเริ่มเปลี่ยน (Threshold) ในการเปลี่ยนเป็นสภาวะปกติคือ  $\frac{1}{2}|\beta_2|\omega_{m,normal}^2 = 2\gamma P$

- ในกรณีที่มีการเปลี่ยนค่า  $|\beta_2|$  และกำหนดให้กำลังงานสัญญาณ ( $P$ ) มีค่าคงที่ค่าหนึ่ง ทำให้ได้ความสัมพันธ์  $\omega_{m,normal}^2 \propto \frac{1}{|\beta_2|}$  ซึ่งเมื่อ GVD มีค่าลดลงก็จะทำให้ EPNE-BW มีค่าเพิ่มขึ้นเนื่องจาก  $\omega_{m,normal}^2$  แปรผกผันกับ  $|\beta_2|$
- ในกรณีที่มีการเปลี่ยนค่ากำลังงานสัญญาณและกำหนด  $|\beta_2|$  ให้มีค่าคงที่ค่าหนึ่ง ทำให้ได้ความสัมพันธ์ว่า  $\omega_{m,normal}^2 \propto P$  ซึ่งเมื่อกำลังงานสัญญาณเพิ่มขึ้นก็จะส่งผลให้ EPNE-BW มีค่าเพิ่มขึ้นเนื่องจาก  $\omega_{m,normal}^2$  แปรผันตามกับ  $P$  เฉพาะในกรณีของ Anomalous dispersion เพราะว่าในกรณีของ Normal dispersion ค่า EPNE-BW ไม่ใช่บริเวณที่เข้าสู่สภาวะปกติแต่ในทางกลับกันจะกลับกลายเป็นจุดเริ่มต้นของการเข้าสู่สภาวะการรบกวนทางเฟส

### 3.3 การหาความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับคลื่นพาห้ความถี่เดียวในระบบที่มีการชดเชย Dispersion

จากที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 Dispersion จะส่งผลให้สัญญาณพัลส์ขยายออกจนทำให้เกิด ISI เพื่อที่จะลดผลของ Dispersion ในระบบการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงจึงมักนิยมใช้วิธีการชดเชย Dispersion เพื่อลดผลของ Dispersion ด้วยการหักล้างกันระหว่าง Normal และ Anomalous dispersion ในช่วงการชดเชย Dispersion (Dispersion compensating interval) การชดเชย Dispersion มีอยู่ด้วยกันหลายรูปแบบแต่วิธีที่ง่ายและนิยมใช้กันมากที่สุดคือการนำเอาเส้นใยแสงสองชนิดที่มีค่า Dispersion เป็นบวกและลบมาต่อเรียงกันในช่วงการชดเชย Dispersion หนึ่งๆ [24] เพื่อให้ผลรวมของ Dispersion มีค่าเป็นศูนย์ (100 % compensation) ด้วยเหตุนี้สัญญาณพัลส์จึงสามารถคืนรูปกลับมาเหมือนกับจุดเริ่มต้น

ในการหาความผิดพลาดเฟสในระบบที่มีการชดเชย Dispersion เมื่อสัญญาณหรือคลื่นพาห้เดินทางมาถึง Dispersion compensated fiber (DCF) โดยถือว่าไม่มีผลของ Kerr effect ภายใน DCF และสมมติว่าอัตราการชดเชย Dispersion อยู่ที่ 40 เท่า ดังนั้นเราจะได้ผลเฉลยของสัญญาณขนาดเล็กที่เดินทางในเส้นใยแสงในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} a_m(z=L) \\ b_m(z=L) \end{bmatrix} = \left[ \exp(\hat{A}_{com} L_{com}) \exp(\hat{A} L_{span}) \right]^N \begin{bmatrix} a_m(z=0) \\ b_m(z=0) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

โดยที่

$$\hat{A}_{com} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2}(-40\beta_2)\omega_m^2 \\ \frac{1}{2}(-40\beta_2)\omega_m^2 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$L_{com} = \frac{L_{span}}{40} \quad (3.17)$$

$$L = NL_{span} \quad (3.18)$$

$N$  เป็นจำนวนครั้งที่มีการชดเชย Dispersion ตลอดช่วงระยะทาง  $L$

$L_{span}$  เป็นช่วงการชดเชย Dispersion โดย ณ เริ่มต้นจะกำหนดให้มีค่าเป็น 40 km

$L_{com}$  เป็นความยาวของ DCF ที่ต้องใช้ในการชดเชย Dispersion

$\hat{A}_{com}$  เป็น Eigen vector ในส่วนของ DCF

เมื่อเราสามารถหาค่า  $a_m(z=L)$  และ  $b_m(z=L)$  ได้แล้ว ดังนั้นความผิดพลาดเฟสที่จะนำไปใช้ในการวิเคราะห์นั้นจะสามารถหาได้จากสมการ (3.13)



### 3.4 การวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับคลื่นพาห้ความถี่เดียวในระบบที่มีการชดเชย Dispersion

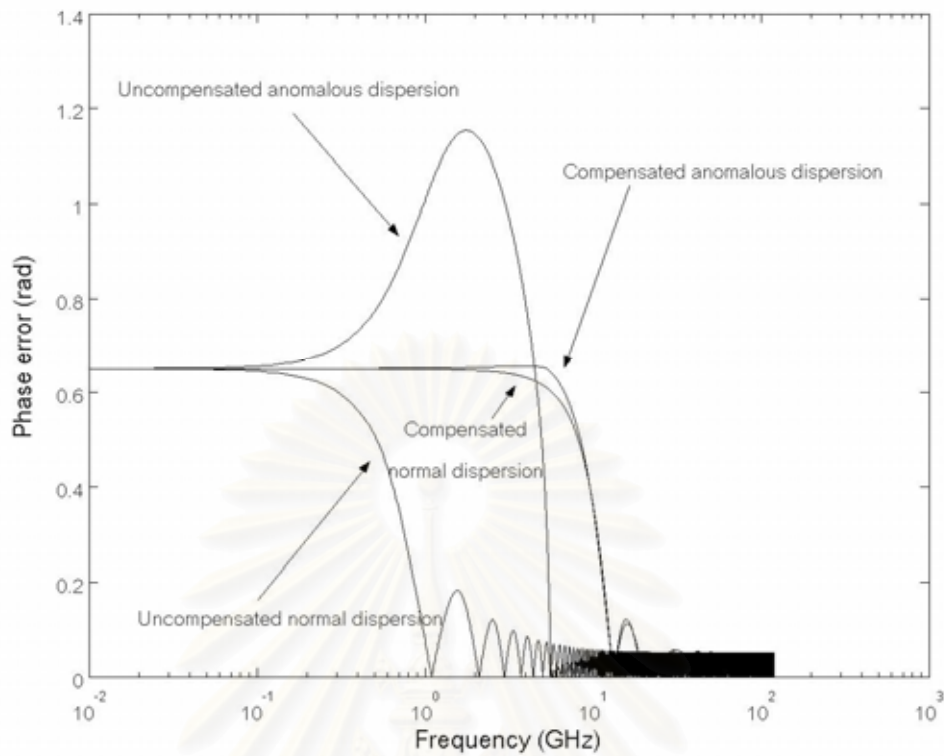
จากหัวข้อที่ 3.3 เราสามารถหาความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปพร้อมกับคลื่นพาห้ในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ดังนั้นหากว่าเรานำผลเฉลยของสัญญาณขนาดเล็กในสมการ (3.15) มาสร้างกราฟแสดงความสัมพันธ์ของความผิดพลาดเฟสในสมการ (3.13) กับตัวแปรที่สามารถเปลี่ยนค่าได้เช่น ความถี่เชิงมุมของสัญญาณขนาดเล็ก ค่า GVD ค่ากำลังงานที่ใช้ในการส่งสัญญาณ และความยาวของช่วงการชดเชย Dispersion

จากสมการ (3.13) และ (3.15) ทำให้สามารถหาความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้นกับคลื่นพาห้ได้ โดยการกำหนดค่าตัวเริ่มต้นให้กับบางตัวแปรเพื่อดูแนวโน้มความผิดพลาดเฟส สำหรับค่าเริ่มต้นในการหาผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้นเป็นดังนี้ ขนาดของค่า GVD  $(|\beta_2|) = 5$  และ  $20 \text{ ps}^2/\text{km}$  กำลังงานเฉลี่ยของคลื่นพาห้  $(\bar{P}) = 1 \text{ mW}$  สัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสง  $(\gamma) = 1.6 \text{ w}^{-1}\text{km}^{-1}$  ค่าเริ่มแรกของสัญญาณขนาดเล็กในส่วนประกอบ In-phase  $(a_m(0)) = 0.05\sqrt{P}$  ระยะทางที่ใช้ในการคำนวณ  $(L) = 5,000 \text{ km}$

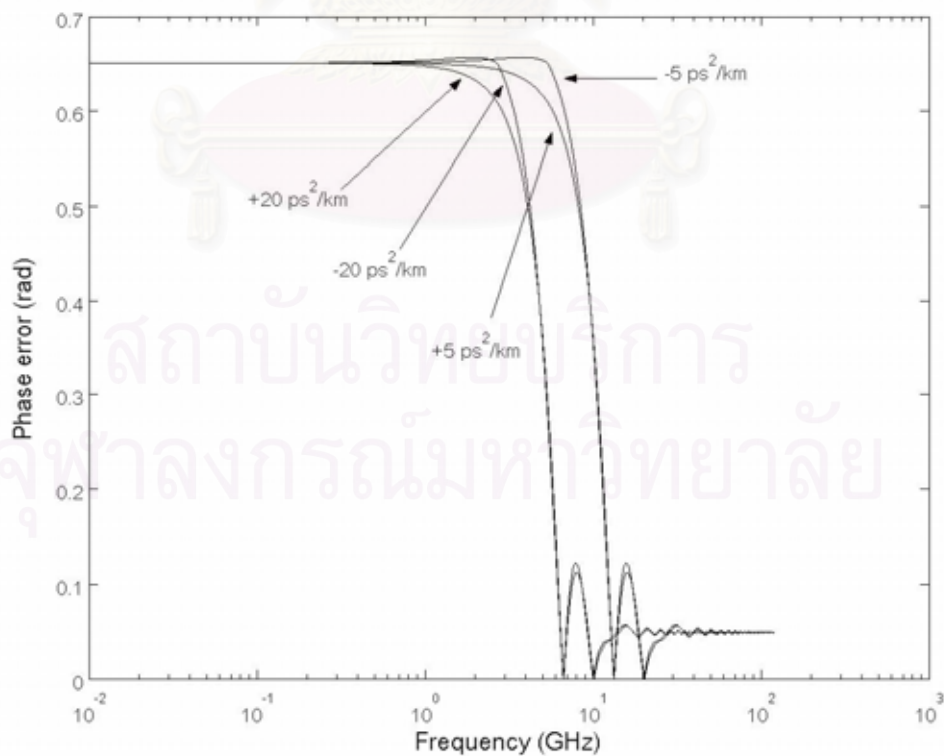
รูปที่ 3.8 แสดงถึงผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในระบบที่มีการชดเชย Dispersion โดยเปรียบเทียบผลระหว่างระบบที่มีและไม่มี Dispersion จากรูปที่ 3.8 จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าช่วงสภาวะความไม่เสถียรการมอดูเลตในกรณี Anomalous dispersion และช่วงสภาวะการรบกวนทางเฟสในกรณี Normal dispersion จะไม่ปรากฏให้เห็นในระบบที่มีการชดเชย Dispersion แต่จะปรากฏให้เห็นเฉพาะช่วงสภาวะการคงตัวของเฟส ช่วงการรบกวนทางเฟสและช่วงสภาวะปกติทั้งกรณี Normal และ Anomalous dispersion สำหรับในระบบที่มีการชดเชย Dispersion อย่างสมบูรณ์พบว่าความผิดพลาดเฟสของกรณี Anomalous dispersion จะมีปริมาณมากกว่ากรณีของ Normal dispersion อย่างเล็กน้อย

ในรูปที่ 3.9 เป็นการแสดงถึงความแตกต่างของผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ของค่า GVD ที่  $\pm 5 \text{ ps}^2/\text{km}$  และ  $\pm 20 \text{ ps}^2/\text{km}$  จะเห็นได้ว่าความผิดพลาดเฟสโดยรวมที่  $\pm 20 \text{ ps}^2/\text{km}$  มีค่าน้อยกว่าที่  $\pm 5 \text{ ps}^2/\text{km}$  เนื่องจากว่าค่าความถี่ที่เริ่มเข้าสู่สภาวะปกติหรือ EPNE-BW ณ GVD ที่  $\pm 20 \text{ ps}^2/\text{km}$  มีค่าน้อยกว่า GVD ที่  $\pm 5 \text{ ps}^2/\text{km}$  จากรูปที่ 3.9 เห็นได้ว่าจะมีอยู่สามสภาวะปฏิบัติการเท่านั้นคือ สภาวะการคงตัวของเฟส สภาวะปกติ และสภาวะการรบกวนทางเฟส ทั้งกรณีของ Normal และ Anomalous dispersion





รูปที่ 3.8 ผลตอบสนองของทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในระบบที่มีการชดเชย Dispersion และระบบที่ไม่มีการชดเชย Dispersion โดยค่า  $GVD = 5 \text{ ps}^2/\text{km}$

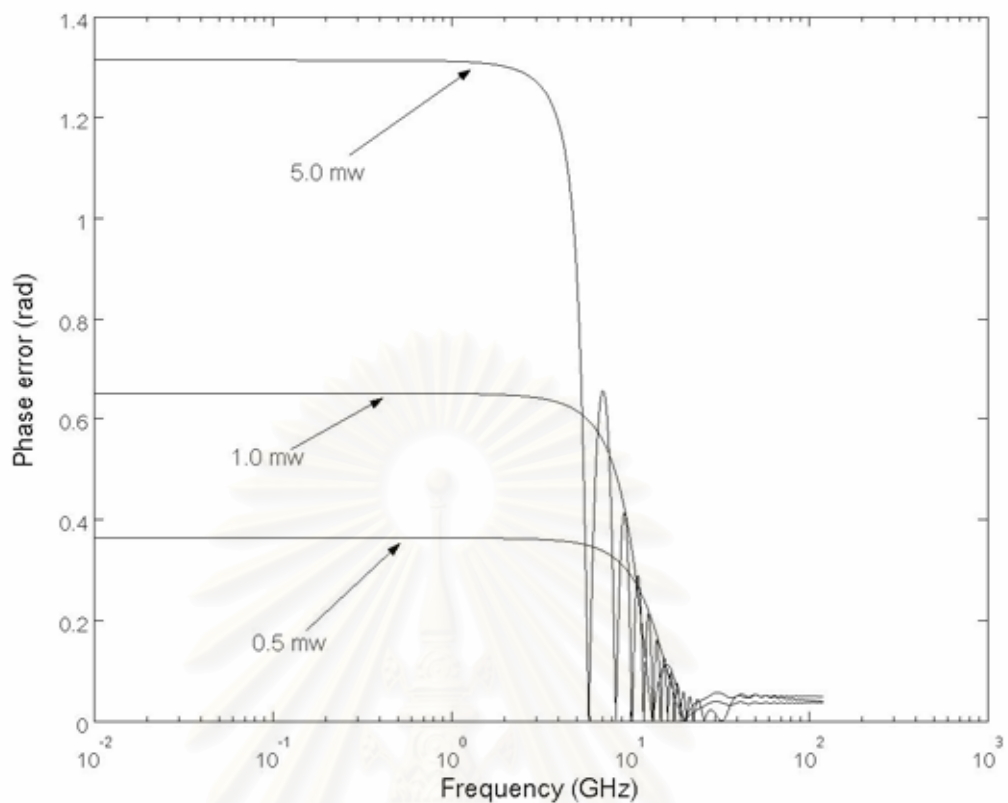


รูปที่ 3.9 ผลตอบสนองของทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในระบบที่มีการชดเชย Dispersion โดยค่า GVD อยู่ที่  $\pm 5 \text{ ps}^2/\text{km}$  และ  $\pm 20 \text{ ps}^2/\text{km}$

หากจะมองอีกมุมหนึ่งของระบบที่มีการชดเชย Dispersion ถือได้ว่าเป็นการป้อนกลับเชิงลบ (Negative feedback) ชนิดหนึ่ง ดังนั้นเมื่อระบบไม่มีการเปลี่ยนแปลงของสิ่งเร้าจากสิ่งแวดล้อมภายนอก (Kerr effect เทียบกับ Dispersion,  $\left| \frac{1}{2} |\beta_2| \omega_m^2 - 2\gamma P \right| L_{span}$  ) หรือว่าระบบยังสามารถทนต่อการเปลี่ยนแปลงของสิ่งเร้า ระบบจึงอยู่ในภาวะอยู่ตัว (Steady state) ซึ่งเป็นสภาวะการคงตัวของเฟสและสภาวะปกติของการชดเชย Dispersion แต่เมื่อการเปลี่ยนแปลงของสิ่งเร้าจากสิ่งแวดล้อมภายนอกมีปริมาณมากขึ้นจนทำให้ระบบไม่สามารถทนได้ จะส่งผลให้ระบบดำรงอยู่ในภาวะความไม่เสถียรซึ่งเป็นช่วงการมอดูเลตเฟสของการชดเชย Dispersion ขณะเดียวกันเมื่อปริมาณการเปลี่ยนแปลงของสิ่งเร้า (หรือ Kerr effect) เพิ่มมากขึ้นย่อมทำให้ระบบอยู่ในภาวะความไม่เสถียรนานขึ้นด้วยเช่นกัน

จากการวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสที่ผ่านมาพบว่าค่ากำลังงานสัญญาณเป็นสัดส่วนโดยตรงกับส่วนประกอบ Quadrature เนื่องจาก Kerr effect สำหรับในรูปที่ 3.10 จะแสดงถึงความแตกต่างของผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงค่ากำลังงานสัญญาณ การพิจารณารูปที่ 3.10 นั้นพบว่าผลลัพธ์ในรูปที่ 3.10 ตรงกันกับผลการวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสที่กล่าวไว้ว่าเมื่อกำลังงานสัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้ความผิดพลาดเฟสแต่ละความถี่การมอดูเลตมีค่าเพิ่มขึ้นตาม รวมไปถึงความถี่เริ่มเข้าสู่สภาวะปกติจะขยายออกตาม

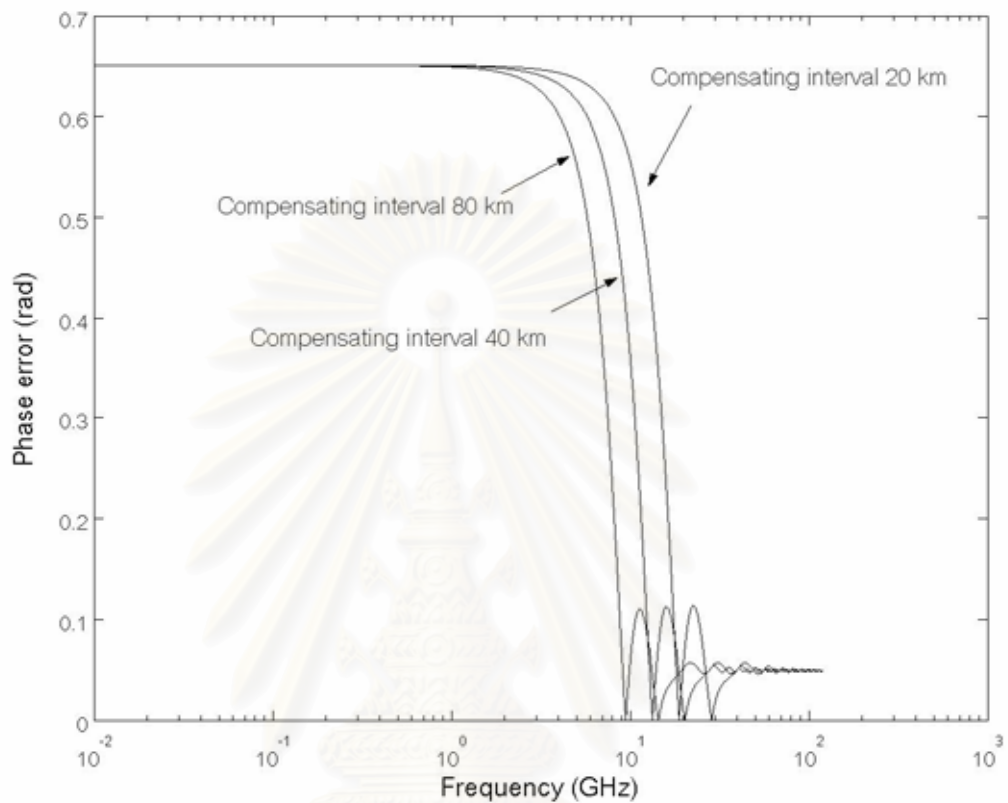
รูปที่ 3.10 แสดงถึงผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในระบบที่มีการชดเชย Dispersion โดยมีค่ากำลังงาน 0.5 1.0 และ 5.0 mw ในกรณี Normal dispersion จากรูปที่ 3.10 จะเห็นได้ว่าที่ กำลังงาน 5.0 mw จะมีช่วงสภาวะการมอดูเลตทางเฟสยาวนานกว่าที่ กำลังงาน 1.0 และ 0.5 mw ตามลำดับ เนื่องจาก ณ กำลังงานสูงทำให้ส่วนประกอบ Quadrature ที่มีค่าสูงกว่า ถูกป้อนกลับไปยังส่วนประกอบ In-phase ส่งผลให้เข้าสู่จุดเริ่มต้นการเปลี่ยนแปลงในช่วงบริเวณความถี่ที่น้อยกว่า การเปลี่ยนแปลงค่าของส่วนประกอบ In-phase จะส่งผลไปให้ส่วนประกอบ Quadrature เปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ดังนั้นความผิดพลาดเฟสของสัญญาณจึงมีการแกว่ง (Oscillation) หรืออยู่ในภาวะความไม่เสถียรก่อนเข้าสู่สภาวะปกติ นอกจากนั้นความผิดพลาดเฟสที่ 5.0 mw ในช่วงสภาวะการคงตัวเฟส จะมีค่ามากกว่าความผิดพลาดเฟสที่ กำลังงาน 1.0 และ 0.5 mw ตามลำดับ เนื่องจากว่าในช่วงสภาวะคงตัวเฟสส่วนประกอบ Quadrature จะถูกกำหนดโดย Kerr effect ( $2\gamma P$ ) ซึ่งเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกำลังงานสัญญาณ ดังนั้นในกรณีที่ กำลังงานสูงกว่าจึงทำให้ความผิดพลาดเฟสมีค่ามากกว่า



รูปที่ 3.10 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสโดยค่ากำลังงานสัญญาณ 0.5 1.0 และ 5.0 mw ณ GVD ที่  $5 \text{ ps}^2/\text{km}$  ในระบบที่มีการชดเชย Dispersion

รูปที่ 3.11 แสดงถึงผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในกรณีของ Normal dispersion โดยที่ช่วงการชดเชย Dispersion มีค่า 20 40 และ 80 km จากรูปที่ 3.11 พบว่าช่วงการชดเชย Dispersion 80 km จะมีความผิดพลาดเฟสโดยรวมน้อยกว่าช่วงการชดเชย Dispersion 40 และ 20 km ตามลำดับ เนื่องจาก ณ ช่วงการชดเชย Dispersion 80 km หมายถึงว่าสัญญาณต้องเดินทางในเส้นใยแสงหลัก 80 km ก่อนที่จะเข้าสู่กระบวนการชดเชย Dispersion ซึ่งเป็นผลให้ส่วนประกอบ Quadrature มีค่ามากกว่าของช่วงการชดเชย Dispersion 40 และ 20 km ตามลำดับ เมื่อมีการป้อนกลับส่วนประกอบ Quadrature ไปยังส่วนประกอบ In-phase ดังนั้นช่วงการชดเชย Dispersion 80 km จะเริ่มมีการเปลี่ยนแปลงอย่างมีนัยสำคัญเกิดขึ้นที่ความถี่ต่ำกว่า ดังนั้นจึงทำให้ช่วงสภาวะการมอดูเลตเฟสเกิดเร็วขึ้นและเข้าสู่สภาวะปกติเร็วขึ้นเนื่องจากว่าสิ่งเร้าภายนอก (ณ ที่นี้คือ Kerr effect) มีปริมาณเท่ากัน ด้วยเหตุนี้สรุปได้ว่าเมื่อช่วงการชดเชย Dispersion เพิ่มขึ้นทำให้ความผิดพลาดเฟสโดยรวมลดลง แต่ในระบบการใช้งานจริงเมื่อช่วงการชดเชย Dispersion เพิ่มขึ้นจะทำให้สัญญาณพัลส์ขยายออกจนกระทั่งเกิด ISI และ Kerr effect จะเหนี่ยวนำ ISI ที่เกิดขึ้นให้เปลี่ยนเป็นสัญญาณรบกวนทางเฟส ดังนั้นการคำนึงถึงระบบการใช้

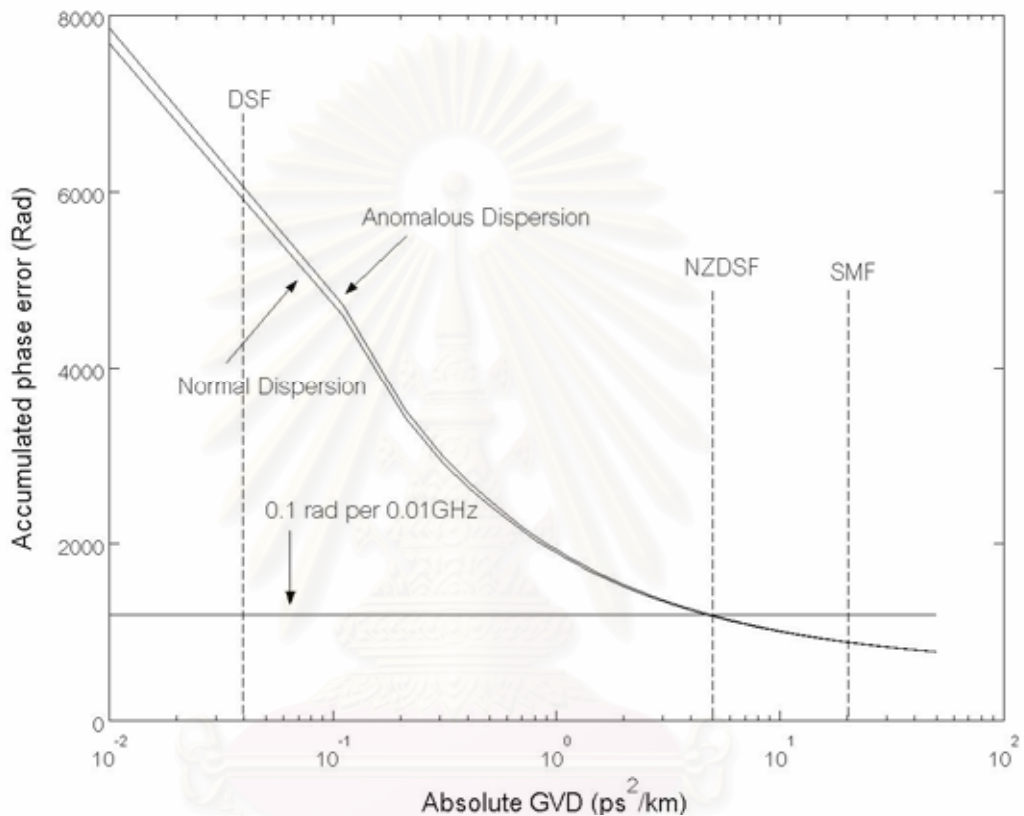
งานจริงจึงต้องมีการถ่วงดุลของกันและกันระหว่างความผิดพลาดเฟสที่น้อยลงเมื่อช่วงการชดเชย Dispersion มีค่าสูงขึ้นและการหลีกเลี่ยง ISI ที่จะเกิดขึ้นโดยการกำหนดช่วงการชดเชย Dispersion ให้น้อยลง



รูปที่ 3.11 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสโดยเปลี่ยนแปลงช่วงการชดเชย Dispersion และกำหนดค่า GVD อยู่ที่  $5 \text{ ps}^2/\text{km}$  ในระบบที่มีการชดเชย Dispersion

รูปที่ 3.12 แสดงถึงความผิดพลาดเฟสสะสมตลอดช่วงแบนด์วิดท์ 120 GHz ตามฟังก์ชันของ GVD ทั้งกรณีของ Normal และ Anomalous dispersion จากรูปที่ 3.12 จะเห็นได้ว่ายิ่ง GVD มีค่าน้อยเท่าไรค่าความผิดพลาดเฟสสะสมก็จะยิ่งมากขึ้นตาม ความผิดพลาดเฟสสะสมในกรณี Anomalous dispersion มีค่าสูงกว่ากรณีของ Normal dispersion อย่างเล็กน้อย หากว่า กำหนดให้ความหนาแน่นของความผิดพลาดเฟสเป็นแบบคงตัวที่  $0.1 \text{ rad}/(0.01 \text{ GHz})$  ดังนั้น ความผิดพลาดสะสมแบบคงตัวที่กำหนดขึ้นมาตลอดช่วงแบนด์วิดท์ 120 GHz มีค่าเป็น 1200 rad ซึ่งแสดงให้เห็นในรูปที่ 3.12 ณ ตำแหน่ง GVD ของ SMF ที่ความยาวคลื่น 1550 nm ( $-20 \text{ ps}^2/\text{km}$ ) จะให้ค่าความผิดพลาดเฟสสะสมที่น้อยกว่าความผิดพลาดสะสมแบบคงตัวที่  $0.1 \text{ rad}/(0.01 \text{ GHz})$  ซึ่งหมายถึงว่า ค่าเฉลี่ยความหนาแน่นความผิดพลาดเฟสของ SMF น้อยกว่า  $0.1 \text{ rad}/(0.01 \text{ GHz})$  ณ ตำแหน่ง GVD ของ NZDSF ที่ความยาวคลื่น 1550 nm ( $-5 \text{ ps}^2/\text{km}$ ) จะให้ค่า

ความผิดพลาดเฟสสะสมประมาณเท่ากับความผิดพลาดสะสมแบบคงตัวที่  $0.1 \text{ rad}/(0.01 \text{ GHz})$  ซึ่งหมายถึงว่าค่าเฉลี่ยความหนาแน่นความผิดพลาดเฟสของ NZDSF ประมาณเท่ากับ  $0.1 \text{ rad}/(0.01 \text{ GHz})$  ณ ตำแหน่ง GVD ของ DSF ที่ความยาวคลื่น  $1550 \text{ nm}$  ( $\pm 1 \text{ ps}^2/\text{km}$ ) จะให้ค่าความผิดพลาดเฟสสะสมมากกว่าความผิดพลาดสะสมแบบคงตัวที่  $0.1 \text{ rad}/(0.01 \text{ GHz})$  ซึ่งหมายถึงว่าค่าเฉลี่ยความหนาแน่นความผิดพลาดเฟสของ DSF มากกว่า  $0.1 \text{ rad}/(0.01 \text{ GHz})$

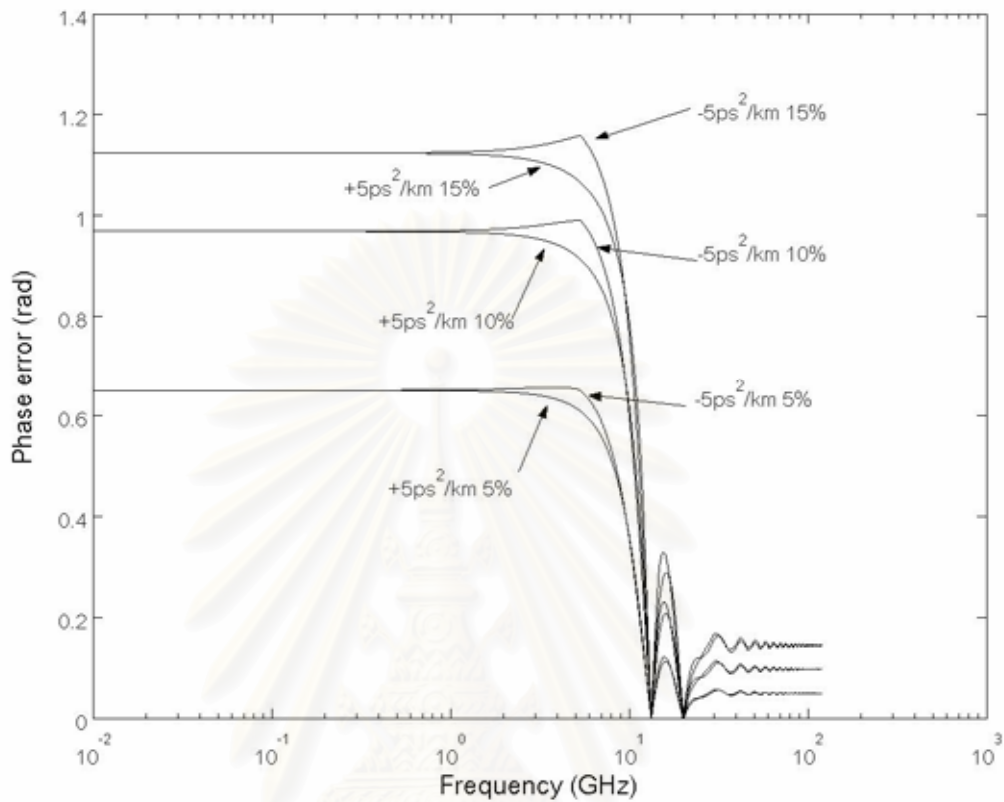


รูปที่ 3.12 ค่าการสะสมความผิดพลาดเฟสตลอดช่วงแบนด์วิดท์ 120 GHz ตามฟังก์ชันของ GVD ในระบบที่มีการชดเชย Dispersion

รูปที่ 3.13 แสดงถึงผลตอบสองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสโดยเปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมแอมพลิจูด ( $a_m(z=0)$ ) มีค่าเป็น 5% 10% และ 15% ของแอมพลิจูดคลื่นพาห์ จากรูปที่ 3.13 จะเห็นว่าเปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมแอมพลิจูดจะมีความสัมพันธ์โดยตรงกับความผิดพลาดเฟส เมื่อเปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมแอมพลิจูดเพิ่มขึ้นหมายถึงว่ากำลังงานโดยรวมของคลื่นพาห์มีปริมาณเพิ่มขึ้นและผลของ Kerr effect จะมีบทบาทมากขึ้นในการทำให้เฟสของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไป ดังนั้นเมื่อเปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมแอมพลิจูดเพิ่มขึ้นจึงทำให้ความผิดพลาดเฟสโดยรวมเพิ่มขึ้นทั้งกรณีของ Normal หรือ Anomalous dispersion ระบบที่มีการกระเพื่อมแอมพลี



จุดมากอาจกล่าวได้ว่าเป็นระบบที่มีความรุนแรงของสัญญาณรบกวนมากด้วยเช่นกันซึ่งจะทำให้คุณภาพของการสื่อสารสัญญาณด้วยการมอดูเลตทางเฟสเสื่อมค่าลงอย่างรวดเร็ว



รูปที่ 3.13 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสโดยเปลี่ยนแปลงเปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมแอมพลิจูด และกำหนดค่า GVD อยู่ที่  $\pm 5 \text{ ps}^2/\text{km}$  ในระบบที่มีการชดเชย Dispersion

จากเนื้อหาที่กล่าวมาข้างต้นเป็นเพียงการวิเคราะห์ถึงบางพารามิเตอร์ที่มีผลต่อความผิดพลาดเฟสในทางทฤษฎี หากเราจะออกแบบระบบการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยวิธีการมอดูเลตดีพีเอสเคเราควรจะต้องเลือกเส้นใยแสงที่มีค่า GVD หรือ Dispersion ให้มีค่าสูงพอเหมาะ เพราะว่าจากผลการศึกษาค่าความผิดพลาดเฟสในทางทฤษฎีซึ่งแสดงให้เห็นในรูปที่ 3.9 และ 3.12 พบว่าที่ค่า GVD สูงๆ จะส่งผลให้ความผิดพลาดเฟสโดยรวมมีค่าน้อยลง การพิจารณาถึงความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้นในแต่ละชนิดของเส้นใยแสงที่มีความยาวคลื่น 1550 nm (DSF, NZDSF, SMF) พบว่าค่าความผิดพลาดเฟสโดยรวมสามารถสรุปเป็นอสมการได้ดังนี้

$$\sum_{\omega_m} \Delta\phi_{sm}(\omega_m)|_{DSF} \gg \sum_{\omega_m} \Delta\phi_{sm}(\omega_m)|_{NZDSF} > \sum_{\omega_m} \Delta\phi_{sm}(\omega_m)|_{SMF} \quad (3.21)$$

จากอสมการ (3.21) ทำให้สรุปได้ว่าเราควรจะต้องเลือกใช้เส้นใยแก้วชนิด SMF มากกว่าชนิดอื่นโดยสังเกตจากความผิดพลาดเฟสสะสมหรือความผิดพลาดเฟสโดยรวม นอกจากนั้นในรูปที่ 3.11 แสดงให้เห็นว่าในระบบที่มีช่วงการชดเชย Dispersion มากกว่าจะทำให้ความผิดพลาดเฟส

โดยรวมมีค่าลดลง ดังนั้นเราควรเลือกช่วงการชดเชย Dispersion ให้มีค่ามากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ แต่ถึงอย่างไรก็ตามในทฤษฎีที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ไม่ได้คำนึงถึงปัจจัยความกว้างของสัญญาณพัลส์และอัตราบิต (Bit rate) ในการส่งสัญญาณเพราะว่าที่อัตราบิตสูงจะส่งผลให้ความกว้างสัญญาณพัลส์แคบลงและ Dispersion จะทำให้ความกว้างของสัญญาณพัลส์ขยายออกอย่างรวดเร็วจนทำให้เกิด ISI รวมไปถึง Kerr effect ที่เกิดจาก ISI ดังนั้นการทดสอบทฤษฎีด้วยการจำลองระบบสื่อสารสัญญาณที่ใช้การมอดูเลตดีพีเอสเคซึ่งจะนำเสนอไว้ในบทถัดไปจึงเป็นอีกแนวทางหนึ่งที่ใช้ในการพิสูจน์ทฤษฎี



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

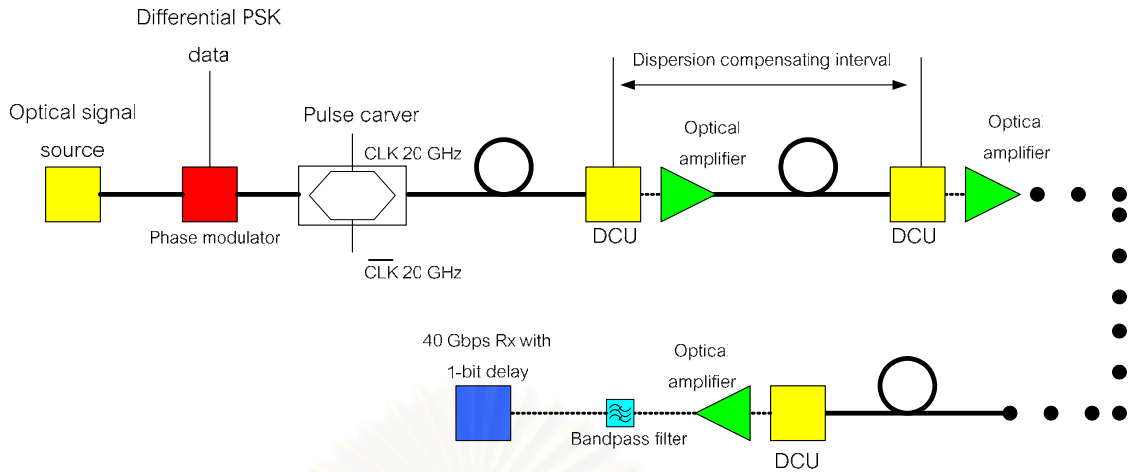
## บทที่ 4

### แบบจำลองการเดินทางของสัญญาณในเส้นใยแสงที่มีการมอดูเลตดีพีเอสเค ช่องสัญญาณเดียว

ในบทที่ 3 ได้กล่าวถึงทฤษฎีความผิดพลาดเฟสในคลื่นพาห้ความถี่เดียวเมื่อมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กเข้าไปกับคลื่นพาห้ซึ่งมีหลายปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อความผิดพลาดเฟสเช่น GVD กำลังงานคลื่นพาห้และช่วงการชดเชย Dispersion สำหรับเนื้อหาในบทที่ 4 จะกล่าวถึงการสร้างแบบจำลองทางคอมพิวเตอร์การสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคเพื่อเป็นการพิสูจน์ทฤษฎีที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 เพราะว่าทฤษฎีดังกล่าวพูดถึงแต่ความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้นในคลื่นพาห้เท่านั้นโดยไม่ได้คำนึงถึงเหตุการณ์หลายๆอย่าง เช่น การลดทอนกำลังงานที่เกิดขึ้นในเส้นใยแสง อัตราบิตข้อมูล และความกว้างพัลส์สัญญาณที่มีความสัมพันธ์กับอัตราบิตข้อมูล เนื้อหาที่น่าสนใจในบทนี้จะแยกออกเป็นสองส่วนคือ คุณสมบัติของแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณช่องสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคช่องสัญญาณเดียวและผลลัพธ์ที่ได้จากแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณช่องสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคช่องสัญญาณเดียว

#### 4.1 คุณสมบัติของแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเค ช่องสัญญาณเดียว

ในการหาผลเฉลยเชิงวิเคราะห์ (Analytical solution) ของการเดินทางสัญญาณในเส้นใยแสงด้วยสมการ NLSE เราไม่สามารถหาผลเฉลยได้อย่างแท้จริงเพราะว่าทั้ง Dispersion และความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสงไม่สามารถแยกออกจากกันได้อย่างสิ้นเชิง การสร้างแบบจำลองการเดินทางสัญญาณแสงในเส้นใยแสงจะใช้ระเบียบวิธี Split-step-Fourier [21],[25] ซึ่งเป็นการแยกส่วนของ Dispersion และความไม่เป็นเชิงเส้นออกจากกันในแต่ละช่วงสั้นๆ (Step) ที่กำหนดไว้ ดังนั้นความถูกต้องหรือความแม่นยำในการใช้ระเบียบวิธี Split-step-Fourier จึงขึ้นอยู่กับ การกำหนดช่วงการคำนวณ เมื่อช่วงการคำนวณมีค่าลดลงมากเท่าไรก็ยิ่งมีความถูกต้องของสัญญาณมากขึ้นด้วยและย่อมจะใช้เวลาในการประมวลผลทางคอมพิวเตอร์นานขึ้นด้วยเช่นกัน



รูปที่ 4.1 แผนภาพบล็อกแบบจำลองของระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงระยะไกลด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเค Return-to-Zero (RZ-DPSK) ของสัญญาณเดี่ยว

รูปที่ 4.1 แสดงถึงแบบจำลองของระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงระยะไกลด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคของสัญญาณเดี่ยว จะประกอบไปด้วยแหล่งกำเนิดแสงความถี่เดียวด้วยกำลังงาน 1 mw สัญญาณข้อมูล pseudo random จำนวน 2048 บิตที่มีอัตราบิต 40 Gbps อุปกรณ์มอดูเลตเฟส อุปกรณ์เกลาสัญญาณ 40 Gbps เพื่อแปลงสัญญาณขาเข้า Non-Return-to-Zero (NRZ) ให้กลายเป็นสัญญาณ 33%-RZ เส้นใยแสงชนิดต่างๆ เช่น SMF DSF และ NZDSF ที่มีการลดทอนกำลังงานสัญญาณ ( $\alpha$ ) 0.2 dB/km และสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นของแต่ละเส้นใยแสง  $\gamma_{NZDSF} = 1.7 \text{ w}^{-1}\text{km}^{-1}$   $\gamma_{DSF} = 2.6 \text{ w}^{-1}\text{km}^{-1}$   $\gamma_{SMF} = 1.6 \text{ w}^{-1}\text{km}^{-1}$  [26] ในทุกๆ ช่วงการชดเชย Dispersion 40 km จะมี DCU เพื่อทำการชดเชย Dispersion อย่างสมบูรณ์ (100% compensation) โดยมีได้คำนึงถึง Kerr effect และการลดทอนกำลังงานที่เกิดขึ้นใน DCU อุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสงที่มีตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise figure) 5.3 วงจรกรองผ่านแถบทางแสงที่มีความกว้างแถบ 120 GHz เพื่อที่จะเลือกเอาแต่สัญญาณข้อมูลที่ต้องการ และอุปกรณ์มอดูเลตสัญญาณ RZ-DPSK ที่มีวงจรประวิงเวลา 1 บิตของ 40 Gbps รวมอยู่ด้วย ส่วนการวัดคุณภาพสัญญาณ เราจะใช้ปริมาณ Q-factor เป็นตัววัดคุณภาพของสัญญาณ ซึ่งสามารถแสดงการคำนวณได้ดังนี้

$$Q = \frac{|\bar{\phi}_{change} - \bar{\phi}_{unchange}|}{\sigma_{change} + \sigma_{unchange}} \quad (4.1)$$

โดยที่  $\bar{\phi}_{change}$  และ  $\sigma_{change}$  เป็นค่าเฉลี่ยและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานทางเฟสของสัญญาณซึ่งทำการวัดที่ตรงกลางบิตเมื่อมีการเปลี่ยนสถานะบิตระหว่างบิต '0' และ '1' ขณะที่  $\bar{\phi}_{unchange}$  และ  $\sigma_{unchange}$  เป็นค่าเฉลี่ยและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานทางเฟสของสัญญาณซึ่งทำการวัดที่ตรงกลางบิต

เมื่อไม่มีการเปลี่ยนสถานะบิต ณ มาตรฐานที่  $Q = 7.8$  dB จะได้อัตราผิดพลาดบิต (Bit-error rate) ประมาณ  $10^{-9}$

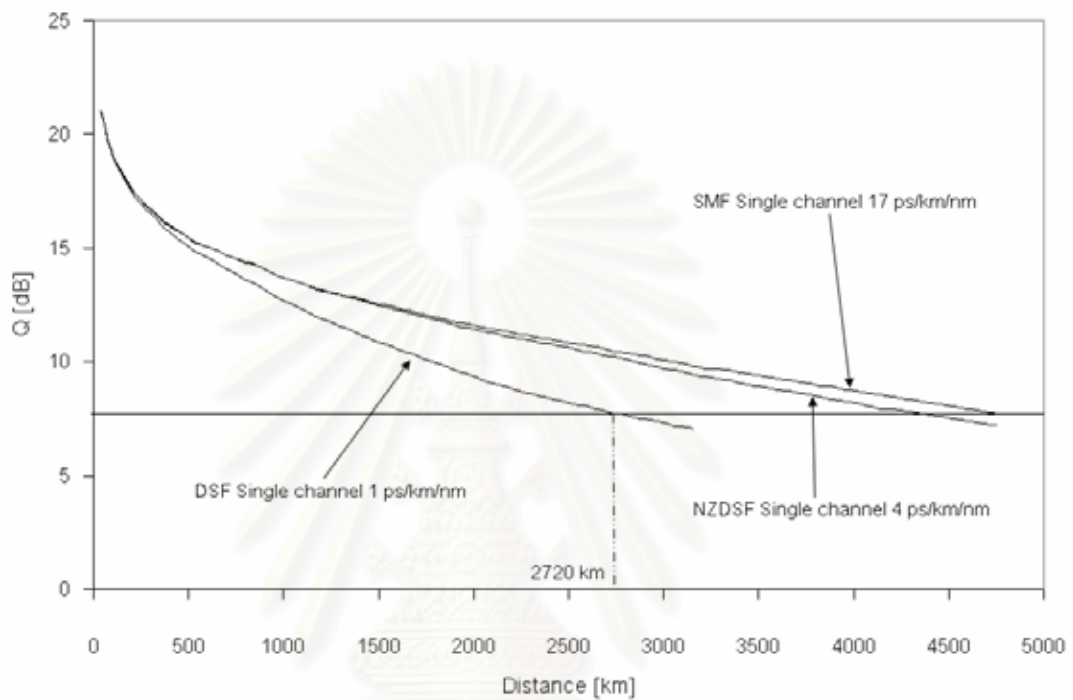
#### 4.2 ผลลัพธ์ของแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคของสัญญาณเดียวและการวิเคราะห์ผลลัพธ์

รูปที่ 4.2 แสดงค่า  $Q$  ที่เป็นฟังก์ชันกับระยะทาง ด้วยค่า  $D$  ต่างกัน (1.4 และ 17 ps/nm/km หรือเทียบได้กับค่า  $\beta_2 = -1.27, -5.10, -21.68$  ps<sup>2</sup>/km ตามลำดับ) เราสามารถสังเกตจากรูปที่ 4.2 ได้ว่าเมื่อเราเลือกเส้นใยแสงที่มีค่า  $D$  เพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ค่า  $Q$  เพิ่มขึ้นหรือทำให้คุณภาพของสัญญาณดีขึ้นเช่นที่  $Q = 7.8$  dB (ค่า  $Q$  ต่ำสุดที่ยอมรับได้ตามมาตรฐานอัตราผิดพลาดบิต  $10^{-9}$ ) สำหรับเส้นใยแสงชนิด DSF เราสามารถส่งข้อมูลได้ประมาณ 2,720 km แต่ขณะที่เส้นใยแสงชนิด NZDSF และ SMF เราสามารถส่งข้อมูลได้ไกลกว่า 4,000 km จากผลลัพธ์ดังกล่าวสามารถแสดงให้เห็นถึงความสอดคล้องกับการเปรียบเทียบผลตอบสนองของทางความถี่ในรูปที่ 3.12 ได้โดยตรงไปตรงมาที่ว่าเมื่อ GVD มีค่าสูงขึ้นจะส่งผลให้ความผิดพลาดเฟสโดยรวมลดลงและรวมถึงการสนับสนุนผลการทดลองจาก [17],[18],[27]-[29] จากผลการทดลองและผลลัพธ์ที่ได้ยกตัวอย่างมาทั้งหมดนี้ ล้วนชี้ชัดได้ว่า ณ GVD หรือ  $D$  สูงๆ มีผลดีต่อการสื่อสารสัญญาณแบบมอดูเลตดีพีเอสเคในเชิงของการลดความผิดพลาดทางเฟสที่อาจจะเกิดขึ้นจากการกระเพื่อมขึ้นลงของสัญญาณรอบวงทางแอมพลิจูด จากผลจำลองระบบการส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแสงทำให้เราเชื่อมั่นได้ว่าค่า  $D = 17$  ps/nm/km จะให้สมรรถนะที่ดีในการส่งสัญญาณการมอดูเลตดีพีเอสเคซึ่งตรงกับคำแนะนำในทฤษฎีบทที่ 3 โดยสนับสนุนให้เลือกใช้ SMF ที่ความยาวคลื่น 1,550 nm มากกว่าที่จะเลือกใช้เส้นใยแสง DSF หรือ NZDSF

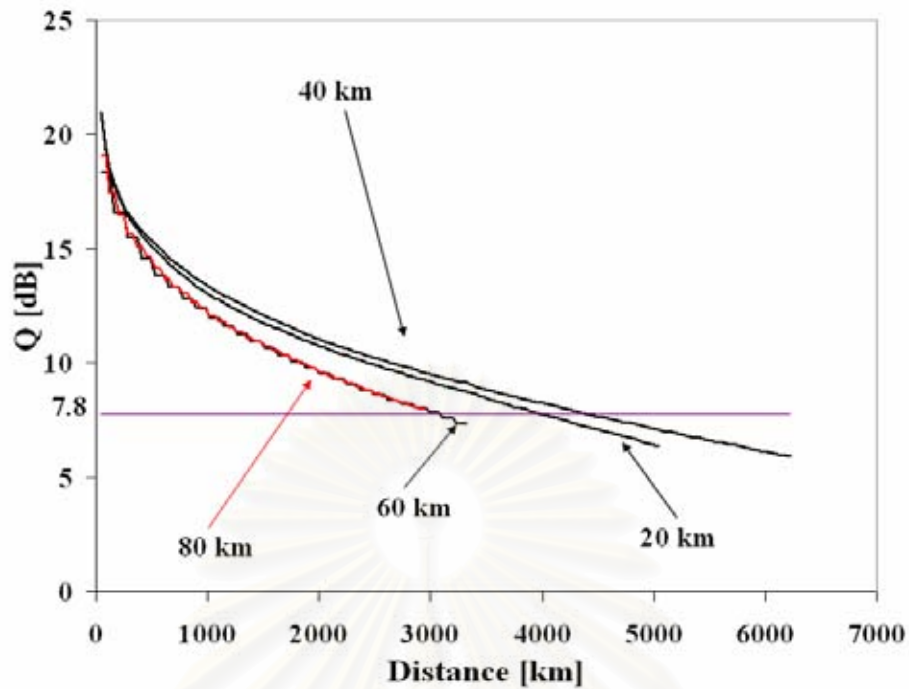
รูปที่ 4.3 แสดงค่า  $Q$  ที่เป็นฟังก์ชันกับระยะทางด้วยช่วงการชดเชย Dispersion ต่างๆกัน (20, 40, 60 และ 80 km) เราสามารถสังเกตจากรูปที่ 4.3 ได้ว่าเมื่อช่วงการชดเชย Dispersion เพิ่มขึ้นจาก 20 km เป็น 40 km จะส่งผลให้ค่า  $Q$  เพิ่มขึ้นหรือทำให้คุณภาพของสัญญาณดีขึ้นยกตัวอย่างเช่น ณ ที่  $Q = 7.8$  dB สำหรับช่วงการชดเชย Dispersion 20 และ 40 km เราสามารถส่งข้อมูลได้ประมาณ 3,960 km และ 4,400 km ตามลำดับ ซึ่งให้ผลสอดคล้องกับผลลัพธ์ทางทฤษฎีในรูปที่ 3.11 ที่กล่าวไว้ว่าเมื่อช่วงการชดเชย Dispersion สูงขึ้นจะทำให้ความผิดพลาดเฟสลดลง แต่เมื่อช่วงการชดเชย Dispersion สูงขึ้นจาก 40 km ไปเป็น 60 และ 80 km ส่งผลให้ค่า  $Q$  ลดลงหรือทำให้คุณภาพสัญญาณเสื่อมลงยกตัวอย่างเช่น ณ ที่  $Q = 7.8$  dB เราสามารถส่งข้อมูลได้ประมาณ 3,300 km สำหรับช่วงการชดเชย Dispersion 60 และ 80 km เห็นได้ว่าค่า  $Q$  สำหรับช่วงการชดเชย Dispersion 60 และ 80 km จะมีค่าน้อยกว่าในกรณีของช่วงการชดเชย



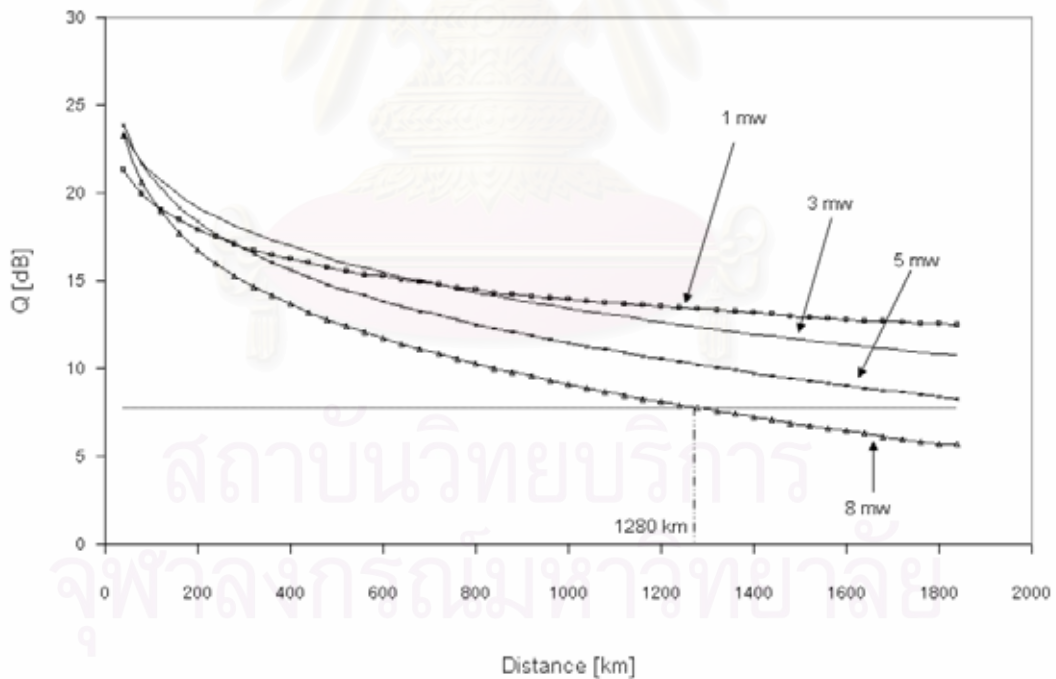
Dispersion 40 km เนื่องจากความเกี่ยวเนื่องระหว่าง Kerr effect และค่า Dispersion สะสมที่เพิ่มขึ้นตามระยะทางซึ่งทำให้สัญญาณพัลส์ขยายออกจนกระทั่งค่า  $Q$  ไม่เพิ่มขึ้นตามเพราะว่าเมื่อสัญญาณพัลส์ขยายออกจนทำให้เกิด ISI ซึ่งจะกลายเป็นสัญญาณรบกวนต่อสัญญาณพัลส์ข้างเคียง และ Kerr effect จะเหนี่ยวนำสัญญาณรบกวนเหล่านั้นให้เปลี่ยนเป็นสัญญาณรบกวนทางเฟส



รูปที่ 4.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณด้วยค่า  $D = 1.0$  4.0 และ 17.0 ps/nm/km ด้วยสัญญาณพัลส์ 33%-RZ



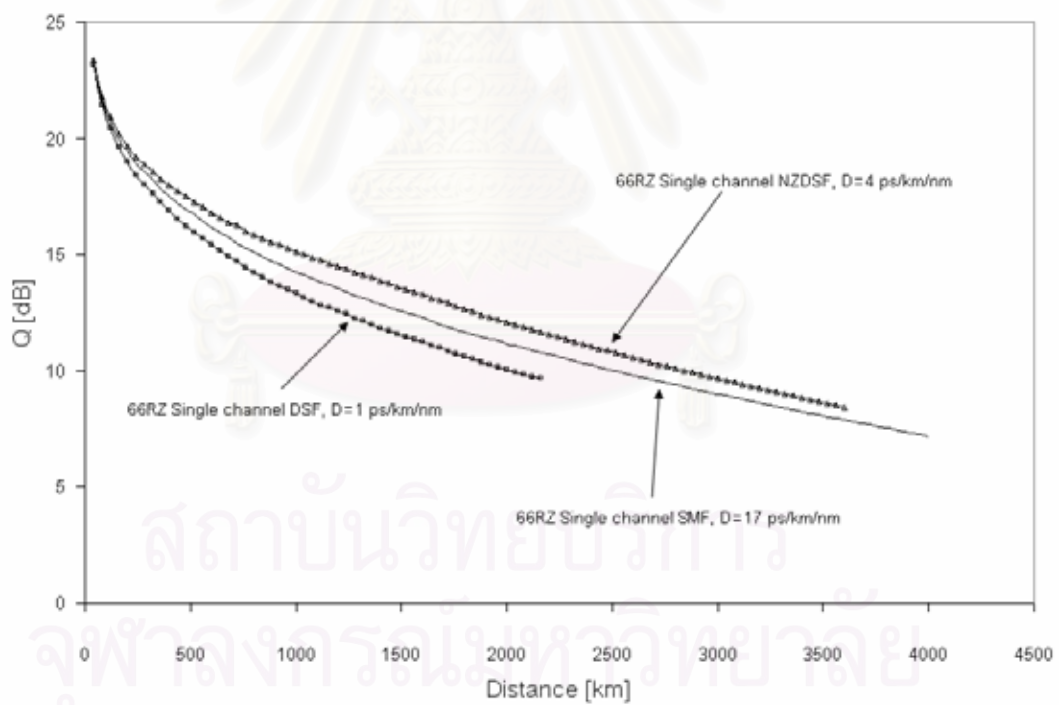
รูปที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณด้วยช่วงการขดเซย Dispersion 20 40 60 และ 80 km โดยเลือกใช้เส้นใยแสงชนิด SMF



รูปที่ 4.4 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณด้วยกำลังงานที่อุปกรณ์ส่ง สัญญาณ 1.0 3.0 5.0 และ 8.0 mw โดยเลือกใช้เส้นใยแสงชนิด SMF

รูปที่ 4.4 แสดงถึงความแตกต่างของค่า Q เมื่อกำลังงานสัญญาณมีค่า 1.0 3.0 5.0 และ 8.0 mw เราสามารถสังเกตจากรูปที่ 4.4 ได้ว่า เมื่อระยะทางเพิ่มมากขึ้นจะส่งผลให้คุณภาพสัญญาณ

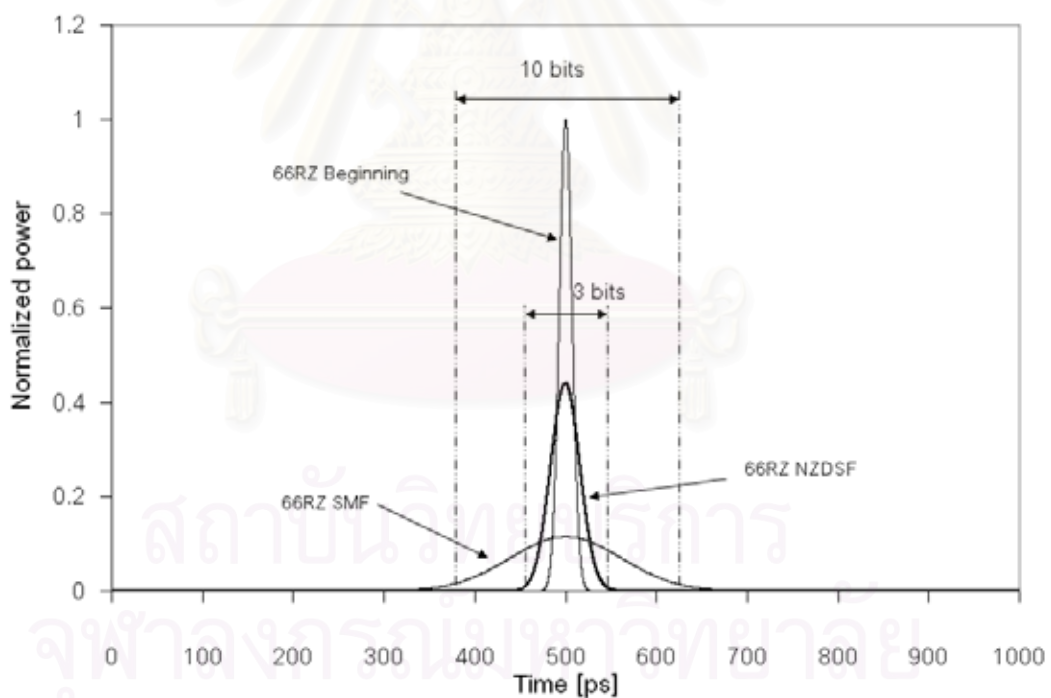
ที่ 3.0 5.0 และ 8.0 mw เสื่อมค่าลงอย่างรวดเร็วจนกระทั่งต่ำกว่าค่า  $Q$  ที่กำลังงานสัญญาณ 1.0 mw ยกตัวอย่างเช่น ที่ระยะทาง 1280 km ค่า  $Q$  ของกำลังงาน 1.0 3.0 5.0 และ 8.0 mw มีค่าเป็น 13.41 12.39 10.22 และ 7.74 dB ตามลำดับ ซึ่งให้ผลสอดคล้องกับผลลัพธ์ทางทฤษฎีในรูปที่ 3.10 โดยเมื่อกำลังงานสูงขึ้น Kerr effect ที่สะสมตามระยะทางจะเหนี่ยวนำกำลังงานให้เปลี่ยนเป็นสัญญาณรบกวนทางเฟสมากขึ้นดังนั้นจึงเป็นเหตุให้คุณภาพสัญญาณของกำลังงาน 1.0 mw ดีกว่าของ 3.0 5.0 และ 8.0 mw ทั้งๆที่ในการคำนวณงบประมาณการเชื่อมโยง (Link budget) ของกำลังงาน 3.0 5.0 และ 8.0 mw จะให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทางแสงมีค่ามากกว่าของกำลังงาน 1.0 mw เมื่อสัญญาณเดินทางในเส้นใยแสงในช่วงแรก คุณภาพสัญญาณที่ 1.0 mw จะดีกว่าที่ 3.0 5.0 และ 8.0 mw ยกตัวอย่างเช่นที่ระยะทาง 80 km ค่า  $Q$  ของกำลังงาน 1.0 3.0 5.0 และ 8.0 mw มีค่าเป็น 19.91 21.77 21.67 และ 20.59 dB ตามลำดับ ซึ่งให้ผลขัดแย้งกับผลลัพธ์ทางทฤษฎีในรูปที่ 3.8 เพราะว่าสัญญาณรบกวนสะสมที่เกิดขึ้นในอุปกรณ์ขยายสัญญาณแสงมีปริมาณมากกว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่เกิดจาก Kerr effect สะสมตามระยะทาง



รูปที่ 4.5 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณด้วยค่า  $D = 1.0$  4.0 และ 17.0 ps/nm/km ด้วยสัญญาณพัลส์ 66%-RZ

รูปที่ 4.5 แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่าง Q-factor กับระยะทางด้วยค่า Dispersion ต่างๆกัน ( $D = 1.0$  4.0 และ 17.0 ps/km/nm) ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ผลลัพธ์ในรูปที่ 4.5 แสดงให้เห็น

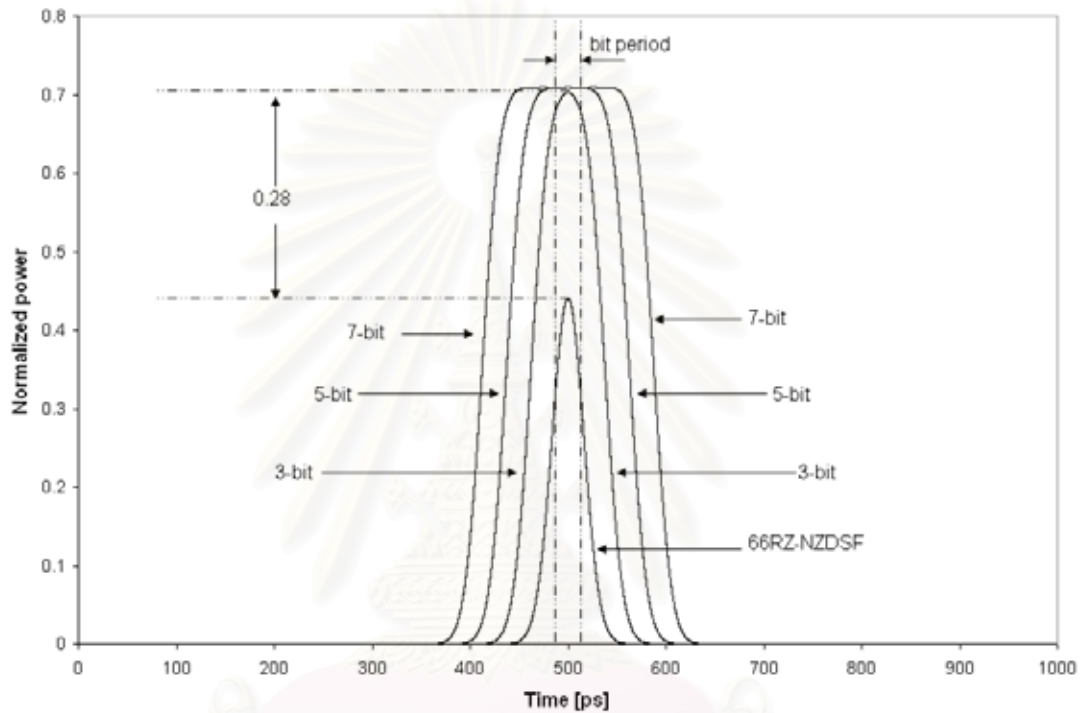
ว่าคุณภาพของสัญญาณพัลส์ที่เดินทางใน NZDSF ดีกว่าใน SMF ซึ่งให้ผลขัดแย้งกับทฤษฎีที่กล่าวไว้ในบทที่ 3 จากการศึกษาปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นกับสัญญาณพัลส์อย่างละเอียดพบว่าเมื่อสัญญาณพัลส์เดินทางในเส้นใยแสงที่มีค่า Dispersion สูงๆ ก่อนเข้าสู่กระบวนการชดเชย Dispersion จะส่งผลให้สัญญาณพัลส์ขยายออกอย่างรวดเร็วจนทำให้กำลังงานของบิตข้างเคียงส่งผลรุนแรงต่อสัญญาณบิตที่กำลังพิจารณา ความรวดเร็วในการขยายออกของความกว้างสัญญาณพัลส์จะขึ้นอยู่กับ Dispersion และความกว้างสัญญาณพัลส์ ณ เริ่มแรก เพราะว่าเส้นใยแสงที่มีค่า Dispersion สูงกว่าย่อมส่งผลให้สัญญาณพัลส์ขยายกว้างออกอย่างรวดเร็วมากยิ่งขึ้น รูปที่ 4.6 แสดงถึงลักษณะสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ที่ขยายออกเมื่อเดินทางในเส้นใยแสงเป็นระยะทาง 40 km จากรูปที่ 4.6 สังเกตได้ว่าสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF หลังจากเดินทางในเส้นใยแสงเป็นระยะทาง 40 km จะขยายออกน้อยกว่าในเส้นใยแสง SMF เนื่องจากค่า Dispersion ในเส้นใยแสง NZDSF น้อยกว่าในเส้นใยแสง SMF ณ ความยาวคลื่น 1550 nm การขยายของสัญญาณพัลส์จนทำให้เกิดการรบกวนบิตข้างเคียงซึ่งเรียกว่า ISI จะเกิดขึ้นในบริเวณ 3 บิตข้างเคียงในเส้นใยแสง NZDSF และ 10 บิตข้างเคียงในเส้นใยแสง SMF



รูปที่ 4.6 สัญญาณพัลส์ 66%-RZ ที่เดินทางในเส้นใยแสงเป็นระยะทาง 40 km ก่อนเข้าสู่กระบวนการชดเชย Dispersion

รูปที่ 4.7 และ 4.8 แสดงถึงการซ้อนทับของกำลังงานบิตข้างเคียงที่มีอิทธิพลต่อสัญญาณบิตที่กำลังพิจารณาโดยช่วงเวลาหนึ่งบิตมีค่าเท่ากับ 25 ps (40 Gbps) โดยที่การเรียงตัวของบิต

ข้างเคียงเป็นบิต '1' หรือเป็นเฟสเดียวกันทั้งหมด จากรูปที่ 4.7 ซึ่งสัญญาณพัลส์เดินทางในเส้นใยแสงชนิด NZDSF สังเกตได้ว่ากำลังงานของบิตข้างเคียงที่มีอิทธิพลต่อสัญญาณบิตที่กำลังพิจารณาเริ่มอิมิตัวที่จำนวน 2 บิตและผลต่างกำลังงานสัญญาณที่กำลังพิจารณาต่อกำลังงานรวมมีค่าประมาณ 0.28 จากรูปที่ 4.8 ซึ่งสัญญาณพัลส์เดินทางในเส้นใยแสงชนิด SMF สังเกตได้ว่ากำลังงานของบิตข้างเคียงที่มีอิทธิพลต่อสัญญาณบิตที่กำลังพิจารณาจะเริ่มอิมิตัวที่จำนวน 12 บิต และผลต่างกำลังงานสัญญาณที่กำลังพิจารณาต่อกำลังงานรวมมีค่าประมาณ 0.6

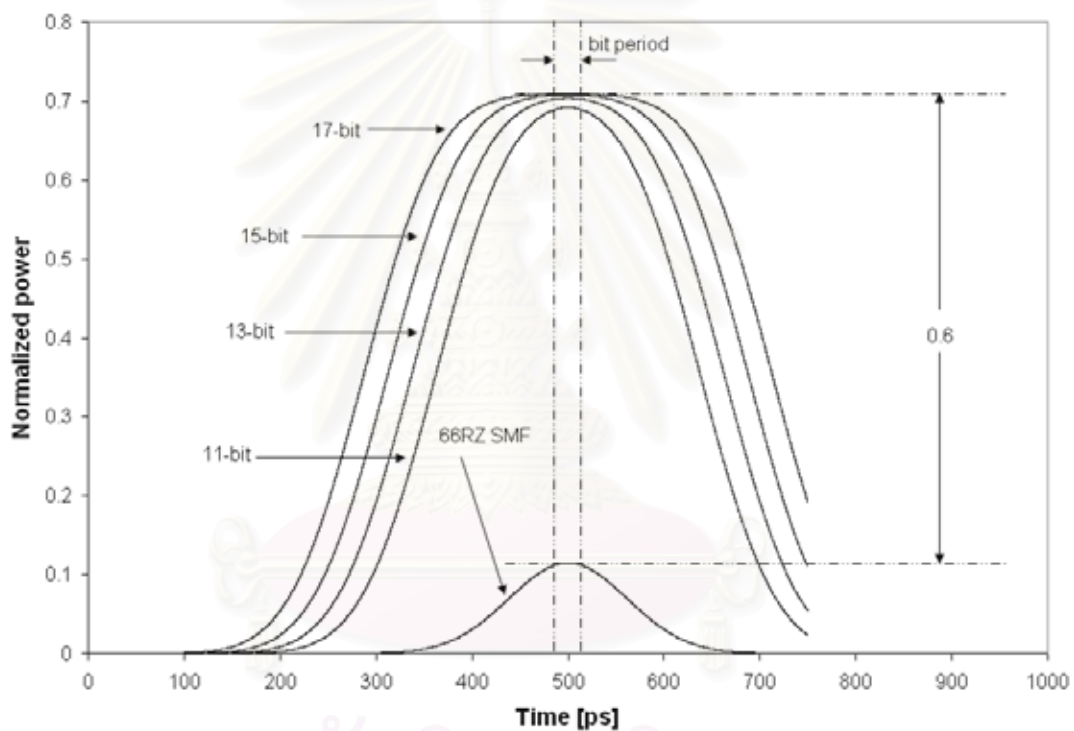


รูปที่ 4.7 แผนภาพแสดงการซ้อนทับของสัญญาณบิตข้างเคียงของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสงชนิด NZDSF

การพิจารณากำลังงานสูงสุดที่เกิดขึ้นเนื่องจากการซ้อนทับของบิตข้างเคียงพบว่าในเส้นใยแสง NZDSF มีปริมาณกำลังงานสูงที่เกิดขึ้นเนื่องจากการซ้อนทับของบิตข้างเคียงน้อยกว่าใน SMF อย่างมาก แม้ว่าทฤษฎีในบทที่แล้วจะกล่าวไว้ว่าเส้นใยแสง SMF มีความทนทานต่อ Kerr effect เนื่องจากการรบกวนจากสัญญาณขนาดเล็กมากกว่าเส้นใยแสง NZDSF แต่ว่าปริมาณสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นใน SMF มีปริมาณมากกว่าใน NZDSF อย่างมากจึงทำให้สัญญาณรบกวนทางเฟสที่เกิดขึ้นใน SMF มากกว่าใน NZDSF การพิจารณาการซ้อนทับกำลังงานของบิตข้างเคียงที่ส่งผลต่อบิตที่กำลังพิจารณาจะขึ้นอยู่กับรูปแบบของบิตข้างเคียงโดยการพิจารณาในเชิงลึกจะต้องคิดว่าเป็นการรวมกันแบบเสริมหรือหักล้างของบิตข้างเคียง ดังนั้นหากมองภาพรวมของการซ้อนทับกำลังงานบิตข้างเคียงที่ส่งผลต่อบิตที่กำลังพิจารณาพบว่ากำลังงานที่เปลี่ยนแปลงจะแปร



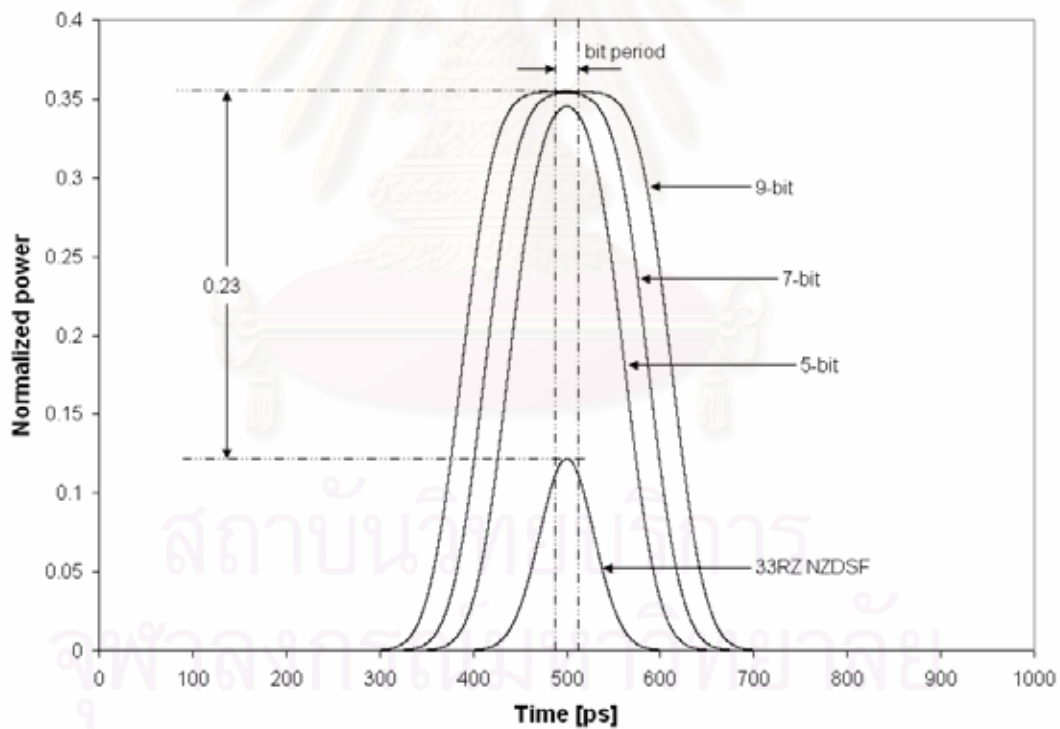
ผันตามกำลังงานสูงสุดที่เกิดขึ้นเนื่องจากการซ้อนทับของบิตข้างเคียง กำลังงานที่เกิดจากซ้อนทับกันของบิตข้างเคียงอาจจะพิจารณาได้ว่าเป็นช่วงการเบี่ยงเบน (Variation range) ของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการซ้อนทับเชิงสุ่มของบิตข้างเคียงซึ่งขึ้นอยู่กับความเร็วตัวของบิต ถ้าค่ากำลังงานที่เกิดจากการซ้อนทับกันของบิตข้างเคียงมีค่ามากหมายความว่าสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการซ้อนทับของบิตข้างเคียงจะมีความเบี่ยงเบนมากขึ้นด้วยเช่นกัน จากเหตุผลดังกล่าวพอที่จะสรุปได้ว่า 66%-RZ ที่ 40 Gbps ในเส้นใยแสง NZDSF จะให้คุณภาพสัญญาณดีกว่าในเส้นใยแสง SMF เนื่องจากการกำลังงานที่เข้ามารบกวนก่อนเข้าสู่กระบวนการชดเชย Dispersion มีความเบี่ยงเบนมากเกินกว่าที่ SMF จะรักษาคุณสมบัติการทนทานต่อ Kerr effect เนื่องจากสัญญาณรบกวน



รูปที่ 4.8 แผนภาพแสดงการซ้อนทับของสัญญาณบิตข้างเคียงของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสงชนิด SMF

จากรูปที่ 4.2 ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และระยะทางโดยมีวัฏจักรหน้าที่ (Duty cycle) เป็น 33%-RZ จะเห็นได้ว่าเมื่อระยะทางในเส้นใยแสงน้อยกว่า 2000 km พบว่าค่า Q ของสัญญาณพัลส์ใน NZDSF จะใกล้เคียงกับใน SMF แต่เมื่อระยะทางมากกว่า 2000 km พบว่าค่า Q ของสัญญาณพัลส์ใน SMF กลับกลายเป็นดีกว่าใน NZDSF ผลลัพธ์ดังกล่าวแบ่งได้เป็นสองช่วงคือ ช่วงที่ให้ผลไม่สอดคล้องกับทฤษฎี (ระยะทางน้อยกว่า 2000 km) และช่วงที่ให้ผลสอดคล้องกับทฤษฎี (ระยะทางมากกว่า 2000 km) สำหรับช่วงที่ให้ผลไม่สอดคล้องกับทฤษฎีสามารถอธิบายได้

โดยใช้เหตุผลเดียวกันกับกรณีสัญญาณพัลส์ 66%-RZ โดยการพิจารณากำลังงานสูงสุดที่เกิดขึ้น เนื่องจากการซ้อนทับของบิตข้างเคียง พบว่าสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ใน NZDSF และของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ใน SMF มีค่ากำลังงานสูงสุดที่เกิดขึ้นเนื่องจากการซ้อนทับของบิตข้างเคียงเป็น 0.23 (ในรูปที่ 4.9) และ 0.33 (ในรูปที่ 4.10) ตามลำดับ ซึ่งมีค่าไม่แตกต่างกันมาก ดังนั้นเมื่อคำนึงถึงคุณสมบัติความทนทานต่อ Kerr effect ใน SMF ที่มากกว่าใน NZDSF จึงทำให้ค่า Q ของสัญญาณในเส้นใยแสง SMF และ NZDSF ไม่ต่างกันมากในช่วงแรก และเมื่อสัญญาณเดินทางในเส้นใยแสงเป็นระยะทางไกลมากขึ้นจะทำให้กำลังงานของสัญญาณลดลงเนื่องจาก Kerr effect กระตุ้นให้มีการถ่ายเทพลังงานของสัญญาณไปยังสัญญาณรบกวนภายนอกแบนด์วิดท์ข้อมูลทีละเล็กน้อย [20] ซึ่งแสดงให้เห็นในรูปที่ 4.11 สำหรับในรูปที่ 4.12 เป็นการแสดงให้เห็นโดยประมาณว่าเมื่อระยะทางเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้กำลังงานสัญญาณลดน้อยลงเนื่องจาก Kerr effect และเมื่อกำลังงานสัญญาณลดลงจะส่งผลให้กำลังงานสูงสุดที่เกิดขึ้นเนื่องจากการซ้อนทับของบิตข้างเคียงใน SMF ลดลงมากกว่าใน NZDSF ด้วยเหตุนี้จึงทำให้ค่า Q ของ SMF ดีกว่าของ NZDSF เมื่อระยะทางเพิ่มขึ้น



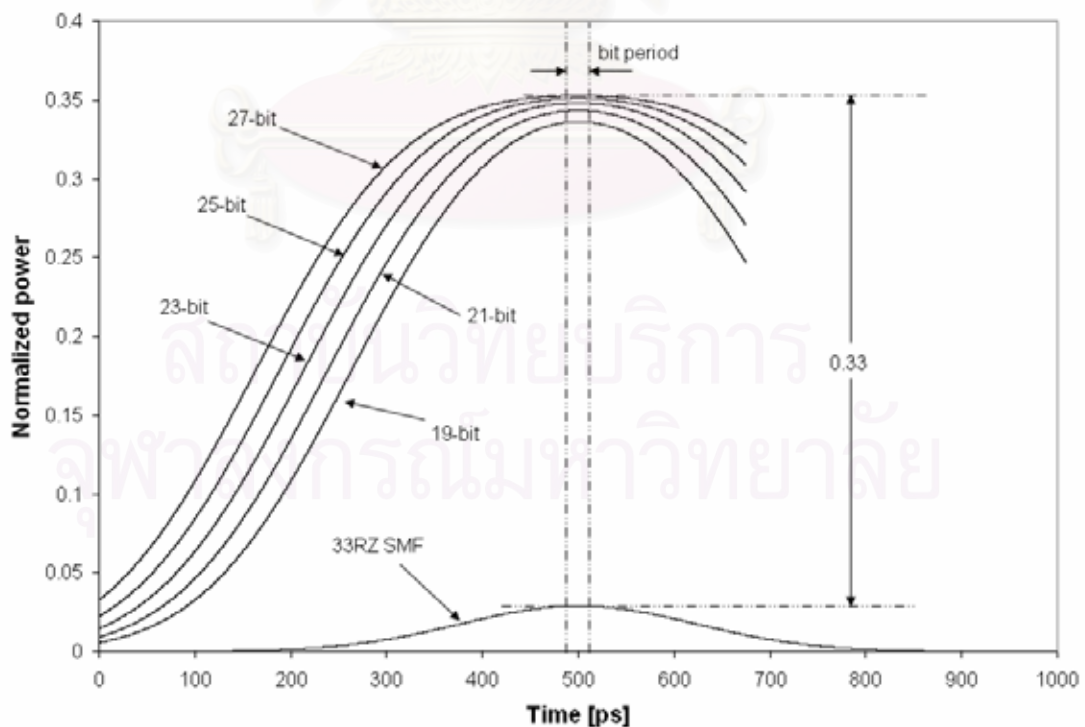
รูปที่ 4.9 แผนภาพแสดงการซ้อนทับของสัญญาณบิตข้างเคียงของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสงชนิด NZDSF

การพิจารณาวัฏจักรหน้าที่ของสัญญาณพัลส์ในเส้นใยแสง NZDSF และ SMF นั้นแสดงให้เห็นในรูปที่ 4.13 และ 4.14 ตามลำดับ จากรูปที่ 4.13 เห็นว่าคุณภาพสัญญาณใน NZDSF ไม่

แตกต่างกันมากในขณะที่วัฏจักรหน้าที่แตกต่างกัน แต่ในทางกลับกันคุณภาพสัญญาณในเส้นใยแสง SMF ของ 66%-RZ เสื่อมลงกว่าของ 33%-RZ อย่างเห็นได้ชัดในรูปที่ 4.14 เหตุผลที่เป็นเช่นนี้สามารถอธิบายได้ด้วยปริมาณกำลังงานสูงสุดที่เกิดขึ้นเนื่องจากการซ้อนทับของบิตข้างเคียงจากตารางที่ 4.1 เห็นได้ว่ากำลังงานสูงสุดที่เกิดขึ้นเนื่องจากการซ้อนทับของบิตข้างเคียงในกรณีของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ และ 33%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF ไม่แตกต่างกันมาก ดังนั้นจึงเป็นเหตุให้คุณภาพสัญญาณในเส้นใยแสง NZDSF ไม่แตกต่างกันมากทั้งที่มีวัฏจักรหน้าที่แตกต่างกัน ในทางกลับกันกำลังงานสูงสุดที่เกิดขึ้นเนื่องจากการซ้อนทับของบิตข้างเคียงในกรณีของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ และ 33%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ค่อนข้างแตกต่างกันอย่างเห็นได้ชัดโดยเฉพาะ 66%-RZ จะมีค่าสูงมากกว่ามากเมื่อเทียบกับ 33%-RZ ด้วยเหตุนี้จึงเป็นเหตุให้คุณภาพสัญญาณ 66%-RZ เสื่อมลงเร็วกว่า 33%-RZ ในเส้นใยแสง SMF อย่างเห็นได้ชัด

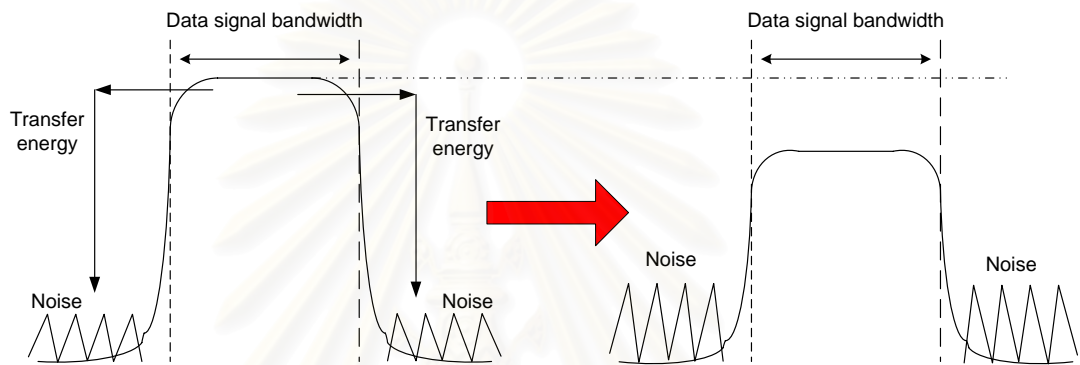
Duty cycle	The exceeding normalized power from overlap of adjacent bits	
	NZDSF	SMF
33%	0.233	0.326
66%	0.268	0.558

ตารางที่ 4.1 กำลังงานสูงสุดที่เกิดขึ้นเนื่องจากการซ้อนทับของบิตข้างเคียงด้วยค่าวัฏจักรหน้าที่แตกต่างกันในเส้นใยแสงชนิด NZDSF และ SMF

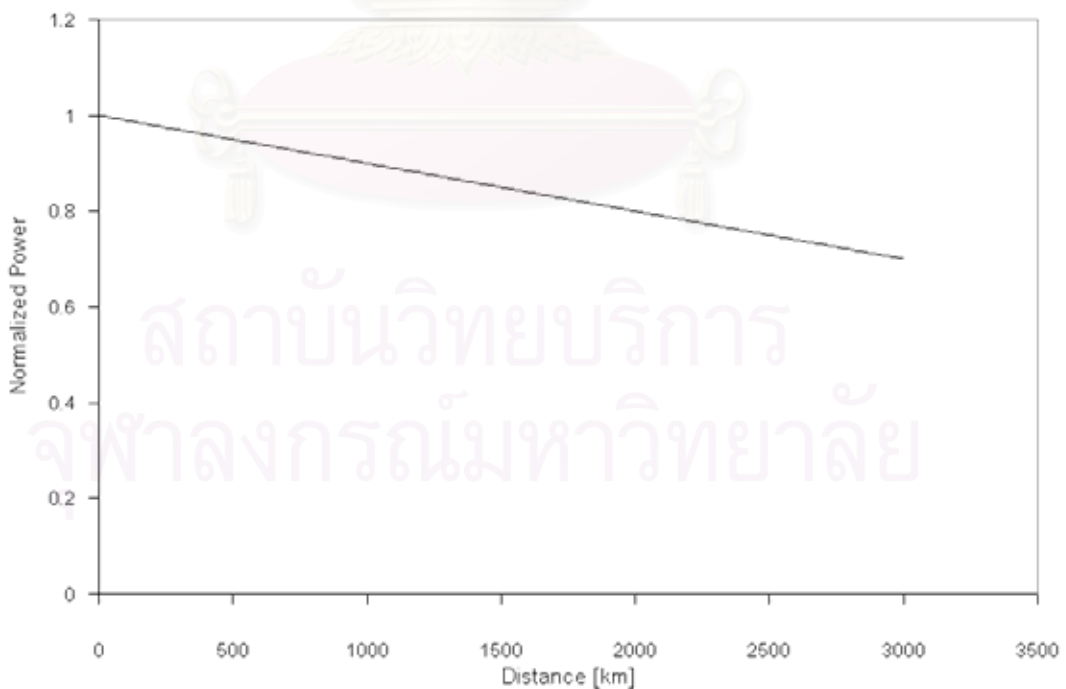


รูปที่ 4.10 แผนภาพแสดงการซ้อนทับของสัญญาณบิตข้างเคียงของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสงชนิด SMF

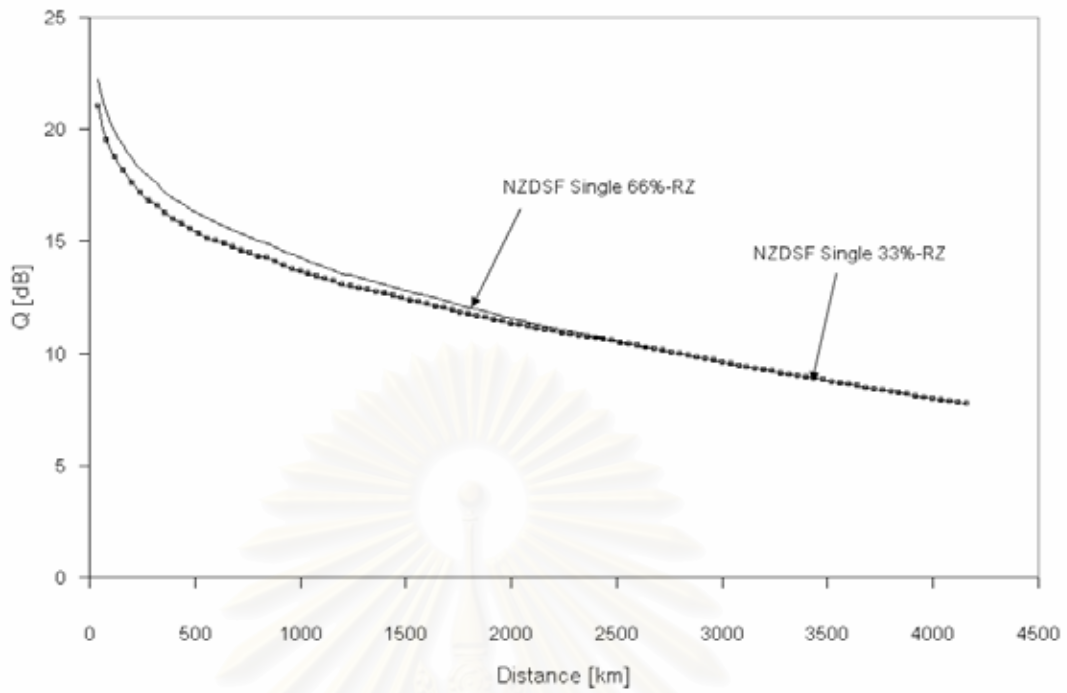
เนื้อหาในบทนี้สรุปได้ว่า สำหรับสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF จะให้คุณภาพสัญญาณดีกว่าในเส้นใยแสง SMF สำหรับสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง SMF จะให้คุณภาพสัญญาณดีกว่าในเส้นใยแสง NZDSF สำหรับการเปรียบเทียบวัฏจักรหน้าที่ในแต่ละเส้นใยแสงพบว่าในเส้นใยแสง NZDSF คุณภาพสัญญาณจะไม่แตกต่างกันมากระหว่างวัฏจักรหน้าที่ 33%-RZ และ 66%-RZ แต่สำหรับในเส้นใยแสง SMF คุณภาพสัญญาณของวัฏจักรหน้าที่ 33%-RZ จะให้ผลดีกว่าวัฏจักรหน้าที่ 66%-RZ ผลลัพธ์ดังกล่าวนี้สามารถอธิบายได้โดยการพิจารณาถึงปริมาณกำลังงานสูงสุดที่เกิดจากการซ้อนทับกันของบิตข้างเคียงและความทนทานต่อ Kerr effect ในแต่ละเส้นใยแสง



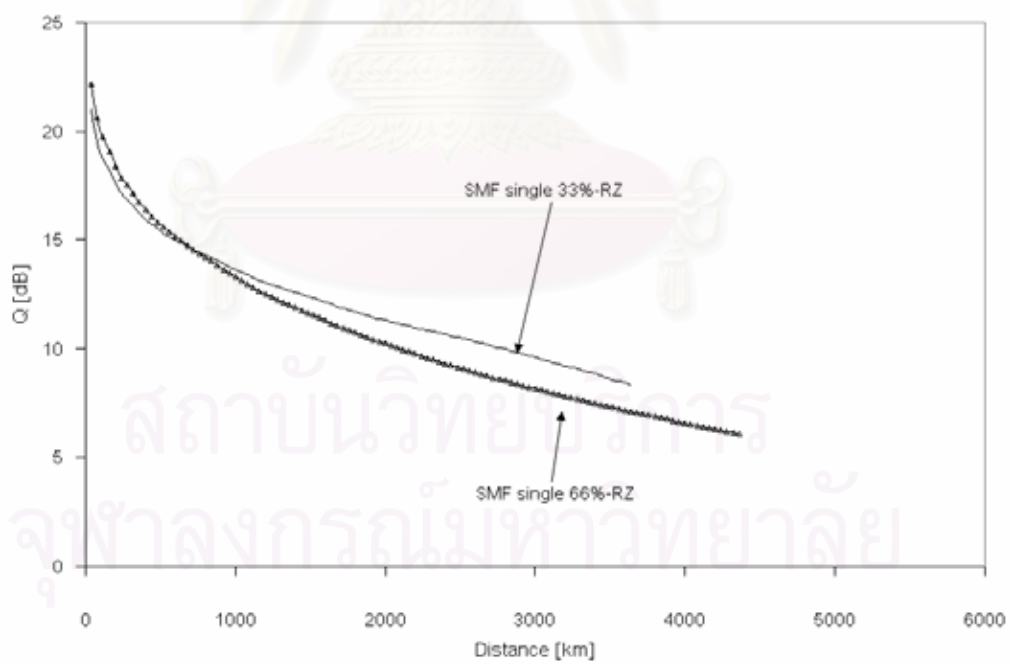
รูปที่ 4.11 การถ่ายเทพลังงานจากสัญญาณข้อมูลไปยังสัญญาณรบกวนภายนอกแบนด์วิดท์ข้อมูลเนื่องจาก Kerr effect



รูปที่ 4.12 การลดลงของกำลังงานสัญญาณเมื่อระยะทางเพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และระยะทาง โดยมีวัฏจักรหน้าที่เป็น 33% และ 66% ในเส้นใยแสงชนิด NZDSF



รูปที่ 4.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และระยะทาง โดยมีวัฏจักรหน้าที่เป็น 33% และ 66% ในเส้นใยแสงชนิด SMF



## บทที่ 5

### การวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไป กับสองคลื่นพาห้ความถี่ต่างกัน

ในบทที่ 3 ที่ผ่านมามีได้นำเสนอถึงวิธีการหาผลเฉลยของการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปพร้อมกับคลื่นพาห้ความถี่เดียวรวมไปถึงการวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสทั้งในระบบที่มีและไม่มี การชดเชย Dispersion สำหรับเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงวิธีการหาผลเฉลยของการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับสองคลื่นพาห้ที่มีความถี่ต่างกันโดยใช้หลักการคล้ายคลึงกับวิธีการหาผลเฉลยในบทที่ 3 รวมไปถึงการวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้น

#### 5.1 การหาความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับสอง คลื่นพาห้ความถี่ต่างกันในระบบที่ไม่มีการชดเชย Dispersion

สมมติว่าในระบบประกอบด้วยคลื่นพาห้สองความถี่หรือความยาวคลื่นเดินทางไปด้วยกันใน เส้นใยแสง สำหรับการหาความผิดพลาดเฟสจะเริ่มต้นจาก NLSE ของสองความยาวคลื่นโดยรวม ผลของ XPM เข้าไปด้วยและมีได้นำผลของการลดทอนกำลังงานสัญญาณมารวมคิดคำนวณซึ่ง สามารถแสดงให้เห็นได้ดังสมการ (5.1) และ (5.2)

$$\frac{\partial A_1}{\partial z} + i \frac{\beta_{21}}{2} \frac{\partial^2 A_1}{\partial T^2} = i \gamma_1 A_1 (\bar{P}_1 + 2\bar{P}_2) \quad (5.1)$$

$$\frac{\partial A_2}{\partial z} + d \frac{\partial A_2}{\partial T} + i \frac{\beta_{22}}{2} \frac{\partial^2 A_2}{\partial T^2} = i \gamma_2 A_2 (\bar{P}_2 + 2\bar{P}_1) \quad (5.2)$$

โดยที่

$A_1$  เป็นสัญญาณคลื่นพาห้ความถี่หลัก

$A_2$  เป็นสัญญาณคลื่นพาห้ความถี่ที่สองซึ่งเดินทางในเส้นใยแสงเส้นเดียวกัน

$\beta_{21}$  เป็นค่า GVD ณ ตำแหน่งของคลื่นพาห้ความถี่หลัก

$\beta_{22}$  เป็นค่า GVD ณ ตำแหน่งของคลื่นพาห้ความถี่ที่สอง

$T$  เป็นกรอบเวลา (Time frame) เทียบกับคลื่นพาห้ความถี่หลัก

$\bar{P}_1$  เป็นกำลังงานเฉลี่ยตามระยะทางของสัญญาณคลื่นพาห้ความถี่หลัก

$\bar{P}_2$  เป็นกำลังงานเฉลี่ยตามระยะทางของสัญญาณของคลื่นพาห้ความถี่ที่สอง

$\gamma_1$  เป็นค่าสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นของคลื่นพาห้ความถี่หลัก

$\gamma_2$  เป็นค่าสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นของคลื่นพาห้ความถี่ที่สอง

$d = \text{Group velocity mismatch} = \frac{v_{g1} - v_{g2}}{v_{g1}v_{g2}}$  แสดงถึงความห่างของสองคลื่นพาห้

$v_{g1}$  เป็นค่าความเร็วกลุ่ม ณ ตำแหน่งของคลื่นพาห้ความถี่หลัก

$v_{g2}$  เป็นค่าความเร็วกลุ่ม ณ ตำแหน่งของคลื่นพาห้ความถี่ที่สอง

ผลเฉลยสภาวะอยู่ตัวของคลื่นพาห้ (Steady state solution,  $A_{1,ss}, A_{2,ss}$ ) แสดงได้เป็น

$$A_{1,ss} = \sqrt{\bar{P}_1} \exp\{i\gamma_1 z (\bar{P}_1 + 2\bar{P}_2)\} \quad (5.3)$$

$$A_{2,ss} = \sqrt{\bar{P}_2} \exp\{i\gamma_2 z (\bar{P}_2 + 2\bar{P}_1)\} \quad (5.4)$$

จากนั้น เราทำการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กเข้าไปในผลเฉลยสภาวะอยู่ตัวทำให้ได้สมการ (5.5)

และ (5.6) ออกมา

$$A_1 = \left\{ \left( \sqrt{\bar{P}_1} + a_{m1}(z, T) \right) \exp\left( i\gamma_1 z (\bar{P}_1 + 2\bar{P}_2) \right) \right\} \quad (5.5)$$

$$A_2 = \left\{ \left( \sqrt{\bar{P}_2} + a_{m2}(z, T) \right) \exp\left( i\gamma_2 z (\bar{P}_2 + 2\bar{P}_1) \right) \right\} \quad (5.6)$$

โดยที่สัญญาณขนาดเล็ก  $a_{m1}(z, T)$  และ  $a_{m2}(z, T)$  อาจหมายถึงสัญญาณรบกวนที่ก่อกำเนิด

จากอุปกรณ์ขยายสัญญาณแสง โดยสามารถแสดงสัญญาณขนาดเล็กในรูปแบบทั่วไปได้ดังสมการ

(5.7) และ (5.8)

$$a_{m1}(z, T) = (a_1(z) + ib_1(z)) \exp(i\omega_m T) \quad (5.7)$$

$$a_{m2}(z, T) = (a_2(z) + ib_2(z)) \exp(i\omega_m T) \quad (5.8)$$

โดยที่  $a_1(z)$  แสดงถึงส่วนประกอบ In-phase และ  $b_1(z)$  แสดงถึงส่วนประกอบ Quadrature-

phase ของสัญญาณขนาดเล็กที่มอดูเลตอยู่ในคลื่นพาห้ความถี่หลัก  $a_2(z)$  แสดงถึง

ส่วนประกอบ In-phase และ  $b_2(z)$  แสดงถึงส่วนประกอบ Quadrature-phase ของสัญญาณ

ขนาดเล็กที่มอดูเลตอยู่ในคลื่นพาห้ความถี่ที่สอง โดยทั้ง  $a_1(z), b_1(z), a_2(z)$  และ  $b_2(z)$

เป็นฟังก์ชันค่าจริงของ  $z$  สำหรับ  $\omega_m$  แสดงถึงความถี่เชิงมุมของสัญญาณขนาดเล็กที่ถูกมอดูเลต

ดังนั้นเมื่อนำสมการ (5.5)-(5.8) แทนลงในสมการ (5.1) และ (5.2) ทำให้เราได้สมการ (5.9)

และ (5.10)

$$\frac{\partial a_{m1}}{\partial z} + i\gamma_1 (\bar{P}_1 + 2\bar{P}_2) \left( \sqrt{\bar{P}_1} + a_{m1} \right) + \frac{i\beta_{21}}{2} \frac{\partial^2 a_{m1}}{\partial T^2} = i\gamma_1 \left( \left( \sqrt{\bar{P}_1} + \text{Re}\{a_{m1}\} \right)^2 + \left( \text{Im}\{a_{m1}\} \right)^2 + 2 \left( \left( \sqrt{\bar{P}_2} + \text{Re}\{a_{m2}\} \right)^2 + \left( \text{Im}\{a_{m2}\} \right)^2 \right) \right) \left( \sqrt{\bar{P}_1} + a_{m1} \right) \quad (5.9)$$

$$\frac{\partial a_{m2}}{\partial z} + i\gamma_2 (\bar{P}_2 + 2\bar{P}_1) \left( \sqrt{\bar{P}_2} + a_{m2} \right) + \frac{i\beta_{22}}{2} \frac{\partial^2 a_{m2}}{\partial T^2} + d \frac{\partial a_{m2}}{\partial T} = i\gamma_2 \left( \left( \sqrt{\bar{P}_2} + \text{Re}\{a_{m2}\} \right)^2 + \left( \text{Im}\{a_{m2}\} \right)^2 + 2 \left( \left( \sqrt{\bar{P}_1} + \text{Re}\{a_{m1}\} \right)^2 + \left( \text{Im}\{a_{m1}\} \right)^2 \right) \right) \left( \sqrt{\bar{P}_2} + a_{m2} \right) \quad (5.10)$$

เราจะทำการประมาณสมการ (5.9) และ (5.10) โดยมีเงื่อนไขที่ว่าสัญญาณ  $a_{m1}, a_{m2}$  มีขนาดเล็ก

มากเมื่อเทียบกับ  $\sqrt{\bar{P}_1}, \sqrt{\bar{P}_2}$  ตามลำดับซึ่ง

$$\left(2\sqrt{\bar{P}_1} \operatorname{Re}\{a_{m1}\} + |a_{m1}|^2 + 4\sqrt{\bar{P}_2} \operatorname{Re}\{a_{m2}\} + 2|a_{m2}|^2\right)\left(\sqrt{\bar{P}_1} + a_{m1}\right) \approx 2\bar{P}_1 \operatorname{Re}\{a_{m1}\} + 4\sqrt{\bar{P}_1\bar{P}_2} \operatorname{Re}\{a_{m2}\} \quad (5.11)$$

และ

$$\left(2\sqrt{\bar{P}_2} \operatorname{Re}\{a_{m2}\} + |a_{m2}|^2 + 4\sqrt{\bar{P}_1} \operatorname{Re}\{a_{m1}\} + 2|a_{m1}|^2\right)\left(\sqrt{\bar{P}_2} + a_{m2}\right) \approx 2\bar{P}_2 \operatorname{Re}\{a_{m2}\} + 4\sqrt{\bar{P}_1\bar{P}_2} \operatorname{Re}\{a_{m1}\} \quad (5.12)$$

ทำให้ได้ผลการประมาณเป็นดังสมการ (5.13) และ (5.14)

$$\frac{\partial a_{m1}}{\partial z} + \frac{i\beta_{21}}{2} \frac{\partial^2 a_{m1}}{\partial T^2} = i\gamma_1 \left( \bar{P}_1 (a_{m1} + a_{m1}^*) + 2\bar{P}_2 (a_{m2} + a_{m2}^*) \right) \quad (5.13)$$

$$\frac{\partial a_{m2}}{\partial z} + \frac{i\beta_{22}}{2} \frac{\partial^2 a_{m2}}{\partial T^2} + d \frac{\partial a_{m2}}{\partial T} = i\gamma_2 \left( \bar{P}_2 (a_{m2} + a_{m2}^*) + 2\bar{P}_1 (a_{m1} + a_{m1}^*) \right) \quad (5.14)$$

เมื่อแทน  $a_{m1}, a_{m2}$  จากสมการ (5.7) และ (5.8) ลงในสมการ (5.13) และ (5.14) ตามลำดับ จะทำให้ได้ผลลัพธ์ในสมการ (5.15) และ (5.16)

$$\frac{da_1}{dz} + i \frac{db_1}{dz} - \frac{i\beta_{21}\omega_m^2}{2} (a_1 + ib_1) = i2\gamma_1 \left( \bar{P}_1 a_1 + 2\sqrt{\bar{P}_1\bar{P}_2} a_2 \right) \quad (5.15)$$

$$\frac{da_2}{dz} + i \frac{db_2}{dz} - \frac{i\beta_{22}\omega_m^2}{2} (a_2 + ib_2) + i\omega_m d (a_2 + ib_2) = i2\gamma_2 \left( \bar{P}_2 a_2 + 2\sqrt{\bar{P}_1\bar{P}_2} a_1 \right) \quad (5.16)$$

เพื่อจะหาผลเฉลยในสมการ (5.15) และ (5.16) จึงจำเป็นต้องแยกส่วนจริงและส่วนจินตภาพออกจากกัน ทำให้ได้สมการเพิ่มอีกสี่สมการดังนี้ (5.17) - (5.20)

$$\frac{da_1}{dz} = -\frac{1}{2} \beta_{21} \omega_m^2 b_1 \quad (5.17)$$

$$\frac{db_1}{dz} = \left( \frac{1}{2} \beta_{21} \omega_m^2 + 2\gamma P_1 \right) a_1 + 4\gamma \sqrt{P_1 P_2} a_2 \quad (5.18)$$

$$\frac{da_2}{dz} = \left( -\frac{1}{2} \beta_{22} \omega_m^2 + d\omega_m \right) b_2 \quad (5.19)$$

$$\frac{db_2}{dz} = \left( \frac{1}{2} \beta_{22} \omega_m^2 + 2\gamma P_2 - d\omega_m \right) a_2 + 4\gamma \sqrt{P_1 P_2} a_1 \quad (5.20)$$

เมื่อเรานำสมการ (5.17) - (5.20) มาเขียนในรูปเมตริกซ์ ทำให้ได้รูปแบบสมการเมตริกซ์ (5.21)

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \\ a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2} \beta_{21} \omega_m^2 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2} \beta_{21} \omega_m^2 + 2\gamma P_1 & 0 & 4\gamma \sqrt{P_1 P_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2} \beta_{22} \omega_m^2 + d\omega_m \\ 4\gamma \sqrt{P_1 P_2} & 0 & 2\gamma P_2 + \frac{1}{2} \beta_{22} \omega_m^2 - d\omega_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \\ a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

ดังนั้นผลเฉลยของสมการ (5.21) สามารถแสดงได้ในสมการ (5.22) ซึ่งเป็นผลเฉลยของสัญญาณขนาดเล็กเมื่อเดินทางในเส้นใยแสงเป็นระยะทาง  $z$  โดยขึ้นอยู่กับค่าเริ่มแรก (Initial value) ของสัญญาณขนาดเล็กที่ระยะทาง  $z = 0$

$$\begin{bmatrix} a_1(z=L) \\ b_1(z=L) \\ a_2(z=L) \\ b_2(z=L) \end{bmatrix} = \exp(\bar{A}L) \begin{bmatrix} a_1(z=0) \\ b_1(z=0) \\ a_2(z=0) \\ b_2(z=0) \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

โดยที่ Eigen vector  $\bar{A}$  แสดงเป็นเมตริกซ์ดังแสดงในสมการ (5.23)

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2}\beta_{21}\omega_m^2 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}\beta_{21}\omega_m^2 + 2\gamma P_1 & 0 & 4\gamma\sqrt{P_1P_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 + d\omega_m \\ 4\gamma\sqrt{P_1P_2} & 0 & 2\gamma P_2 + \frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 - d\omega_m & 0 \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

ดังนั้นเราสามารถหาความผิดพลาดเฟส ( $\Delta\phi_{sm}(L)$ ) ณ ระยะทาง  $L$  ที่เกิดขึ้นเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กเข้าไปกับคลื่นพาห้ได้ดังนี้

$$\Delta\phi_{sm}(L) = \tan^{-1}\left(\frac{b_1(L)}{\sqrt{P_1} + a_1(L)}\right) \quad (5.24)$$

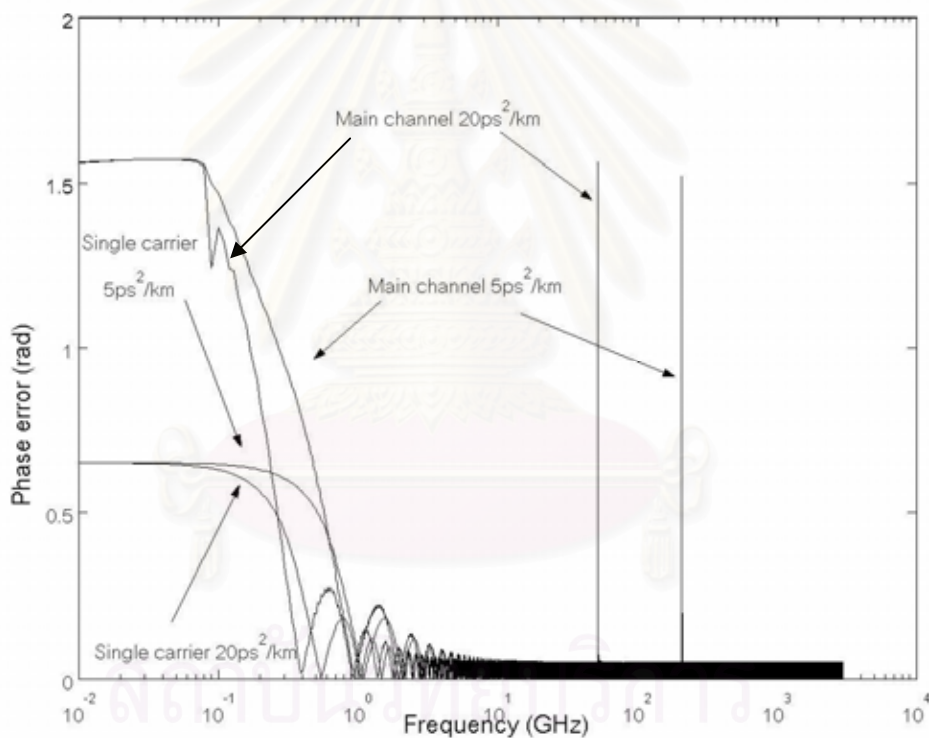
โดยที่  $a_1(L)$  และ  $b_1(L)$  สามารถหาได้จากสมการที่ (5.22) ซึ่งจำเป็นต้องกำหนดค่าเริ่มแรกให้กับสัญญาณ  $a_{m1}$  และ  $a_{m2}$  ในการกำหนดค่าเริ่มแรกนั้น จะกำหนดให้มีค่าเริ่มแรกเฉพาะส่วนประกอบที่เป็น In-phase เท่านั้น เพราะว่า Kerr effect จะเหนี่ยวนำทำให้เฟสของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปโดยขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณและส่วนประกอบของสัญญาณขนาดเล็กที่มีเฟสเดียวกับคลื่นพาห้จะมีนัยสำคัญช่วยให้กำลังงานโดยรวมของสัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้นมากกว่าส่วนประกอบที่เป็น Quadrature-phase ด้วยเหตุนี้การกำหนดค่าเริ่มแรกให้แก่ส่วนประกอบของสัญญาณขนาดเล็กที่มีเฟสเดียวกับคลื่นพาห้จึงมีนัยสำคัญมากกว่าที่จะกำหนดค่าเริ่มแรกให้กับส่วนประกอบที่เป็น Quadrature-phase

## 5.2 การวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับสองคลื่นพาห้ต่างความถี่ในระบบที่ไม่มีการชดเชย Dispersion

จากหัวข้อที่ 5.1 เราสามารถหาผลเฉลยความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปพร้อมกับคลื่นพาห้สองความถี่ ดังนั้นหากว่าเรานำผลเฉลยของสัญญาณขนาดเล็กใน

สมการ (5.22) มาสร้างกราฟแสดงความสัมพันธ์ของความผิดพลาดเฟสในสมการ (5.24) กับตัวแปรต่างๆที่สามารถเปลี่ยนค่าได้ เช่น ความถี่เชิงมุมของสัญญาณขนาดเล็ก ค่า GVD ค่ากำลังงานที่ใช้ในการส่งสัญญาณ ค่า  $d$  เป็นต้น

จากสมการ (5.22) และ (5.24) ทำให้เราสามารถหาความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้นกับคลื่นพาห้ได้ โดยกำหนดค่าตัวเริ่มต้นให้กับบางตัวแปรเพื่อดูแนวโน้มความผิดพลาดเฟสเทียบกับค่าที่เปลี่ยนแปลงไปของตัวแปรนั้น สำหรับค่าเริ่มต้นในการหาผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้น เป็นดังนี้ ขนาดค่า GVD ( $|\beta_{21}|, |\beta_{22}|$ ) = 5 และ 20 ps<sup>2</sup>/km กำลังงานเฉลี่ยของคลื่นพาห้ ( $\bar{P}_1, \bar{P}_2$ ) = 1 mw สัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสง ( $\gamma$ ) = 1.6 w<sup>-1</sup>km<sup>-1</sup> ค่าเริ่มแรกของสัญญาณขนาดเล็กในส่วนประกอบ In-phase ( $a_m(0)$ ) = 0.05√ $\bar{P}$  ระยะทางที่ใช้ในการคำนวณ ( $L$ ) = 5,000 km



รูปที่ 5.1 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้ความถี่หลักในกรณีที่มีคลื่นพาห้สองความถี่เดินทางในเส้นใยแสงและความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้ความถี่เดียว

โดยมีค่า GVD = 5 และ 20 ps<sup>2</sup>/km

ในกรณี Normal dispersion การวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้นในแต่ละช่วงความถี่จำเป็นต้องแยกความถี่ออกเป็นทั้งหมด 6 ช่วงความถี่ด้วยกันโดยมีเงื่อนไขเบื้องต้นว่า  $\bar{P}_1 = \bar{P}_2 = \bar{P}$ ,  $\beta_{21} \approx \beta_{22} \approx \beta_2$ ,  $\gamma_1 \approx \gamma_2 \approx \gamma$  และ  $d > 0$  ซึ่งหลักเกณฑ์และวิธีการแบ่งช่วงความถี่



ทั้งหมดได้แสดงไว้อย่างละเอียดในภาคผนวก ก. สำหรับการวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสทางคณิตศาสตร์ในกรณีที่มีสองคลื่นพาห้ความถี่ต่างกันเดินทางในเส้นใยแสง จำเป็นต้องใช้ชุดสมการ (5.17) – (5.20) มาประกอบการวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้นในแต่ละช่วงความถี่

$$\text{ช่วงที่หนึ่ง } \omega_m \in \left[ 0, \frac{d - \sqrt{d^2 - 4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2} \right] \text{ ภายใต้เงื่อนไข}$$

- $\beta_{21}, \beta_{22} > 0$
- $\frac{1}{2}\beta_{21}\omega_m^2 < 2\gamma_1\bar{P}_1$
- $\left| \frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 - d\omega_m \right| < 2\gamma_2\bar{P}_2$
- $\frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 - d\omega_m < 0$

จาก 4 เงื่อนไขดังกล่าวทำให้สามารถวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสทางคณิตศาสตร์ได้ว่า

- คลื่นพาห้ที่สองจะอยู่ในสภาวะความไม่เสถียรการมอดูเลตทำให้ทั้ง  $a_2$  และ  $b_2$  มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว รวมไปถึงมีการป้อนกลับเชิงบวกจากคลื่นพาห้ที่หนึ่งผ่านทาง XPM ( $4\gamma\sqrt{\bar{P}_1\bar{P}_2}a_1$ ) แต่ไม่มีผลรุนแรงมากเท่าไรเพราะว่าคลื่นพาห้ที่หนึ่งอยู่ในสภาวะการคงตัวเฟส
- การพิจารณาคลื่นพาห้ที่หนึ่งโดยลำพังจะอยู่ในสภาวะการคงตัว แต่ผลของ XPM ( $4\gamma\sqrt{\bar{P}_1\bar{P}_2}a_2$ ) จะทำให้  $b_1$  เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วกว่าปกติเนื่องจากมีการป้อนกลับเชิงบวกจากคลื่นพาห้ที่สองซึ่งอยู่ในสภาวะความไม่เสถียรการมอดูเลต
- ดังนั้นในช่วงความถี่ดังกล่าวจะทำให้ความผิดพลาดเฟสเพิ่มสูงขึ้นอย่างรุนแรงเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของ XPM อย่างรุนแรง

$$\text{ช่วงที่สอง } \omega_m \in \left[ \frac{d - \sqrt{d^2 - 4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2}, \frac{\sqrt{4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2} \right] \text{ ภายใต้เงื่อนไข}$$

- $\beta_{21}, \beta_{22} > 0$
- $\frac{1}{2}\beta_{21}\omega_m^2 < 2\gamma_1\bar{P}_1$
- $\left| \frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 - d\omega_m \right| > 2\gamma_2\bar{P}_2$
- $\frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 - d\omega_m < 0$

จาก 4 เงื่อนไขดังกล่าวทำให้สามารถวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสทางคณิตศาสตร์ได้ว่า

- คลื่นพาหีสองจะอยู่ในสภาวะปกติทำให้ทั้ง  $a_2$  และ  $b_2$  มีการถ่ายเทพลังงานซึ่งกันและกันในปริมาณที่เท่ากัน การบ่อนกลับเชิงบวกจากคลื่นพาหีสองหนึ่งผ่านทาง XPM  $(4\gamma\sqrt{P_1P_2}a_1)$  ไปยัง  $b_2$  จะไม่มีผลรุนแรงมากเท่าไรเพราะว่าคลื่นพาหีสองหนึ่งอยู่ในสภาวะการรบกวนทางเฟสซึ่งค่า  $a_1$  จะมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงแคบๆ
- การพิจารณาคลื่นพาหีสองหนึ่งโดยลำพังจะอยู่ในสภาวะการรบกวนทางเฟส และผลของ XPM  $(4\gamma\sqrt{P_1P_2}a_2)$  มิได้ทำให้  $b_1$  เปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นแต่อย่างใดเพราะว่าคลื่นพาหีสองอยู่ในสภาวะปกติซึ่งค่า  $a_2$  ไม่เปลี่ยนแปลงมาก
- ดังนั้นในช่วงความถี่ดังกล่าว การเปลี่ยนแปลงความผิดพลาดเฟสส่วนใหญ่เกิดจากสภาวะการรบกวนทางเฟสเนื่องจาก SPM

$$\text{ช่วงที่สาม } \omega_m \in \left[ \frac{\sqrt{4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2}, \frac{d + \sqrt{d^2 - 4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2} \right] \text{ ภายใต้เงื่อนไข}$$

- $\beta_{21}, \beta_{22} > 0$
- $\frac{1}{2}\beta_{21}\omega_m^2 > 2\gamma_1\bar{P}_1$
- $\left| \frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 - d\omega_m \right| > 2\gamma_2\bar{P}_2$
- $\frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 - d\omega_m < 0$

จาก 4 เงื่อนไขดังกล่าวทำให้สามารถวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสทางคณิตศาสตร์ได้ว่า

- คลื่นพาหีสองจะอยู่ในสภาวะปกติทำให้ทั้ง  $a_2$  และ  $b_2$  มีการถ่ายเทพลังงานซึ่งกันและกันในปริมาณที่เท่ากัน การบ่อนกลับเชิงบวกจากคลื่นพาหีสองหนึ่งผ่านทาง XPM  $(4\gamma\sqrt{P_1P_2}a_1)$  ไปยัง  $b_2$  จะไม่มีผลรุนแรงมากเท่าไรเพราะว่าคลื่นพาหีสองหนึ่งอยู่ในสภาวะปกติเช่นกันซึ่งค่า  $a_1$  จะมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงแคบๆ
- การพิจารณาคลื่นพาหีสองหนึ่งโดยลำพังจะอยู่ในสภาวะปกติ และผลของ XPM  $(4\gamma\sqrt{P_1P_2}a_2)$  มิได้ทำให้  $b_1$  เปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นแต่อย่างใดเพราะว่าคลื่นพาหีสองอยู่ในสภาวะปกติซึ่งค่า  $a_2$  ไม่เปลี่ยนแปลงมาก
- ดังนั้นในช่วงความถี่ดังกล่าวจะทำให้ความผิดพลาดเฟสไม่เพิ่มขึ้นเพราะว่าคลื่นพาหีสองต่างอยู่ในสภาวะปกติเนื่องจาก SPM

$$\text{ช่วงที่สี่ } \omega_m \in \left[ \frac{d + \sqrt{d^2 - 4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2}, \frac{2d}{\beta_2} \right] \text{ ภายใต้เงื่อนไข}$$

- $\beta_{21}, \beta_{22} > 0$
- $\frac{1}{2} \beta_{21} \omega_m^2 > 2\gamma_1 \bar{P}_1$
- $\left| \frac{1}{2} \beta_{22} \omega_m^2 - d \omega_m \right| < 2\gamma_2 \bar{P}_2$
- $\frac{1}{2} \beta_{22} \omega_m^2 - d \omega_m < 0$

จาก 4 เงื่อนไขดังกล่าวทำให้สามารถวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสทางคณิตศาสตร์ได้ว่า

- คลื่นพาห้ที่สองจะอยู่ในสภาวะความไม่เสถียรการมอดูเลตทำให้ทั้ง  $a_2$  และ  $b_2$  มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว รวมไปถึงมีการป้อนกลับเชิงบวกจากคลื่นพาห้ที่หนึ่งผ่านทาง XPM ( $4\gamma\sqrt{\bar{P}_1\bar{P}_2}a_1$ ) แต่ไม่มีผลรุนแรงมากเท่าไรเพราะว่าคลื่นพาห้ที่หนึ่งอยู่ในสภาวะปกติ
- การพิจารณาคลื่นพาห้ที่หนึ่งโดยลำพังจะอยู่ในสภาวะปกติ แต่ผลของ XPM ( $4\gamma\sqrt{\bar{P}_1\bar{P}_2}a_2$ ) จะทำให้  $b_1$  เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วกว่าปกติเนื่องจากมีการป้อนกลับเชิงบวกจากคลื่นพาห้ที่สองซึ่งอยู่ในสภาวะความไม่เสถียรการมอดูเลต
- ดังนั้นในช่วงความถี่ดังกล่าวจะทำให้ความผิดพลาดเฟสเพิ่มสูงขึ้นอย่างรุนแรงเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของ XPM อย่างรุนแรง

ช่วงที่ห้า  $\omega_m \in \left[ \frac{2d}{\beta_2}, \frac{d + \sqrt{d^2 + 4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2} \right]$  ภายใต้เงื่อนไข

- $\beta_{21}, \beta_{22} > 0$
- $\frac{1}{2} \beta_{21} \omega_m^2 > 2\gamma_1 \bar{P}_1$
- $\left| \frac{1}{2} \beta_{22} \omega_m^2 - d \omega_m \right| < 2\gamma_2 \bar{P}_2$
- $\frac{1}{2} \beta_{22} \omega_m^2 - d \omega_m > 0$

จาก 4 เงื่อนไขดังกล่าวทำให้สามารถวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสทางคณิตศาสตร์ได้ว่า

- คลื่นพาห้ที่สองจะอยู่ในสภาวะการรบกวนทางเฟสทำให้ทั้ง  $a_2$  และ  $b_2$  มีการถ่ายเทพลังงานซึ่งกันและกันแต่การเปลี่ยนแปลงของ  $b_2$  จะมีปริมาณมากกว่า  $a_2$  เนื่องจาก Kerr effect รวมไปถึงมีการป้อนกลับเชิงบวกจากคลื่นพาห้ที่หนึ่งผ่านทาง XPM ( $4\gamma\sqrt{\bar{P}_1\bar{P}_2}a_1$ ) แต่ไม่มีผลรุนแรงมากเท่าไรเพราะว่าคลื่นพาห้ที่หนึ่งอยู่ในสภาวะปกติ

- การพิจารณาคลื่นพาที่หนึ่งโดยลำพังจะอยู่ในสภาวะปกติ และผลของ XPM ( $4\gamma\sqrt{P_1P_2}a_2$ ) มิได้ทำให้  $b_1$  เปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นแต่อย่างใดเพราะว่าคลื่นพาที่สองอยู่ในสภาวะการรบกวนทางเฟสซึ่งค่า  $a_2$  ไม่เปลี่ยนแปลงมาก
- ดังนั้นในช่วงความถี่ดังกล่าวจะทำให้ความผิดพลาดเฟสไม่เพิ่มขึ้นซึ่งเทียบได้กับสภาวะปกติเนื่องจาก SPM

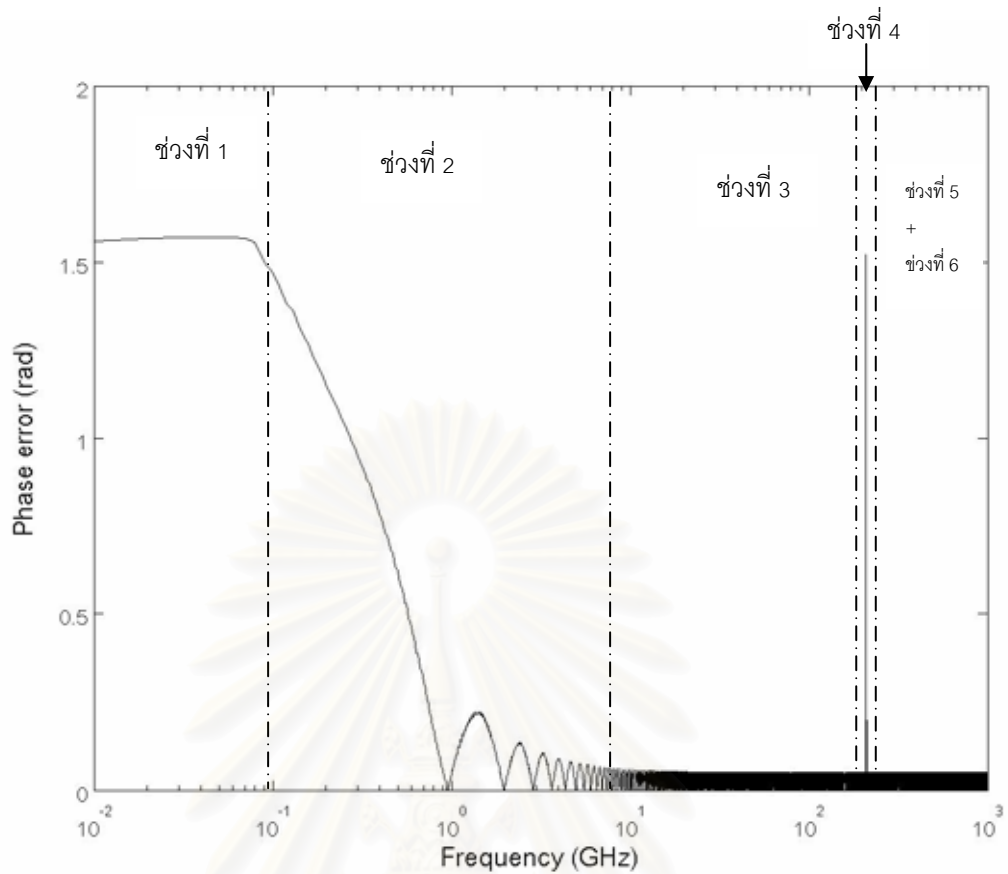
ช่วงที่หก  $\omega_m \in \left[ \frac{d + \sqrt{d^2 + 4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2}, \infty \right)$  ภายใต้เงื่อนไข

- $\beta_{21}, \beta_{22} > 0$
- $\frac{1}{2}\beta_{21}\omega_m^2 > 2\gamma_1\bar{P}_1$
- $\left| \frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 - d\omega_m \right| > 2\gamma_2\bar{P}_2$
- $\frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 - d\omega_m > 0$

จาก 4 เงื่อนไขดังกล่าวทำให้สามารถวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสทางคณิตศาสตร์ได้ว่า

- คลื่นพาที่สองจะอยู่ในสภาวะปกติทำให้ทั้ง  $a_2$  และ  $b_2$  มีการถ่ายเทพลังงานซึ่งกันและกันในปริมาณที่เท่ากัน การบ้อนกลับเชิงบวกจากคลื่นพาที่หนึ่งผ่านทาง XPM ( $4\gamma\sqrt{P_1P_2}a_1$ ) ไปยัง  $b_2$  จะไม่มีผลรุนแรงมากเท่าไรเพราะว่าคลื่นพาที่หนึ่งอยู่ในสภาวะปกติซึ่งค่า  $a_1$  จะมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงแคบๆ
- การพิจารณาคลื่นพาที่หนึ่งโดยลำพังจะอยู่ในสภาวะปกติ และผลของ XPM ( $4\gamma\sqrt{P_1P_2}a_2$ ) มิได้ทำให้  $b_1$  เปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นแต่อย่างใดเพราะว่าคลื่นพาที่สองอยู่ในสภาวะปกติซึ่งค่า  $a_2$  ไม่เปลี่ยนแปลงมาก
- ดังนั้นในช่วงความถี่ดังกล่าวจะทำให้ความผิดพลาดเฟสไม่เพิ่มขึ้นเพราะว่าคลื่นพาทั้งสองต่างอยู่ในสภาวะปกติเนื่องจาก SPM

รูปที่ 5.2 แสดงถึงช่วงความถี่ที่ได้จากการวิเคราะห์ชุดสมการ (5.17) – (5.20) ตั้งแต่ช่วงที่ 1 ถึงช่วงที่ 6 ในผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสกรณีของ Normal dispersion

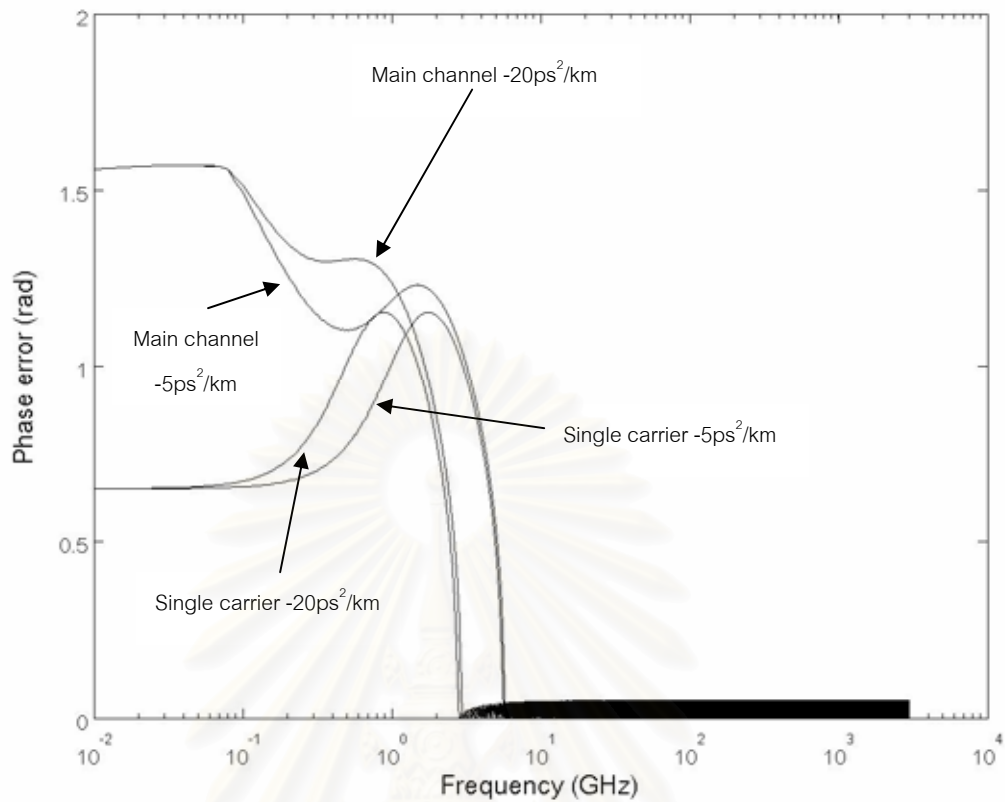


รูปที่ 5.2 ช่วงความถี่ในผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟส ที่  $GVD = 5 \text{ ps}^2/\text{km}$

รูปที่ 5.3 แสดงถึงผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในกรณีของ Anomalous dispersion ที่มีสองคลื่นพาห์และคลื่นพาห์ความถี่เดียวเดินทางในเส้นใยแสง จากรูปที่ 5.3 เห็นได้ว่า ณ ช่วงแรกเมื่อความถี่ต่ำมาก ความผิดพลาดเฟสจะมีค่าสูงมากเนื่องจาก XPM มีนัยสำคัญมากกว่า SPM ช่วงที่สองเป็นช่วงความถี่ที่ทำให้เกิดสภาวะความไม่เสถียรการรวมอดูเลตเนื่องจาก SPM และ XPM แต่ไม่รุนแรงเท่ากับช่วงแรก ช่วงที่สามเป็นช่วงความถี่ที่ความผิดพลาดเฟสเข้าสู่สภาวะปกติและ XPM มิได้มีนัยสำคัญต่อความผิดพลาดเฟส ดังนั้นในช่วงสุดท้ายความผิดพลาดเฟสจะมีค่าน้อยมาก

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย





รูปที่ 5.3 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้ความถี่หลักในกรณีที่มีคลื่นพาห้สองความถี่เดินทางในเส้นใยแสงและความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้ความถี่เดียว โดยมีค่า GVD = -5 และ -20 ps<sup>2</sup>/km

ในกรณี Anomalous dispersion การวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้นในทางคณิตศาสตร์ของแต่ละช่วงความถี่ จำเป็นต้องแยกความถี่ออกเป็นทั้งหมด 3 ช่วงความถี่ด้วยกัน โดยมีเงื่อนไขเบื้องต้นว่า  $\bar{P}_1 = \bar{P}_2 = \bar{P}$ ,  $\beta_{21} \approx \beta_{22} \approx \beta_2$ ,  $\gamma_1 \approx \gamma_2 \approx \gamma$  และ  $d > 0$

ช่วงที่หนึ่ง  $\omega_m \in \left[ 0, \frac{-d + \sqrt{d^2 + 4\gamma\bar{P}|\beta_2|}}{|\beta_2|} \right]$  ภายใต้เงื่อนไข

- $\beta_{21}, \beta_{22} < 0$
- $\frac{1}{2}|\beta_{21}|\omega_m^2 < 2\gamma_1\bar{P}_1$
- $\left| -\frac{1}{2}|\beta_{22}|\omega_m^2 - d\omega_m \right| < 2\gamma_2\bar{P}_2$
- $-\frac{1}{2}|\beta_{22}|\omega_m^2 - d\omega_m < 0$

จาก 4 เงื่อนไขดังกล่าวทำให้สามารถวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสทางคณิตศาสตร์ได้ว่า

- คลื่นพาที่ที่สองจะอยู่ในสภาวะความไม่เสถียรการมอดูเลตทำให้ทั้ง  $a_2$  และ  $b_2$  มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว รวมไปถึงการป้อนกลับเชิงบวกจากคลื่นพาที่หนึ่งผ่านทาง XPM ( $4\gamma\sqrt{P_1P_2}a_1$ ) แต่ไม่มีผลรุนแรงมากเท่าไรเพราะว่าคลื่นพาที่หนึ่งอยู่ในสภาวะการคงตัวเฟส
- การพิจารณาคลื่นพาที่หนึ่งโดยลำพังจะอยู่ในสภาวะการคงตัว แต่ผลของ XPM ( $4\gamma\sqrt{P_1P_2}a_2$ ) จะทำให้  $b_1$  เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วกว่าปกติเนื่องจากมีการป้อนกลับเชิงบวกจากคลื่นพาที่สองซึ่งอยู่ในสภาวะความไม่เสถียรการมอดูเลต
- ดังนั้นในช่วงความถี่ดังกล่าวจะทำให้ความผิดพลาดเฟสเพิ่มสูงขึ้นอย่างรุนแรงเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของ XPM อย่างรุนแรงและจาก SPM

$$\text{ช่วงที่สอง } \omega_m \in \left[ \frac{-d + \sqrt{d^2 + 4\gamma\bar{P}|\beta_2|}}{|\beta_2|}, \frac{\sqrt{4\gamma\bar{P}|\beta_2|}}{|\beta_2|} \right] \text{ ภายใต้เงื่อนไข}$$

- $\beta_{21}, \beta_{22} < 0$
- $\frac{1}{2}|\beta_{21}|\omega_m^2 < 2\gamma_1\bar{P}_1$
- $\left| -\frac{1}{2}|\beta_{22}|\omega_m^2 - d\omega_m \right| > 2\gamma_2\bar{P}_2$
- $-\frac{1}{2}|\beta_{22}|\omega_m^2 - d\omega_m < 0$

จาก 4 เงื่อนไขดังกล่าวทำให้สามารถวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสทางคณิตศาสตร์ได้ว่า

- คลื่นพาที่ที่สองจะอยู่ในสภาวะปกติทำให้ทั้ง  $a_2$  และ  $b_2$  มีการถ่ายเทพลังงานซึ่งกันและกันในปริมาณที่เท่ากัน การป้อนกลับเชิงบวกจากคลื่นพาที่หนึ่งผ่านทาง XPM ( $4\gamma\sqrt{P_1P_2}a_1$ ) ไปยัง  $b_2$  จะทวีความรุนแรงมากยิ่งขึ้นเพราะว่าคลื่นพาที่หนึ่งอยู่ในสภาวะความไม่เสถียรการมอดูเลตซึ่งค่า  $a_1$  จะมีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น
- การพิจารณาคลื่นพาที่หนึ่งโดยลำพังจะอยู่ในสภาวะความไม่เสถียรการมอดูเลต และผลของ XPM ( $4\gamma\sqrt{P_1P_2}a_2$ ) จะทำให้  $b_1$  เพิ่มขึ้นจากคลื่นพาที่ความถี่เดียวเนื่องจากการป้อนกลับเชิงบวกจากคลื่นพาที่สอง
- ดังนั้นในช่วงความถี่ดังกล่าว การเปลี่ยนแปลงความผิดพลาดเฟสส่วนใหญ่เกิดจากสภาวะความไม่เสถียรการมอดูเลตเนื่องจาก SPM สำหรับผลของ XPM จะเป็นส่วนเสริมของ SPM

ช่วงที่สาม  $\omega_m \in \left[ \frac{\sqrt{4\gamma\bar{P}}|\beta_2|}{|\beta_2|}, \infty \right)$  ภายใต้เงื่อนไข

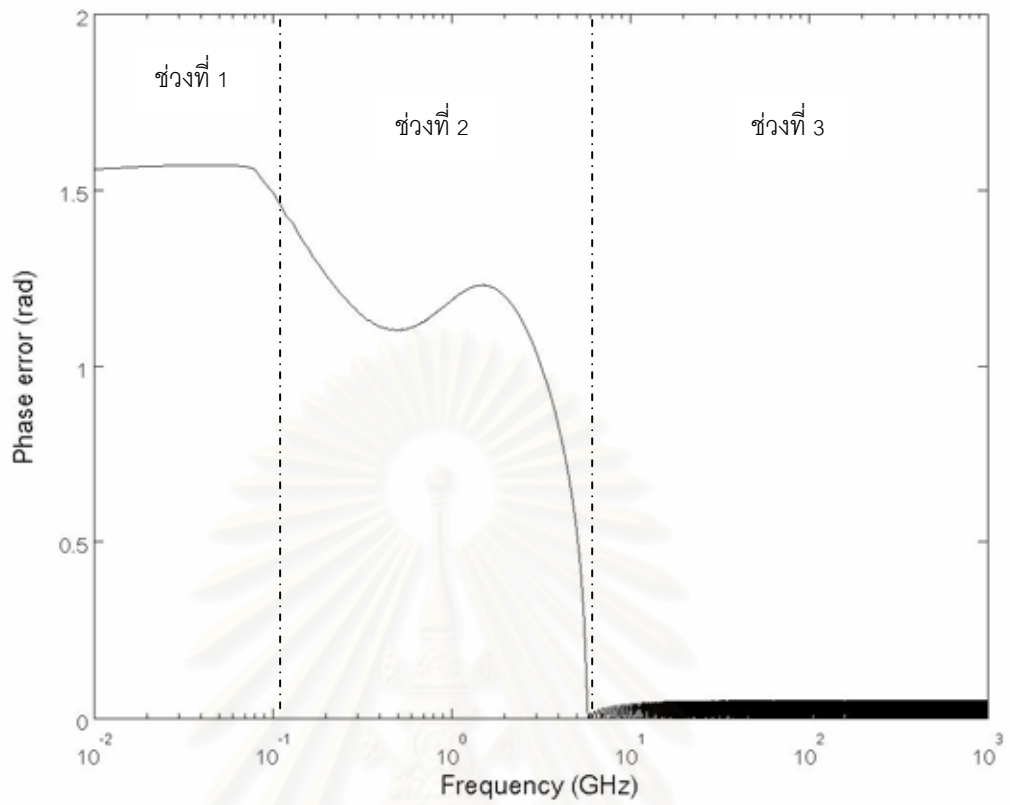
- $\beta_{21}, \beta_{22} < 0$
- $\frac{1}{2}|\beta_{21}|\omega_m^2 > 2\gamma_1\bar{P}_1$
- $\left| -\frac{1}{2}|\beta_{22}|\omega_m^2 - d\omega_m \right| > 2\gamma_2\bar{P}_2$
- $-\frac{1}{2}|\beta_{22}|\omega_m^2 - d\omega_m < 0$

จาก 4 เงื่อนไขดังกล่าวทำให้สามารถวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสทางคณิตศาสตร์ได้ว่า

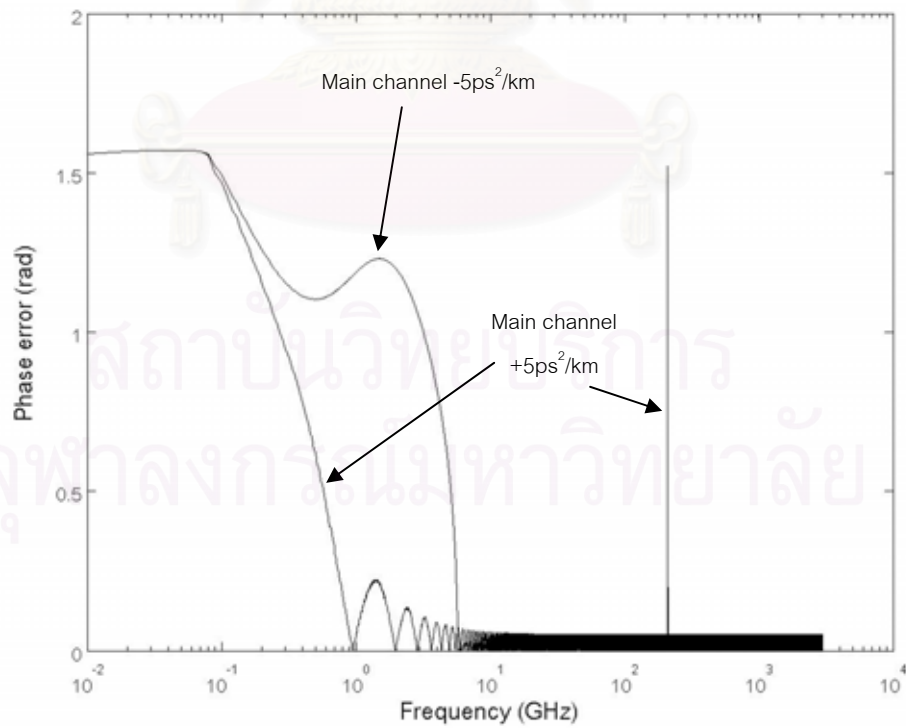
- คลื่นพาหีสองจะอยู่ในสภาวะปกติทำให้ทั้ง  $a_2$  และ  $b_2$  มีการถ่ายเทพลังงานซึ่งกันและกันในปริมาณที่เท่ากัน การป้อนกลับเชิงบวกจากคลื่นพาหีสองที่หนึ่งผ่านทาง XPM  $(4\gamma\sqrt{\bar{P}_1\bar{P}_2}a_1)$  ไปยัง  $b_2$  จะไม่มีผลรุนแรงมากเท่าไรเพราะว่าคลื่นพาหีสองที่หนึ่งอยู่ในสภาวะปกติซึ่งค่า  $a_1$  จะมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงแคบๆ
- การพิจารณาคำพาหีสองโดยลำพังจะอยู่ในสภาวะปกติ และผลของ XPM  $(4\gamma\sqrt{\bar{P}_1\bar{P}_2}a_2)$  มิได้ทำให้  $b_1$  เปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นแต่อย่างใดเพราะว่าคลื่นพาหีสองอยู่ในสภาวะปกติซึ่งค่า  $a_2$  ไม่เปลี่ยนแปลงมาก
- ดังนั้นในช่วงความถี่ดังกล่าวจะทำให้ความผิดพลาดเฟสไม่เพิ่มขึ้นเพราะว่าคลื่นพาหีสองต่างอยู่ในสภาวะปกติเนื่องจาก SPM

รูปที่ 5.4 แสดงถึงการแบ่งช่วงความถี่ตามสภาวะความผิดพลาดเฟสของ Anomalous dispersion โดยแบ่งออกเป็น 3 ช่วงดังนี้ ช่วงที่ 1 XPM มีอิทธิพลอย่างรุนแรงต่อความผิดพลาดเฟส ช่วงที่ 2 ความผิดพลาดเฟสส่วนใหญ่จะเกิดจาก SPM ในสภาวะความไม่เสถียรการมอดูเลต ช่วงที่ 3 คลื่นพาหีสองต่างเข้าสู่สภาวะปกติทำให้ความผิดพลาดเฟสไม่เปลี่ยนแปลง

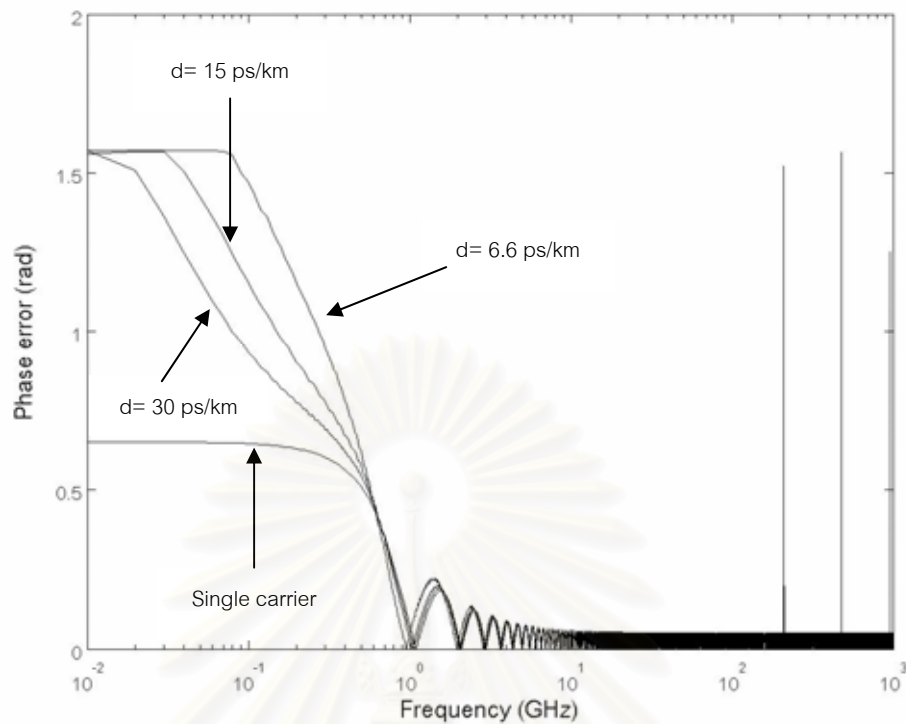
รูปที่ 5.5 แสดงถึงความแตกต่างระหว่างผลตอบสองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟส สำหรับการเดินทางในเส้นใยแสงของสองคลื่นพาหีสอง Normal และ Anomalous dispersion จากรูปที่ 5.5 เห็นได้ว่า ทั้ง Normal และ Anomalous dispersion ณ บริเวณความถี่ต่ำมากๆ ผลของ XPM จะมีอิทธิพลอย่างมากต่อความผิดพลาดเฟสและเมื่อความถี่สูงขึ้น ( $> 10$  GHz) ความผิดพลาดเฟสโดยรวมมีค่าน้อยลงอย่างมากเนื่องจากเป็นช่วงเข้าสู่สภาวะปกติ และในย่านความถี่ไม่สูงมาก (0.1 – 10 GHz) SPM จะมีอิทธิพลอย่างเห็นได้ชัดเพราะว่า SPM จะทำให้เกิดสภาวะการรบกวนทางเฟสใน Normal dispersion และ สภาวะความไม่เสถียรการมอดูเลตใน Anomalous dispersion



รูปที่ 5.4 ช่วงความถี่ในผลตอบสนของทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟส ที่  $GVD = -5 \text{ ps}^2/\text{km}$



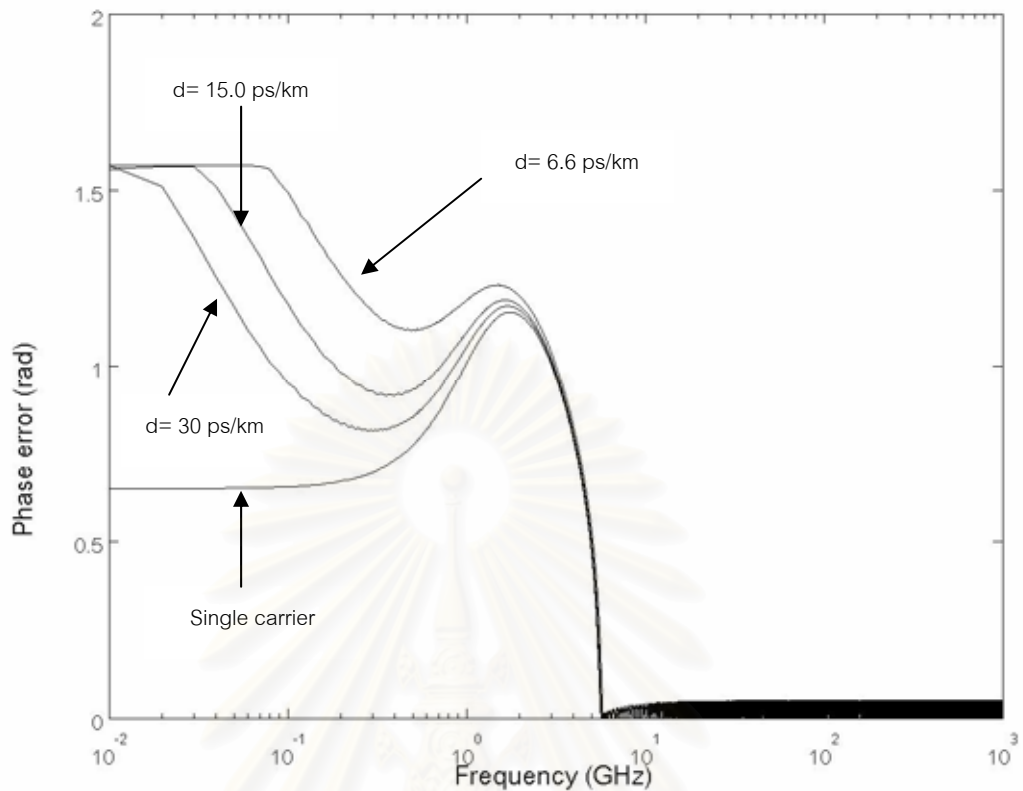
รูปที่ 5.5 ผลตอบสนของทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้ความถี่หลักในกรณีที่มีคลื่นพาห้สองความถี่เดินทางในเส้นใยแสง โดยมีค่า  $GVD = -5$  และ  $+5 \text{ ps}^2/\text{km}$



**รูปที่ 5.6** ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในกรณีที่มีสองคลื่นพาห์เดินทางในเส้นใยแสงที่มีค่า  $GVD = +5 \text{ ps}^2/\text{km}$  โดย  $d = 6.6$  15 และ 30 ps/km และผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในกรณีของคลื่นพาห์ความถี่เดียว ( $d \approx \infty$ )

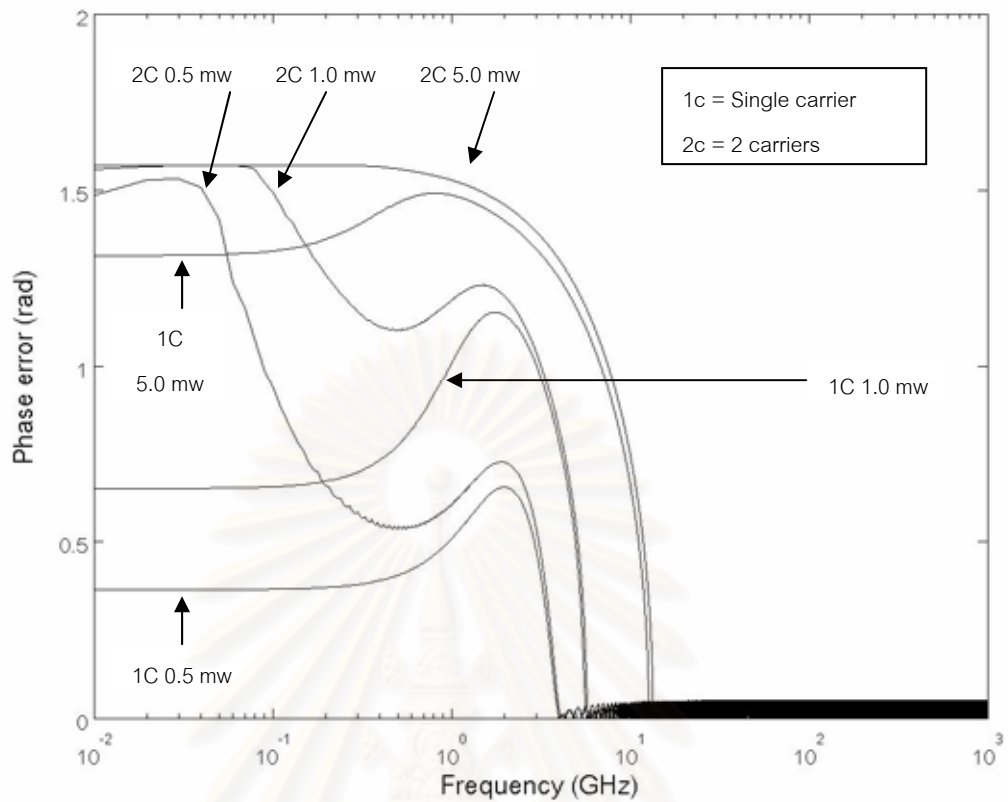
เนื่องจากตัวแปร  $d$  แสดงถึงความห่างทางความถี่หรือความยาวคลื่นของสองช่องสัญญาณที่กำลังพิจารณา เมื่อ  $d$  มีค่าน้อยจะทำให้ผลของ XPM ที่ความรุนแรงมากยิ่งขึ้นเพราะว่าเมื่อความห่างทางความถี่ของสองคลื่นพาห์มีค่าน้อยลงจะส่งผลให้ความแตกต่างความเร็วกลุ่มของสองคลื่นพาห์มีค่าน้อยลงตามและทำให้คลื่นพาห์ความถี่ที่สองเดินทางไปด้วยกันกับคลื่นพาห์ความถี่หลักมากขึ้น รูปที่ 5.6 และ 5.7 แสดงถึงผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของสองคลื่นพาห์ที่มีค่า  $d$  ต่างกันเดินทางในเส้นใยแสงกรณี Normal และ Anomalous dispersion ตามลำดับ จากรูปที่ 5.6 และ 5.7 จะเห็นได้ว่าเมื่อ  $d$  มีค่าสูงขึ้น จะทำให้ความผิดพลาดเฟสมีค่าน้อยลงในบริเวณที่ XPM มีนัยสำคัญต่อความผิดพลาดเฟส ดังนั้น  $d$  จะมีผลกระทบต่อ XPM เพียงเท่านั้นและจะไม่มีผลกระทบต่อ SPM เนื่องจากว่าความผิดพลาดเฟสของกรณีสองคลื่นพาห์จะเข้าสู่สภาวะการรบกวนทางเฟสใน Normal dispersion ซึ่งแสดงในรูปที่ 5.6 และสภาวะความไม่เสถียรการมอดูเลตใน Anomalous dispersion ซึ่งแสดงในรูปที่ 5.7



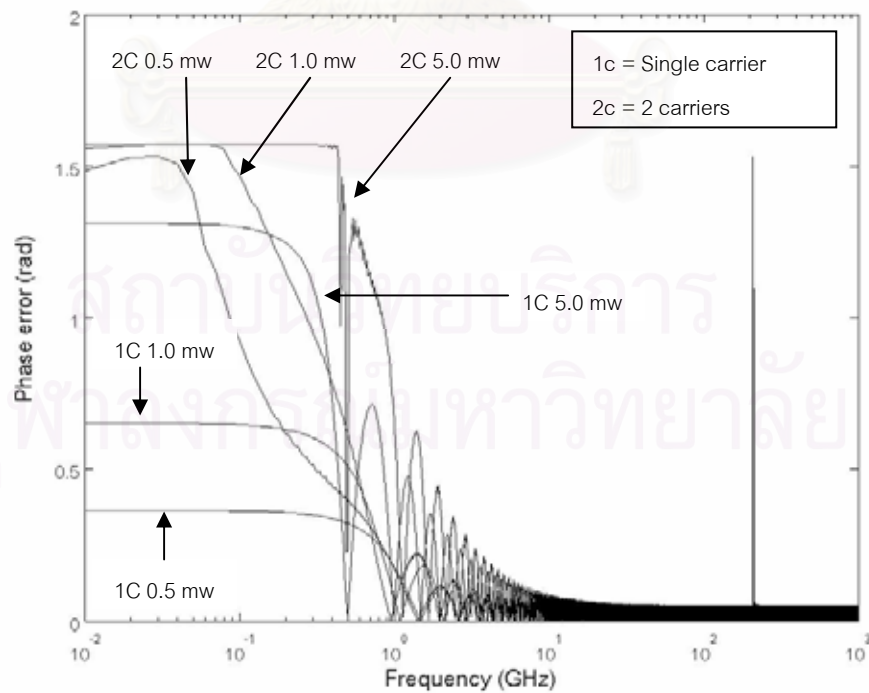


รูปที่ 5.7 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในกรณีที่มีสองคลื่นพาห์เดินทางในเส้นใยแสงที่มีค่า  $GVD = -5 \text{ ps}^2/\text{km}$  โดย  $d = 6.6$  15 และ 30 ps/km และผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในกรณีของคลื่นพาห์ความถี่เดียว

รูปที่ 5.8 แสดงถึงผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสที่  $GVD = -5 \text{ ps}^2/\text{km}$  (Anomalous dispersion) และรูปที่ 5.9 แสดงถึงผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสที่  $GVD = 5 \text{ ps}^2/\text{km}$  (Normal dispersion) โดยเปลี่ยนแปลงกำลังงานคลื่นพาห์ (0.1 1.0 และ 5.0 mw) เพื่อจะสังเกตว่ากำลังงานคลื่นพาห์มีผลต่อความผิดพลาดเฟสหรือไม่ จากรูปที่ 5.8 และ 5.9 จะเห็นได้ว่าเมื่อกำลังงานคลื่นพาห์เพิ่มขึ้นจะทำให้ความผิดพลาดเฟสโดยรวมเพิ่มขึ้นตามทั้งบริเวณที่ SPM และ XPM มีนัยสำคัญต่อความผิดพลาดเฟสหรืออาจกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าเมื่อกำลังงานคลื่นพาห์เพิ่มขึ้นจะเป็นเหตุให้ Kerr effect ทวีความรุนแรงต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห์มากขึ้น



รูปที่ 5.8 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในกรณีที่มีสองคลื่นพาห์และคลื่นพาห์ความถี่เดียวเดินทางในเส้นใยแสงที่มีค่า  $GVD = -5 \text{ ps}^2/\text{km}$  โดยกำลังงาน = 0.1 1.0 และ 5.0 mw



รูปที่ 5.9 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในกรณีที่มีสองคลื่นพาห์และคลื่นพาห์ความถี่เดียวเดินทางในเส้นใยแสงที่มีค่า  $GVD = 5 \text{ ps}^2/\text{km}$  โดยกำลังงาน = 0.1 1.0 และ 5.0 mw

### 5.3 การหาความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับสองคลื่นพาห้ความถี่ต่างกันในระบบที่มีการชดเชย Dispersion

ในการหาความผิดพลาดเฟสในระบบที่มีการชดเชย Dispersion นั้น เมื่อสัญญาณหรือคลื่นพาห้เดินทางมาถึง Dispersion compensated fiber (DCF) เราจะสมมติว่าไม่มีผลของ Kerr effect ภายใน DCF และสมมติว่าอัตราการชดเชย Dispersion อยู่ที่ 40 เท่าดังนั้น เราสามารถหาผลเฉลยของสัญญาณขนาดเล็กที่ถูกมอดูเลตไปกับคลื่นพาห้ในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} a_1(z=L) \\ b_1(z=L) \\ a_2(z=L) \\ b_2(z=L) \end{bmatrix} = \left( \exp(\bar{A}_{com} L_{com}) \exp(\bar{A} L_{span}) \right)^N \begin{bmatrix} a_1(z=0) \\ b_1(z=0) \\ a_2(z=0) \\ b_2(z=0) \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

โดยที่

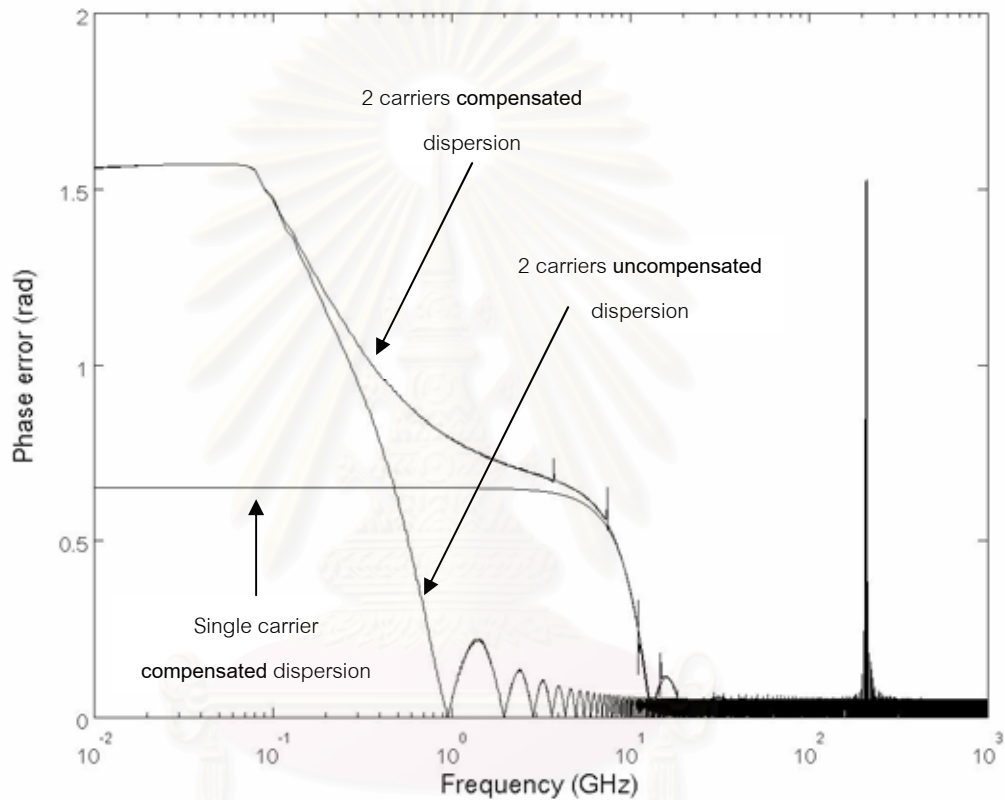
$$\bar{A}_{com} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2}(-40\beta_{21})\omega_m^2 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}(-40\beta_{21})\omega_m^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2}(-40\beta_{22})\omega_m^2 + d\omega_m \\ 0 & 0 & \frac{1}{2}(-40\beta_{22})\omega_m^2 - d\omega_m & 0 \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

$\bar{A}_{com}$  เป็น Eigen vector ในส่วนของ DCF ในกรณีสองคลื่นพาห้ เมื่อเราสามารถหาค่า  $a_1$  และ  $b_1$  ได้แล้วดังนั้นความผิดพลาดเฟสที่จะนำไปใช้ในการวิเคราะห์สามารถหาได้จากสมการ (5.24)

### 5.4 การวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับสองคลื่นพาห้ความถี่ต่างกันในระบบที่มีการชดเชย Dispersion

จากหัวข้อที่ 5.3 เราสามารถหาความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปพร้อมกับสองคลื่นพาห้ในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ดังนั้นหากว่าเรานำผลเฉลยของสัญญาณขนาดเล็กในสมการ (5.25) มาสร้างกราฟแสดงความสัมพันธ์ของความผิดพลาดเฟสในสมการ (5.24) กับตัวแปรที่สามารถเปลี่ยนค่าได้เช่น ความถี่เชิงมุมของสัญญาณขนาดเล็ก ค่า GVD และ ค่ากำลังงานที่ใช้ในการส่งสัญญาณ จากสมการ (5.24) และ (5.25) ทำให้เราสามารถหาความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้นกับคลื่นพาห้ได้โดยกำหนดค่าตัวเริ่มต้นให้กับบางตัวแปรเพื่อดู

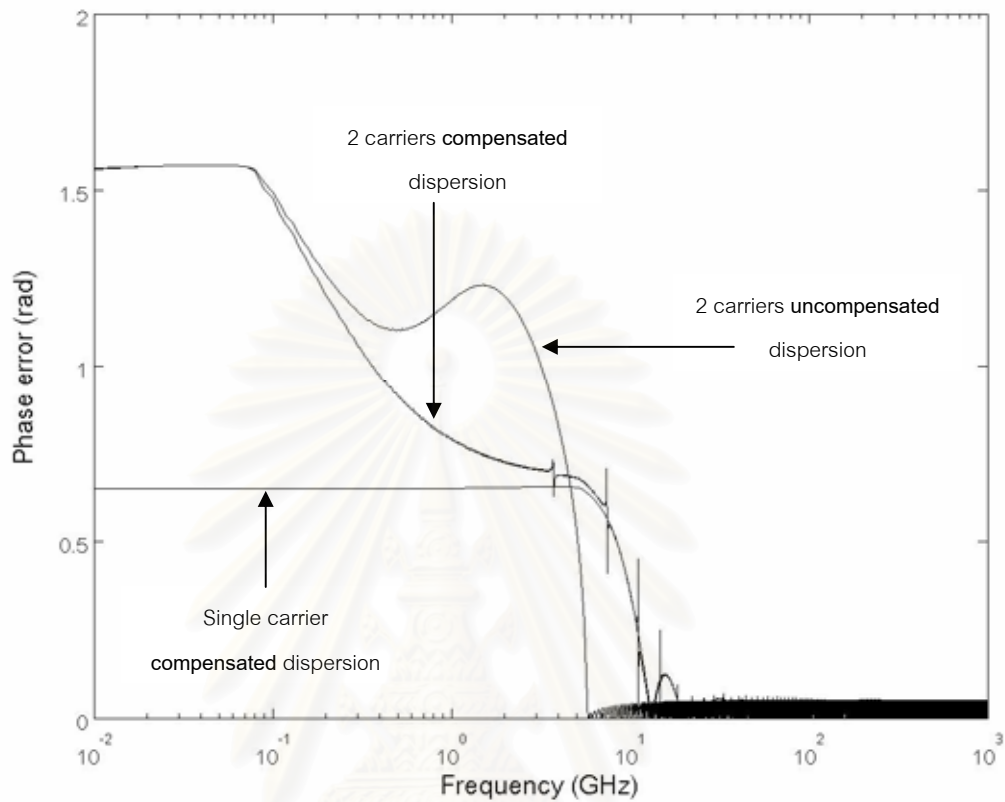
แนวโน้มความผิดพลาดเฟสเทียบกับค่าที่เปลี่ยนแปลงไปของตัวแปรนั้น สำหรับค่าเริ่มต้นในการหาผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสจะเป็นดังนี้ ขนาดของค่า  $GVD(|\beta_{21}|, |\beta_{22}|) = 5$  และ  $20 \text{ ps}^2/\text{km}$  กำลังงานเฉลี่ยของคลื่นพาห์  $(\bar{P}_1, \bar{P}_2) = 1 \text{ mw}$  สัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสง  $(\gamma) = 1.6 \text{ w}^{-1}\text{km}^{-1}$  Group velocity mismatch  $(d) = 6.6 \text{ ps/km}$  ค่าเริ่มแรกของสัญญาณขนาดเล็กในส่วนประกอบ In-phase  $(a_m(0)) = 0.05\sqrt{P}$  ระยะทางที่ใช้ในการคำนวณ  $(L) = 5,000 \text{ km}$  มีการชดเชย Dispersion ทุกๆ  $40 \text{ km}$



**รูปที่ 5.10** ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห์หลักและคลื่นพาห์ความถี่เดียวในระบบที่มีการชดเชย Dispersion  $GVD = 5 \text{ ps}^2/\text{km}$  โดยแสดงผลเปรียบเทียบความแตกต่างกับกรณีที่ไม่มีการชดเชย Dispersion

รูปที่ 5.10 แสดงถึงผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห์หลักในระบบที่มีการชดเชยและไม่มีการชดเชย Dispersion และในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ของคลื่นพาห์ความถี่เดียวที่  $GVD = +5 \text{ ps}^2/\text{km}$  (Normal Dispersion) จากการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางความถี่ของคลื่นพาห์ความถี่หลักในระบบที่มีและไม่มีการชดเชย Dispersion ในรูปที่ 5.10 พบว่าความผิดพลาดเฟสของทั้งระบบที่มีและไม่มีการชดเชย Dispersion จะไม่มีความแตกต่างกันในช่วงความถี่ที่ XPM มีนัยสำคัญต่อความผิดพลาดเฟส แต่สำหรับส่วนที่แตกต่าง

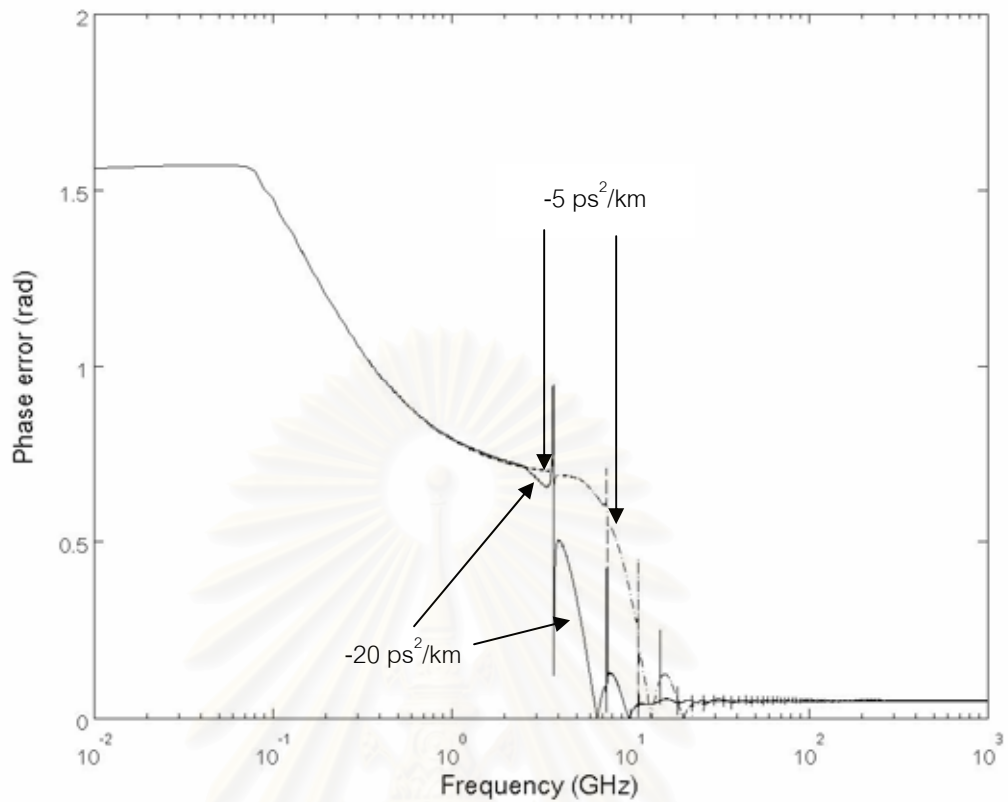
อย่างเห็นได้ชัดคือสภาวะการรบกวนทางเฟสที่เกิดจาก SPM ได้เลือนหายไปจากระบบที่มีการชดเชย Dispersion



**รูปที่ 5.11** ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้หลักและคลื่นพาห้ความถี่เดียวในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ที่  $GVD = -5 \text{ ps}^2/\text{km}$  โดยแสดงผลเปรียบเทียบความแตกต่างกับกรณีที่ไม่มีการชดเชย Dispersion

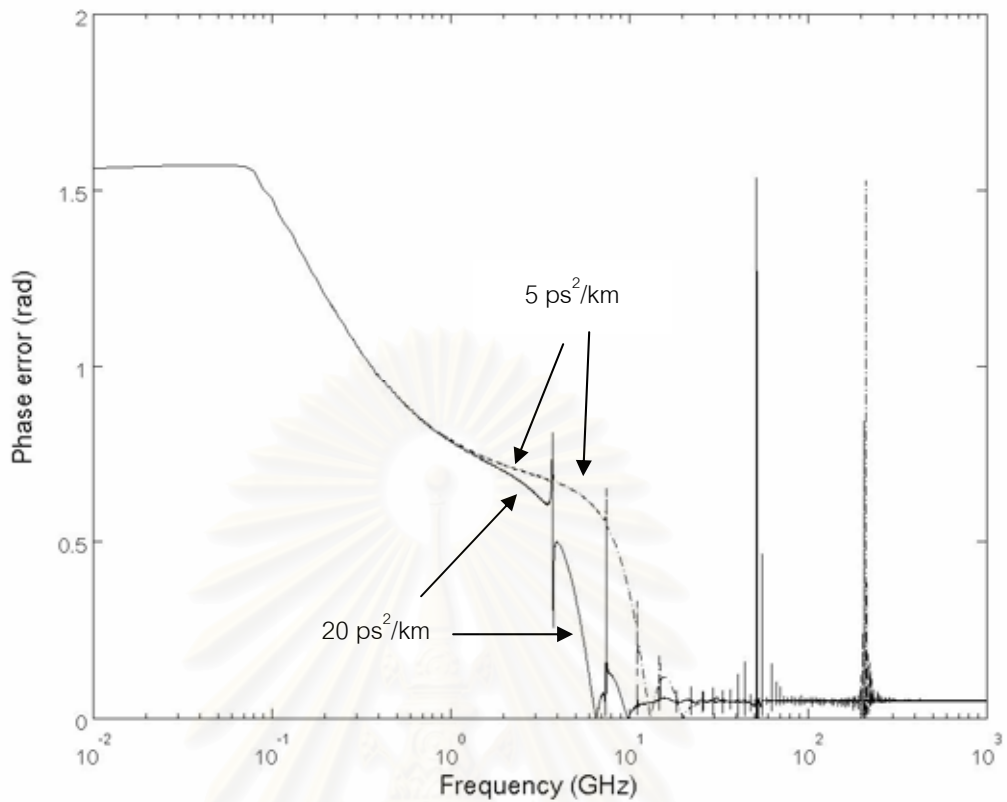
รูปที่ 5.11 แสดงถึงผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้หลักในระบบที่มีการชดเชยและไม่มีการชดเชย Dispersion และในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ของคลื่นพาห้ความถี่เดียวที่  $GVD = -5 \text{ ps}^2/\text{km}$  (Anomalous Dispersion) จากการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางความถี่ของคลื่นพาห้ความถี่หลักในระบบที่มีและไม่มีการชดเชย Dispersion ในรูปที่ 5.11 พบว่าความผิดพลาดเฟสของทั้งระบบที่มีและไม่มีการชดเชย Dispersion จะไม่มีความแตกต่างในช่วงความถี่ที่ XPM มีนัยสำคัญต่อความผิดพลาดเฟส สำหรับส่วนที่แตกต่างอย่างเห็นได้ชัดคือสภาวะความไม่เสถียรการมอดูเลตเนื่องจาก SPM ได้เลือนหายไปจากระบบที่มีการชดเชย Dispersion





รูปที่ 5.12 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้หลักในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ที่  $GVD = -5$  และ  $-20 \text{ ps}^2/\text{km}$

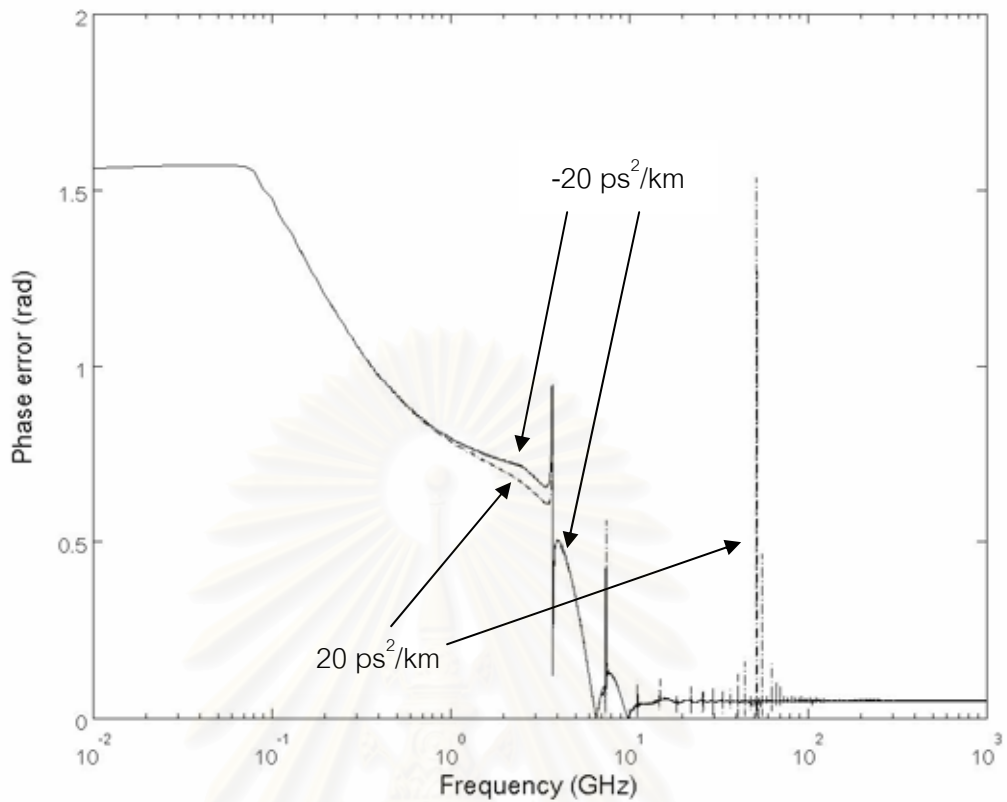
รูปที่ 5.12 แสดงถึงความแตกต่างของผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสเมื่อ  $GVD = -5$  และ  $-20 \text{ ps}^2/\text{km}$  จะเห็นได้ว่าเมื่อ  $GVD = -20 \text{ ps}^2/\text{km}$  จะมีความผิดพลาดเฟสโดยรวม น้อยกว่าเมื่อ  $GVD = -5 \text{ ps}^2/\text{km}$  หรือกล่าวอีกนัยได้ว่า เมื่อ  $GVD = -20 \text{ ps}^2/\text{km}$  จะทำให้ ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสเข้าสู่สภาวะปกติเร็วกว่าเมื่อ  $GVD = -5 \text{ ps}^2/\text{km}$  ซึ่งเหมือนกับกรณีความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้ความถี่เดียวในระบบที่มีการชดเชย Dispersion



รูปที่ 5.13 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้หลักในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ที่  $GVD = +5$  และ  $+20 \text{ ps}^2/\text{km}$

รูปที่ 5.13 แสดงถึงความแตกต่างผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสเมื่อ  $GVD = +5$  และ  $+20 \text{ ps}^2/\text{km}$  จะเห็นได้ว่าเมื่อ  $GVD = +20 \text{ ps}^2/\text{km}$  จะมีความผิดพลาดเฟสโดยรวมน้อยกว่าเมื่อ  $GVD = +5 \text{ ps}^2/\text{km}$  หรือกล่าวอีกนัยได้ว่าเมื่อ  $GVD = +20 \text{ ps}^2/\text{km}$  จะทำให้ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสเข้าสู่สภาวะปกติเร็วกว่าเมื่อ  $GVD = +5 \text{ ps}^2/\text{km}$  ซึ่งเหมือนกับกรณีความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้ความถี่เดียวในระบบที่มีการชดเชย Dispersion

จากรูปที่ 5.12 และ 5.13 จะเห็นได้ว่าเมื่อขนาดของ  $GVD$  มีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้ความผิดพลาดเฟสโดยรวมลดลงและเข้าสู่สภาวะปกติรวดเร็วกว่า ดังนั้นในระบบการใช้งานจริงการเลือกค่า  $GVD$  ที่มากพอจะมีผลดีในการลดความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้นเนื่องจากสัญญาณรบกวนต่อการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตทางเฟส



รูปที่ 5.14 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้หลักในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ที่  $GVD = +20$  และ  $-20 \text{ ps}^2/\text{km}$

รูปที่ 5.14 แสดงถึงความแตกต่างของผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสเมื่อ  $GVD = +20$  และ  $-20 \text{ ps}^2/\text{km}$  จะเห็นได้ว่าที่  $GVD = -20 \text{ ps}^2/\text{km}$  ในช่วงความถี่ก่อนเข้าสู่สภาวะปกติจะมีความผิดพลาดเฟสมากกว่าที่  $GVD = +20 \text{ ps}^2/\text{km}$  ซึ่งเป็นผลเนื่องมาจาก SPM ในช่วงการเปลี่ยนสถานะโดยเหมือนกับกรณีของความผิดพลาดเฟสคลื่นพาห้ความถี่เดียวในระบบที่มีการชดเชย Dispersion

จากรูปที่ 5.10 – 5.14 เห็นได้ว่าผลตอบสนองทางความถี่ในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ของสองคลื่นพาห้จะมีสัญญาณยอดแหลมรายคาบ (Periodic Spike) ปรากฏอยู่ที่ทั้งกรณีของ Normal และ Anomalous dispersion ณ ตำแหน่งความถี่เดียวกัน การอธิบายที่มาของสัญญาณยอดแหลมรายคาบ สามารถอธิบายได้โดยการอ้างอิงจากชุดสมการ (5.17) – (5.20) พิจารณาสมการ (5.19) หลังจากคลื่นพาห้เดินทางผ่าน DCF จะทำให้เหลือส่วนที่ DCF ไม่สามารถชดเชยได้คือ  $\frac{da_2}{dz} \propto d\omega_m$  หรืออาจจะกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่า  $(a_2)_{\text{After DCF}}$  เป็นฟังก์ชันของ  $\omega_m, d, L_{\text{span}}$

$$(a_2)_{\text{After DCF}} = f(\omega_m, d, L_{\text{span}}) \quad (5.27)$$

เนื่องจากในรูปที่ 5.10 – 5.14 เป็นการกำหนด  $d$  และ  $L_{span}$  มีค่าคงที่ค่าหนึ่ง ดังนั้นเราสามารถลดตัวแปรในสมการ (5.27) ให้เหลือดังแสดงในสมการ (5.28)

$$(a_2)_{After DCF} = f(\omega_m) \quad (5.28)$$

ในการกระจายฟังก์ชันทั่วไปในรูปแบบของอนุกรมฟูริเยร์ (Fourier series) [30] สามารถแสดงได้ในสมการ (5.30)

$$f(x) = \frac{1}{2}c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cos\left(\frac{n\pi x}{p}\right) + \sum_{n=1}^{\infty} d_n \sin\left(\frac{n\pi x}{p}\right) \quad (5.30)$$

โดยที่

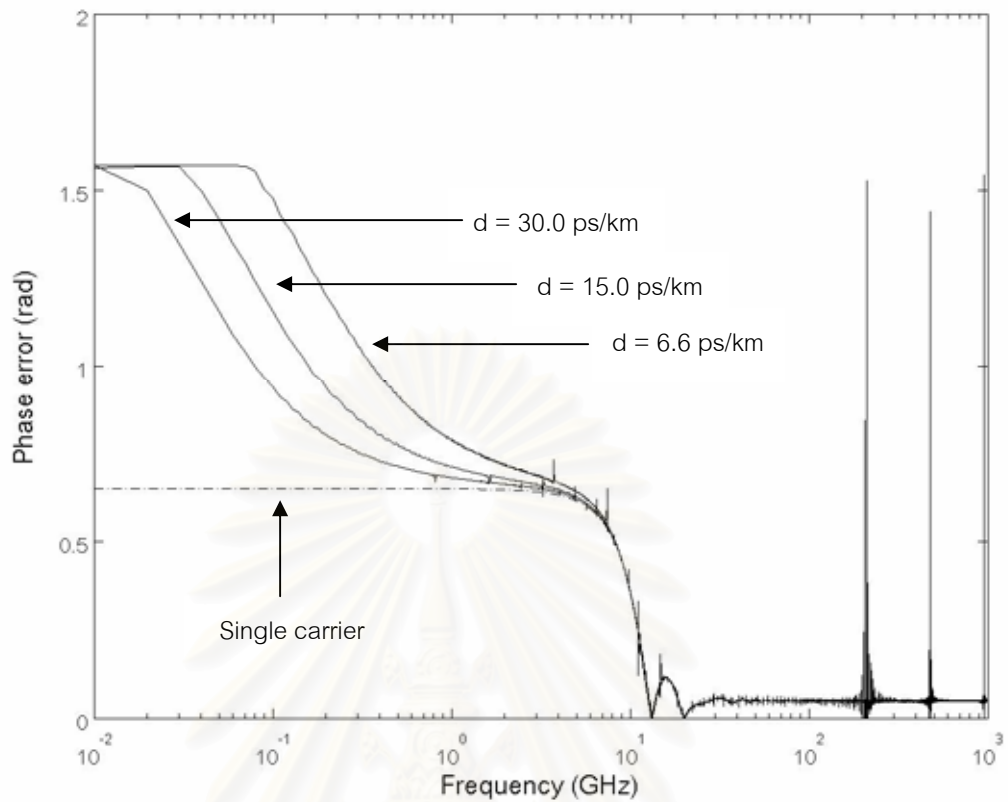
$$c_0 = \frac{1}{p} \int_{-p}^p f(x) dx$$

$$c_n = \frac{1}{p} \int_{-p}^p f(x) \cos\left(\frac{n\pi x}{p}\right) dx$$

$$d_n = \frac{1}{p} \int_{-p}^p f(x) \sin\left(\frac{n\pi x}{p}\right) dx$$

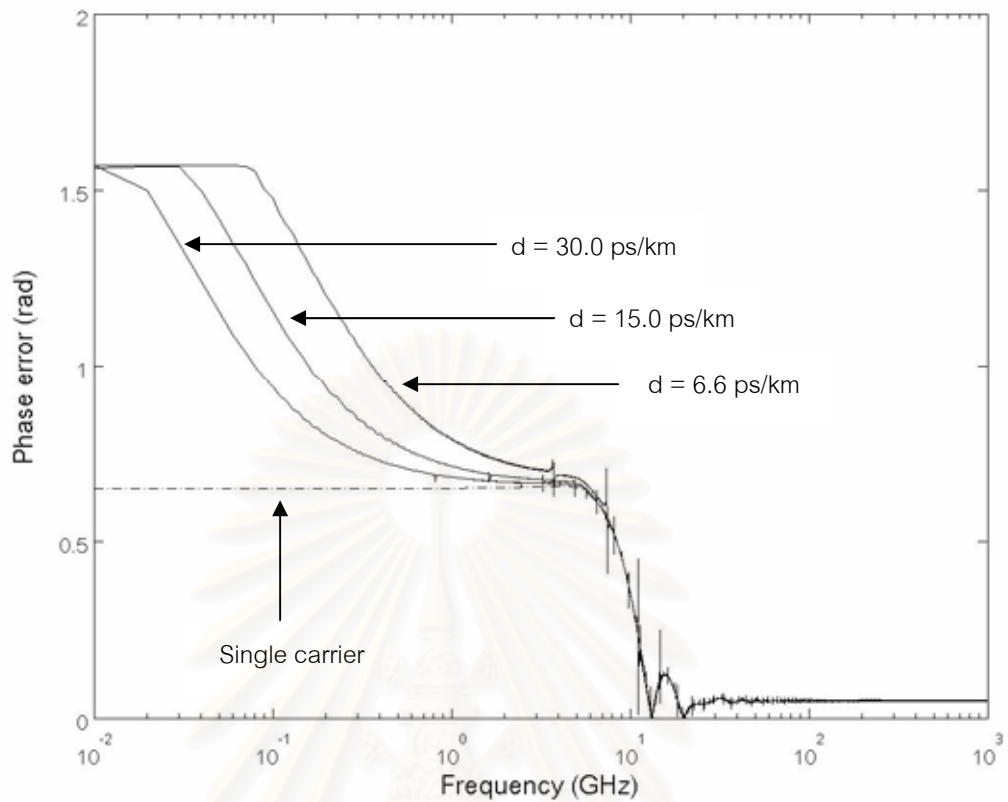
และ  $p$  เป็นระยะครึ่งคาบของ  $f(x)$

ดังนั้น เห็นได้ว่า  $(a_2)_{After DCF}$  ในส่วนที่ DCF ( $d\omega_m$ ) ไม่สามารถชดเชยได้จะมีสัญญาณยอดแหลมรายการสูงโด่งขึ้นมา ณ ตำแหน่งฮาร์มอนิกของความถี่หลักมูล (Harmonic of fundamental frequency,  $\omega_0(d, L_{span})$ ) จากรูปที่ 5.10 – 5.14 ไม่ว่า GVD จะมีค่าเท่าไรก็ตาม สัญญาณยอดแหลมก็ยังคงอยู่ ณ ตำแหน่งเดิมเพราะว่าความถี่หลักมูลมิได้เป็นฟังก์ชันของ GVD แต่ในทางกลับกันความถี่หลักมูลจะเป็นฟังก์ชันของ  $d$  และ  $L_{span}$  โดยจะแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ของความถี่หลักมูลในโอกาสถัดไป เมื่อ  $a_2$  มียอดแหลมเกิดขึ้น ณ ตำแหน่งฮาร์มอนิกของความถี่หลักมูลจะส่งผลต่อไปยัง  $b_1$  ผ่านทาง XPM ซึ่งทำให้  $b_1$  เกิดสัญญาณยอดแหลมขึ้นตามดังนั้นจึงเป็นเหตุให้ความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้หลักเกิดเป็นสัญญาณยอดแหลม ณ ตำแหน่งฮาร์มอนิก ของความถี่หลักมูล ดังจะเห็นได้จากในรูปที่ 5.10 – 5.14



รูปที่ 5.15 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้หลักในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ที่  $GVD = +5 \text{ ps}^2/\text{km}$  และ  $d = 6.6, 15, 30 \text{ ps/km}$  โดยทำการเปรียบเทียบกับกรณีความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้เดี่ยว

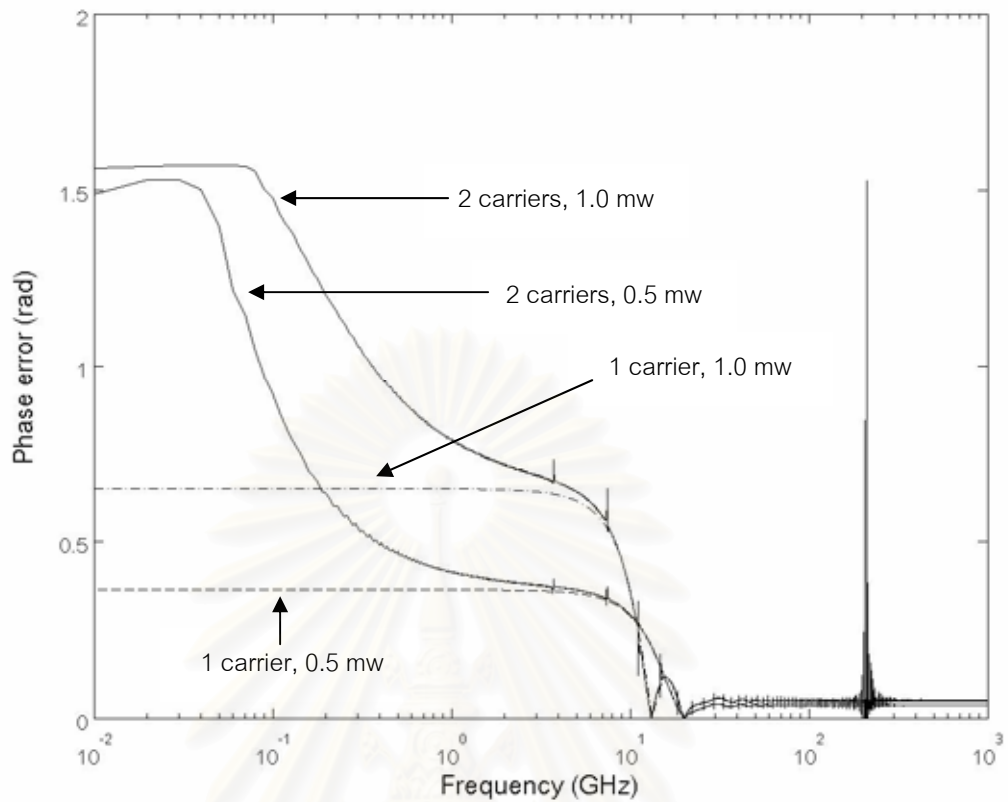
รูปที่ 5.15 และ 5.16 แสดงถึงความแตกต่างของผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสเมื่อ  $d = 6.6, 15.0$  และ  $30.0 \text{ ps/km}$  ณ ตำแหน่งของ Normal และ Anomalous dispersion ตามลำดับ โดยเปรียบเทียบกับกรณีคลื่นพาห้ความถี่เดียวในระบบที่มีการชดเชย Dispersion จะเห็นได้ว่าเมื่อ  $d$  มีปริมาณเพิ่มขึ้นซึ่งหมายถึงว่าความห่างทางความถี่ของสองคลื่นพาห้มีค่าเพิ่มขึ้นตาม จะทำให้ความผิดพลาดเฟสในบริเวณที่ XPM มีนัยสำคัญต่อความผิดพลาดเฟสลดน้อยลง และเมื่อ  $d$  เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องจะทำให้ความผิดพลาดเฟสเข้าสู่กรณีความผิดพลาดเฟสคลื่นพาห้ความถี่เดียว



รูปที่ 5.16 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้หลักในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ที่  $GVD = -5 \text{ ps}^2/\text{km}$  และ  $d = 6.6, 15, 30 \text{ ps/km}$  โดยทำการเปรียบเทียบกับกรณีความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้เดี่ยว

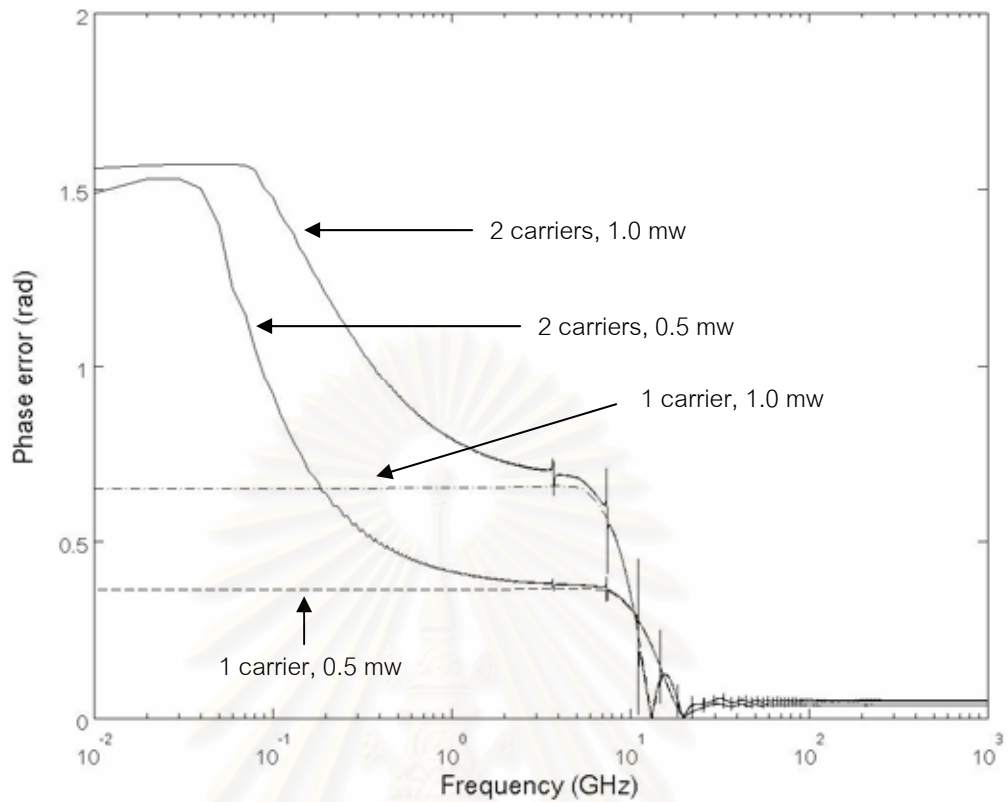
จากรูปที่ 5.15 และ 5.16 สามารถสรุปได้ดังนี้ ทั้งกรณีของ Normal และ Anomalous dispersion เมื่อ  $d$  มีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้ความผิดพลาดเฟสในส่วนที่ XPM มีนัยสำคัญ ลดน้อยลงสำหรับในระบบการใช้งานจริง การกำหนดความห่างระหว่างช่องสัญญาณจะเป็นอีกปัจจัยหนึ่งที่มีผลต่อการกำหนดคุณภาพการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตทางเฟสเพราะว่ายิ่งกำหนดความห่างระหว่างช่องสัญญาณมากเท่าไรก็จะยิ่งทำให้สัญญาณรบกวนทางเฟสที่เกิดจาก XPM ลดลงมากขึ้นตาม แต่การกำหนดความห่างระหว่างช่องสัญญาณมากจะทำให้การใช้ประโยชน์แบนด์วิดท์ (Bandwidth utilization) ลดน้อยลง ดังนั้นจึงต้องมีการถ่วงดุลกันในการกำหนดความห่างช่องสัญญาณระหว่างความผิดพลาดเฟสลดน้อยลงเมื่อความห่างช่องสัญญาณเพิ่มขึ้น และ Kerr effect จะเหนี่ยวนำสัญญาณรบกวนทางเฟสเพิ่มขึ้นเมื่อความห่างช่องสัญญาณเพิ่มขึ้น





รูปที่ 5.17 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้หลักและคลื่นพาห้ความถี่เดียว ในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ที่  $GVD = 5 \text{ ps}^2/\text{km}$  โดยกำลังงานคลื่นพาห้มีค่าเป็น 0.5 และ 1.0 mw

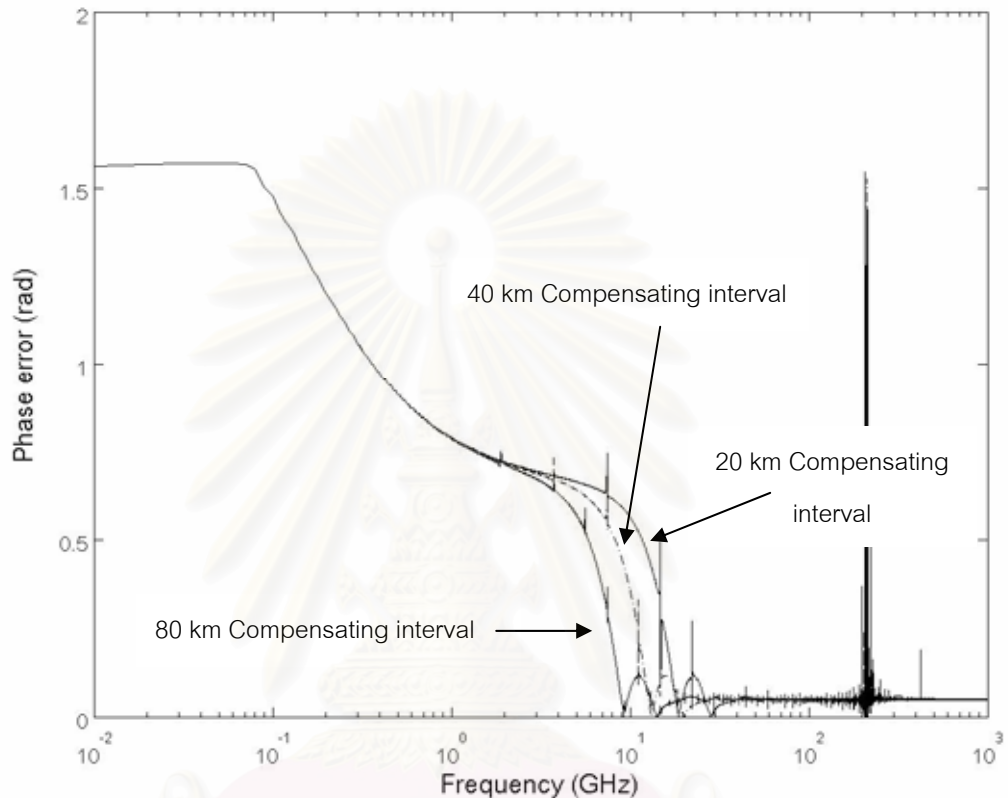
รูปที่ 5.17 และ 5.18 แสดงถึงความแตกต่างของผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสโดยที่กำลังงานคลื่นพาห้มีค่าเป็น 0.5 และ 1.0 mw ในตำแหน่งของ Normal และ Anomalous dispersion ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าเมื่อกำลังงานคลื่นพาห้มีปริมาณเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ Kerr effect ที่มีความรุนแรงเพิ่มขึ้นทั้ง SPM ซึ่งสังเกตได้จากกรณีคลื่นพาห้ความถี่เดียวและ XPM ซึ่งสังเกตได้จากคลื่นพาห้สองความถี่เพราะว่า Kerr effect มีความสัมพันธ์โดยตรงกับกำลังงาน



รูปที่ 5.18 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้หลักและคลื่นพาห้ความถี่เดียว ในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ที่  $GVD = -5 \text{ ps}^2/\text{km}$  โดยกำลังงานสัญญาณมีค่าเป็น 0.5 และ 1.0 mw

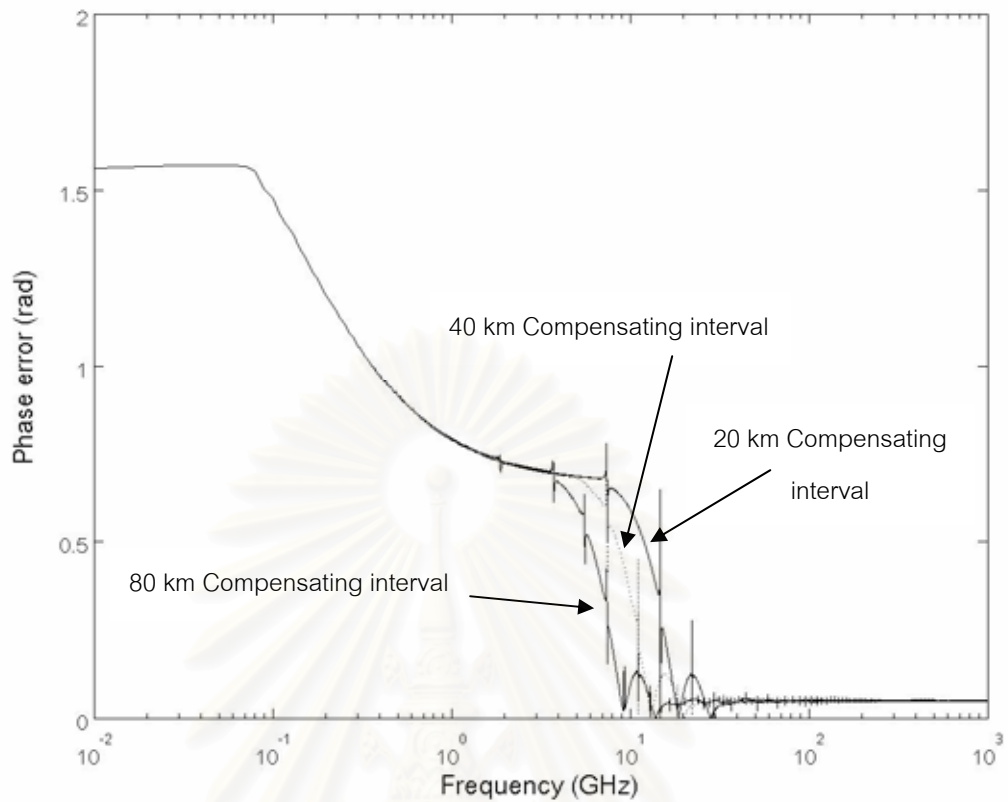
จากรูปที่ 5.17 และ 5.18 ทำให้สามารถสรุปได้ว่า ทั้ง Normal และ Anomalous dispersion ปริมาณกำลังงานของคลื่นพาห้จะส่งผลโดยตรงต่อความรุนแรงของ Kerr effect เมื่อปริมาณกำลังงานเพิ่มขึ้นจะทำให้ความผิดพลาดเฟสที่เกิดจากทั้ง SPM และ XPM เพิ่มขึ้นตาม ดังนั้นในระบบการใช้งานจริงควรจะต้องเลือกปริมาณกำลังงานในการส่งสัญญาณให้น้อยที่สุดเท่าที่เป็นไปได้ แต่เมื่อกำลังงานมีค่าน้อยจะทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทางแสง (OSNR) ต่ำลง ดังนั้นในการใช้งานจริงจึงต้องมีการประนีประนอมกันระหว่างกำลังงานมากเพื่อที่จะได้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทางแสงสูงขึ้นและกำลังงานน้อยเพื่อที่จะลดผลของ Kerr effect ในการกำหนดค่ากำลังงานในการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตทางเฟส ความแตกต่างของการกำหนดค่ากำลังงานระหว่างการส่งสัญญาณที่มอดูเลตด้วยเฟสและมอดูเลตด้วยความเข้มแสงคือสัญญาณที่มอดูเลตด้วยเฟสจะอ่อนไหวต่อกำลังงานสัญญาณที่เพิ่มขึ้นเนื่องจาก Kerr effect แต่สัญญาณที่มอดูเลตด้วยความเข้มแสงมักจะกำหนดกำลังงานส่งสัญญาณสูงไว้ก่อนเพื่อที่จะได้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทางแสงสูงๆ แม้ว่า Kerr effect จะทำ

ให้เฟสของสัญญาณที่มอดูเลตด้วยความเข้มแสงเปลี่ยนแปลงไปแต่ก็ไม่ได้ทำให้การมอดูเลตเปลี่ยนแปลงไปมากเนื่องจากการมอดูเลตจะเป็นการตรวจจับกำลังงานแสงที่วิ่งผ่านอุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณทางแสง ดังนั้นการมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตด้วยความเข้มแสงจะไม่คำนึงถึงเฟสของสัญญาณ



รูปที่ 5.19 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาร์หลักในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ที่  $GVD = +5 \text{ ps}^2/\text{km}$  และช่วงการชดเชย Dispersion เป็น 20 40 และ 80 km

รูปที่ 5.19 และ 5.20 แสดงถึงความแตกต่างของผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสเมื่อช่วงการชดเชย Dispersion มีค่าเป็น 20 40 และ 80 km ณ ตำแหน่งของ Normal และ Anomalous dispersion ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าช่วงการชดเชย Dispersion 80 km จะมีความผิดพลาดเฟสโดยรวมน้อยกว่าช่วงการชดเชย Dispersion ทั้ง 20 และ 40 km ตามลำดับ สำหรับส่วนที่แตกต่างกันของผลตอบสนองทางความถี่กรณีที่มีช่วงการชดเชย Dispersion ต่างกันนั้นจะเป็นบริเวณช่วงการเปลี่ยนสถานะก่อนเข้าสู่สภาวะปกติซึ่งเหมือนกับในกรณีคลื่นพาร์ความถี่เดียวในระบบที่มีการชดเชย Dispersion



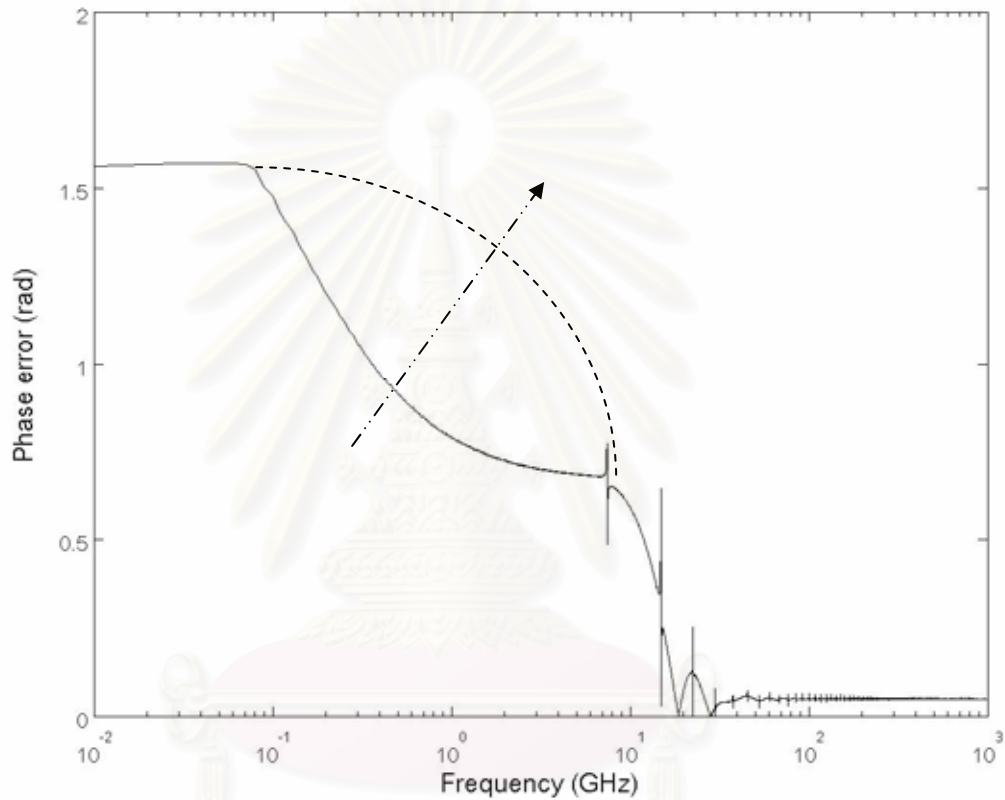
รูปที่ 5.20 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้หลักในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ที่  $GVD = -5 \text{ ps}^2/\text{km}$  และช่วงการชดเชย Dispersion เป็น 20 40 และ 80 km

จากรูปที่ 5.15, 5.16, 5.19 และ 5.20 เห็นได้ว่าความถี่หลักมูล ณ ตำแหน่งสัญญาณยอดแหลมมีค่าเปลี่ยนแปลงไปเมื่อ  $d$  และ  $L_{span}$  เปลี่ยนแปลงไป ในรูปที่ 5.15 และ 5.16 เห็นได้ว่าความถี่หลักมูลมีค่าลดลงเมื่อ  $d$  มีค่าเพิ่มขึ้น ส่วนในรูปที่ 5.19 และ 5.20 แสดงให้เห็นว่าความถี่หลักมูลมีค่าลดลงเมื่อ  $L_{span}$  มีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นเราสามารถประมาณความสัมพันธ์ของความถี่หลักมูลที่มีต่อ  $d$  และ  $L_{span}$  ได้โดย  $\omega_0 \propto \frac{1}{d \times L_{span}}$

จากรูปที่ 5.19 และ 5.20 ทั้งกรณีของ Normal และ Anomalous dispersion สามารถสรุปได้ว่าเมื่อช่วงการชดเชย Dispersion มีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้ความผิดพลาดเฟสโดยรวมมีค่าลดลง ดังนั้นการกำหนดช่วงการชดเชย Dispersion จึงมีผลกระทบต่อคุณภาพในการสื่อสารสัญญาณที่มีการมอดูเลตด้วยเฟส กล่าวคือเมื่อกำหนดให้ช่วงการชดเชย Dispersion มีค่ามากๆ จะเป็นผลดีต่อการลดปริมาณสัญญาณรบกวนทางเฟสที่เกิดจาก Kerr effect แต่ในทางกลับกันสำหรับระบบใช้งานจริง การกำหนดช่วงการชดเชย Dispersion ยาวมากจะทำให้สัญญาณพัลส์ขยายออกมากขึ้นด้วยเช่นกันซึ่งส่งผลให้เกิด ISI ขึ้นและ Kerr effect จะเหนี่ยวนำ ISI ที่เกิดขึ้นเปลี่ยนเป็นสัญญาณรบกวนทางเฟส การกำหนดช่วงการชดเชย Dispersion ในระบบใช้งานจริงจึงต้อง

ถ่วงดุลกันระหว่างการลดความผิดพลาดเฟสเนื่องจาก Kerr effect ด้วยการกำหนดช่วงการชดเชย Dispersion ให้อย่างมากที่สุดและการลด ISI ที่อาจจะเกิดขึ้นเนื่องจากสัญญาณพัลส์ขยายออก

สำหรับการพิจารณาระบบคลื่นพาหามากกว่า 2 คลื่นพาห้เดินทางในเส้นใยแสงพบว่าความผิดพลาดเฟสในส่วนที่เกิดจาก XPM ทวีความรุนแรงมากขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวในที่สุดและความรุนแรงของ XPM จะขึ้นอยู่กับความห่างระหว่างช่องสัญญาณด้วย รูปที่ 5.21 แสดงถึงแนวโน้มการเพิ่มขึ้นของความผิดพลาดเฟสอย่างคร่าวๆ เมื่อจำนวนคลื่นพาห้เพิ่มขึ้น



รูปที่ 5.21 แนวโน้มความผิดพลาดเฟสที่เพิ่มขึ้นเมื่อจำนวนคลื่นพาห้เพิ่มมากขึ้น

การพิจารณาระบบ DWDM ที่มีหลายช่องสัญญาณพบว่าเมื่อจำนวนช่องสัญญาณเพิ่มมากขึ้นย่อมจะส่งผลให้ XPM ทวีความรุนแรงมากขึ้น แต่เมื่อจำนวนช่องสัญญาณมากขึ้นทำให้ความห่างของช่องสัญญาณแรกและช่องสัญญาณสุดท้ายห่างกันมากขึ้นด้วยเช่นกันและเมื่อช่องสัญญาณที่อยู่ห่างไกลกันมากๆ จนทำให้ XPM ไม่มีผลต่อความผิดพลาดเฟสอีกต่อไป ดังนั้นอาจกล่าวได้ว่าเมื่อจำนวนช่องสัญญาณมากขึ้นจะทำให้ความผิดพลาดเฟสที่เกิดจาก XPM อิ่มตัวในที่สุด

## บทที่ 6

### แบบจำลองการเดินทางของสัญญาณในเส้นใยแสงที่มีการมอดูเลตดีพีเอสเค แบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณ

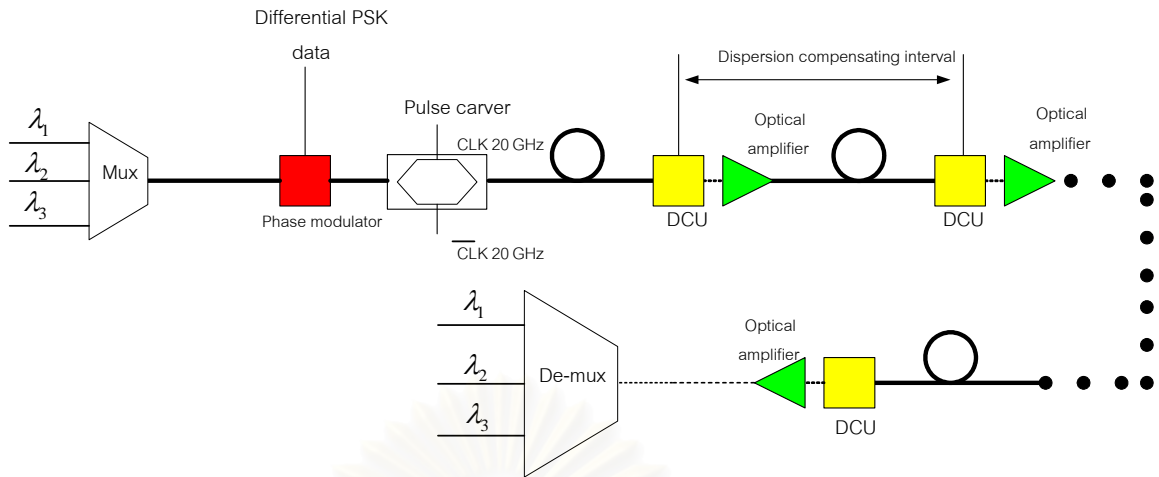
จากที่ได้นำเสนอถึงตัวแปรบางตัวที่มีอิทธิพลต่อความผิดพลาดเฟสกรรณีสองคลื่นพาห้ในบทที่ 5 เช่น GVD กำลังงานคลื่นพาห้ และช่วงการขดเซย Dispersion สำหรับเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงการตรวจสอบตัวแปรที่มีผลต่อคุณภาพการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงที่มีการมอดูเลตดีพีเอสเค ว่าสอดคล้องหรือไม่สอดคล้องตามทฤษฎีเพราะเหตุใด เนื้อหาที่นำเสนอในบทนี้จะแยกออกเป็นสามส่วนหลักๆ คือ คุณสมบัติของแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณช่องสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคแบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น ผลลัพธ์ที่ได้จากแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณช่องสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคแบบมัลติเพลกซ์ 2 ช่องสัญญาณ และผลลัพธ์ที่ได้จากแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณช่องสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคแบบมัลติเพลกซ์มากกว่า 2 ช่องสัญญาณ

#### 6.1 คุณสมบัติของแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคแบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณ

ในการสื่อสารสัญญาณแบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่นจำเป็นต้องมีตัวมัลติเพลกซ์ (Multiplexer) เพื่อรวมหลายช่องสัญญาณเข้าด้วยกันในการส่งสัญญาณและตัวดีมัลติเพลกซ์ (Demultiplexer) เพื่อแยกสัญญาณแต่ละช่องสัญญาณออกจากกันในการรับสัญญาณ รูปที่ 6.1 แสดงถึงแผนภาพบล็อกระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงแบบมัลติเพลกซ์ความยาวคลื่นด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเค จะเห็นได้ว่าในส่วนที่แตกต่างจากการสื่อสารสัญญาณช่องสัญญาณเดี่ยวคือทางด้านส่งจะมีตัวมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณเข้าด้วยกันและทางด้านรับจะมีตัวดีมัลติเพลกซ์แยกสัญญาณแต่ละความยาวคลื่นออกไปยังตัวดีมอดูเลตสัญญาณดีพีเอสเค

คุณสมบัติแต่ละอุปกรณ์ในแบบจำลองที่ใช้ในการสื่อสารสัญญาณที่มีการมอดูเลตดีพีเอสเคแบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณโดยเบื้องต้นจะมีค่าเหมือนกับกรณีการสื่อสารสัญญาณแบบช่องสัญญาณเดี่ยวแต่จะมีตัวมัลติเพลกซ์และดีมัลติเพลกซ์สัญญาณเพิ่มเข้ามาโดยคิดว่าตัวมัลติเพลกซ์และดีมัลติเพลกซ์มีความเป็นอุดมคติและไม่มีการสูญเสียกำลังงานใดๆเกิดขึ้น





รูปที่ 6.1 แผนภาพบล็อกของระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงแบบมัลติเพล็กซ์ความยาวคลื่นด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเค

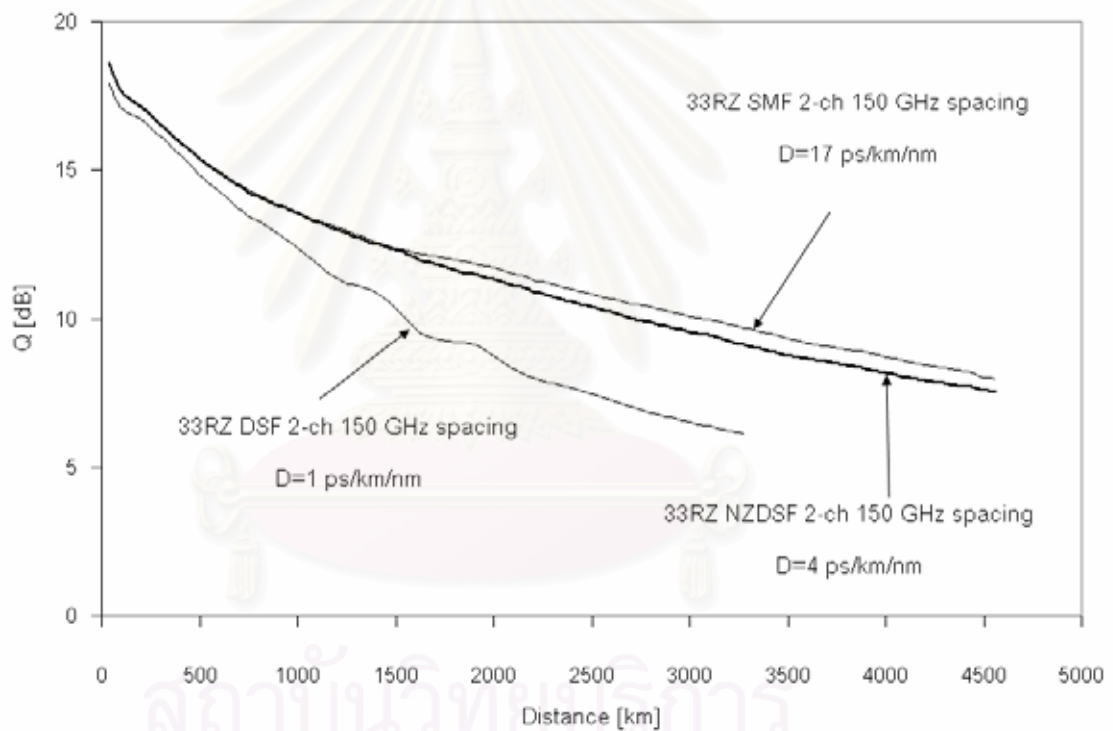
สำหรับผลลัพธ์ในการสร้างแบบจำลองระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคแบบมัลติเพล็กซ์ทางความยาวคลื่น จะทำการแบ่งออกเป็น 2 ช่องสัญญาณและมากกว่า 2 ช่องสัญญาณเพื่อดูผลว่าจำนวนช่องสัญญาณมีผลต่อคุณภาพสัญญาณมากน้อยเพียงใด

## 6.2 ผลลัพธ์ของแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคแบบมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณและการวิเคราะห์ผลลัพธ์

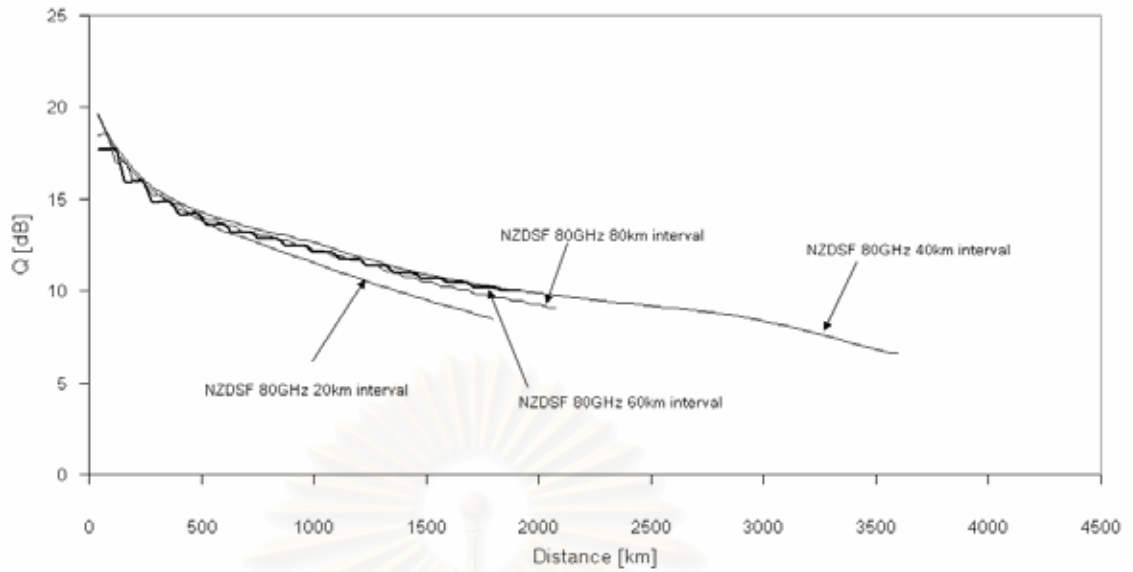
จากรูปที่ 5.11 – 5.14 แสดงให้เห็นความสัมพันธ์ในทางทฤษฎีระหว่าง GVD และความผิดพลาดเฟสที่กล่าวไว้ในระบบที่มีการชดเชย Dispersion เมื่อ GVD มีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้ความผิดพลาดเฟสโดยรวมลดน้อยลงซึ่งหากทฤษฎีดังกล่าวสามารถนำมาใช้ได้จริงดังนั้นผลลัพธ์ในแบบจำลองการเดินทางของสัญญาณในเส้นใยแสงย่อมต้องสอดคล้องกับรูปที่ 5.11 – 5.14 ด้วย

ในการวัดคุณภาพสัญญาณที่มอดูเลตดีพีเอสเคแบบมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณ จะทำการวัดคุณภาพสัญญาณ ณ ช่องสัญญาณที่มีการชดเชย Dispersion อย่างสมบูรณ์ ซึ่งมีการแสดงผลไว้ใน [31] ว่าจะให้ค่า Q ของสัญญาณน้อยที่สุด รูปที่ 6.2 แสดงถึงความแตกต่างของคุณภาพสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ที่เดินทางในเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคซึ่งมีความห่างระหว่างช่องสัญญาณเป็น 150 GHz เมื่อ  $D = 1.0$  4.0 และ 17.0 ps/nm/km เห็นได้ว่าเมื่อเราเลือกใช้เส้นใยแสงที่มีค่า  $D$  มากขึ้นจะส่งผลให้ค่า Q ของสัญญาณมากขึ้นหรือทำให้คุณภาพสัญญาณดีขึ้น เช่นที่  $Q = 7.8$  dB การเลือกใช้ DSF ( $D = 1.0$  ps/km/nm) ทำให้ส่งสัญญาณได้ไกลเพียง 2320 km แต่ขณะที่การเลือกใช้ NZDSF ( $D = 4.0$  ps/km/nm) และ SMF ( $D = 17.0$  ps/km/nm) ทำให้

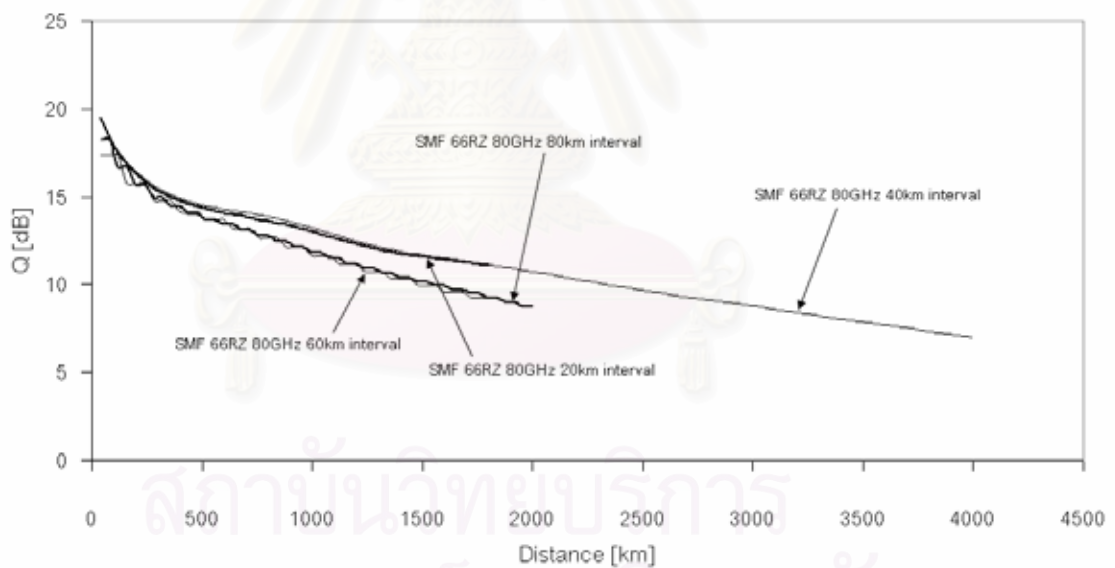
ส่งสัญญาณได้ไกลมากกว่า 4000 km ผลลัพธ์ดังกล่าวแสดงให้เห็นถึงความสอดคล้องกับการเปรียบเทียบผลตอบสนองของทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในรูปที่ 5.12 และ 5.13 ได้อย่างตรงไปตรงมาที่แสดงไว้ว่าเมื่อ GVD มีค่าสูงขึ้นจะส่งผลให้ความผิดพลาดเฟสโดยรวมลดลงและรวมถึงการสนับสนุนผลการทดลองจาก [17],[18],[27]-[29],[32]-[36] จากผลการทดลองและผลลัพธ์ที่ได้ยกตัวอย่างมาทั้งหมดนี้ล้วนชี้ชัดได้ว่า ณ GVD หรือ  $D$  สูงๆมีผลดีต่อการสื่อสารสัญญาณแบบมอดูเลตดีพีเอสเคในการลดความผิดพลาดทางเฟสที่เกิดจากการเหนี่ยวนำสัญญาณรบกวนของ Kerr effect ให้กลายเป็นสัญญาณรบกวนทางเฟส จากผลการจำลองระบบการส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแสงทำให้เราเชื่อมั่นว่าค่า  $D = 17$  ps/nm/km จะให้สมรรถนะที่ดีในการส่งสัญญาณการมอดูเลตดีพีเอสเคแบบมัลติเพลกซ์ 2 ช่องสัญญาณซึ่งตรงกับคำแนะนำในบทที่ 5 โดยสนับสนุนให้เลือกใช้ SMF ที่ความยาวคลื่น 1,550 nm มากกว่าที่จะเลือกใช้ DSF หรือ NZDSF



รูปที่ 6.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ด้วย  $D = 1.0$  4.0 และ 17.0 ps/nm/km กรณีมัลติเพลกซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณ โดยมีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 150 GHz



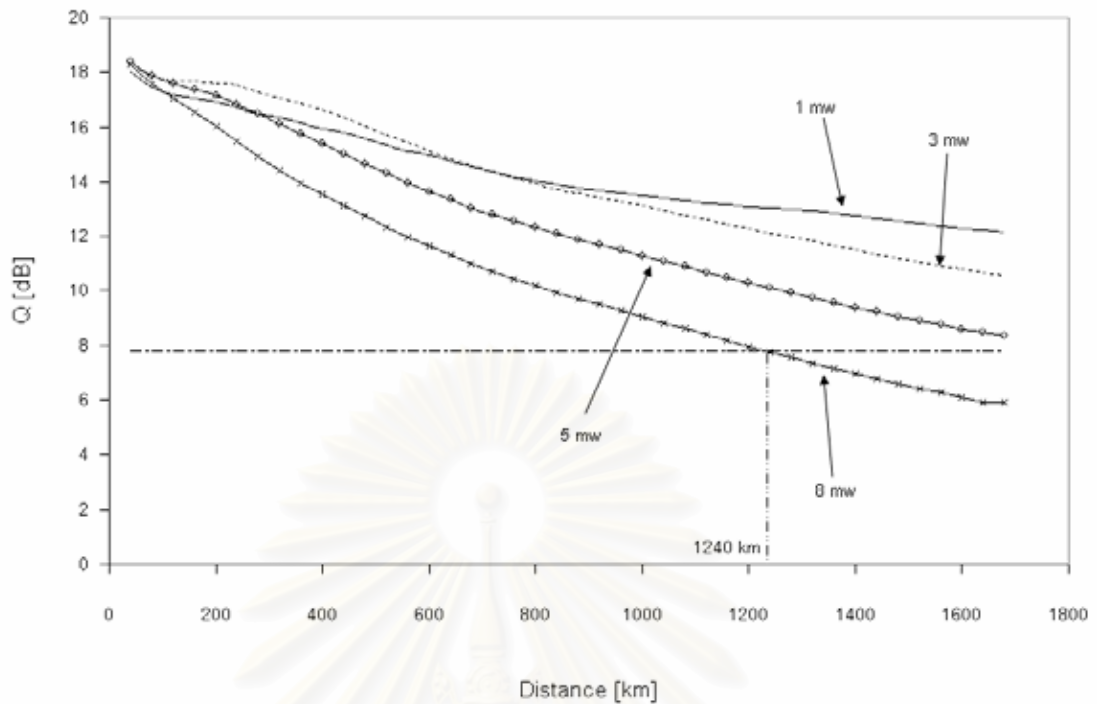
รูปที่ 6.3 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF ด้วยช่วงการชดเชย Dispersion = 20 40 60 และ 80 ps/nm/km กรณีมีมัลติเพลกซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 80 GHz



รูปที่ 6.4 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ด้วยช่วงการชดเชย Dispersion = 20 40 60 และ 80 ps/nm/km กรณีมีมัลติเพลกซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 80 GHz

รูปที่ 6.3 และ 6.4 แสดงถึงความสัมพันธ์ของ Q กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ที่มีช่วงการชดเชย Dispersion ต่างกัน (20 40 60 และ 80 km) ในเส้นใยแสง NZDSF และ SMF ตามลำดับ ในทฤษฎีของบทที่ 5 กล่าวไว้ว่าเมื่อช่วงการชดเชย Dispersion เพิ่มขึ้นจะส่งผลให้

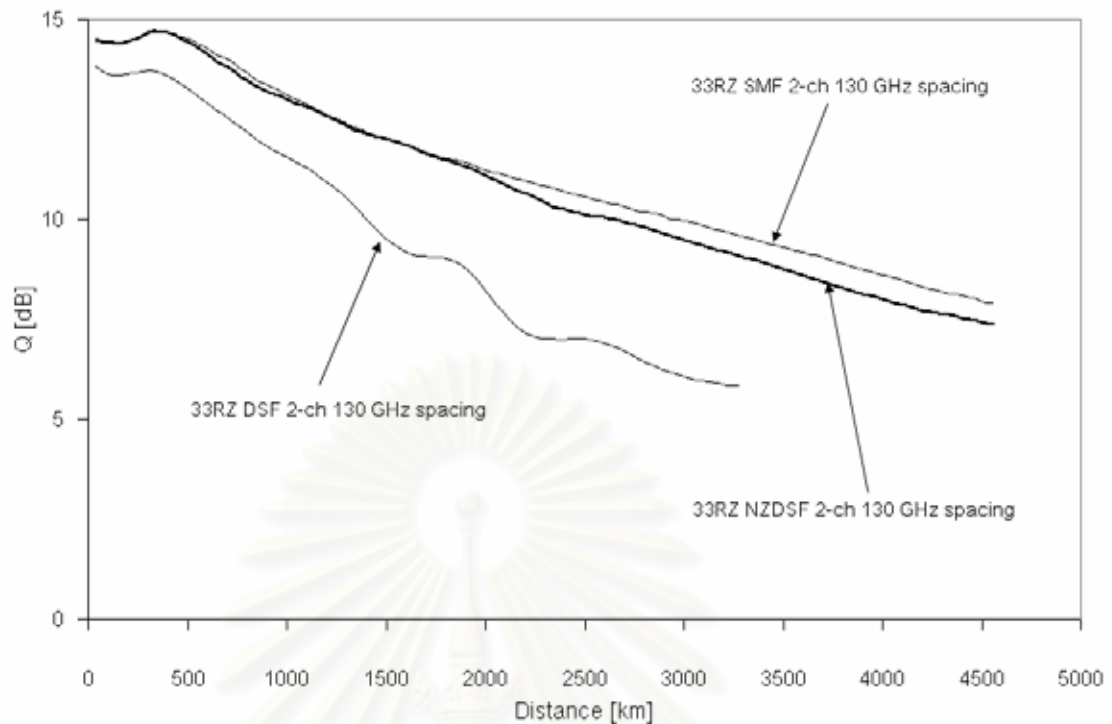
ความผิดพลาดเฟสโดยรวมลดลง สำหรับเส้นใยแสง NZDSF ในรูปที่ 6.3 จะเห็นได้ว่าเมื่อช่วงการชดเชย Dispersion เพิ่มขึ้นจาก 20 km เป็น 40 km ค่า Q ของสัญญาณจะเพิ่มขึ้นหรือทำให้คุณภาพสัญญาณดีขึ้นซึ่งให้ผลสอดคล้องกับทางทฤษฎี แต่เมื่อช่วงการชดเชย Dispersion เพิ่มขึ้นจาก 40 km เป็น 60 และ 80 km กลับกลายเป็นว่าค่า Q ไม่ได้เพิ่มขึ้นตามหรือคุณภาพสัญญาณไม่ได้ดีขึ้นตามช่วงการชดเชย Dispersion ที่เพิ่มขึ้นซึ่งให้ผลไม่สอดคล้องกับทฤษฎีที่เป็นเช่นนี้เพราะว่า ณ ก่อนที่สัญญาณจะเข้าสู่กระบวนการชดเชย Dispersion เมื่อช่วงการชดเชย Dispersion เพิ่มขึ้นจะทำให้สัญญาณพัลส์ขยายออกมากขึ้นซึ่งหมายความว่าสัญญาณพัลส์ที่ขยายออกจะไปรบกวนสัญญาณบิตข้างเคียงมากขึ้นซึ่งถือได้ว่าเป็นสัญญาณรบกวนเชิงสุ่มชนิดหนึ่งเพราะว่าขึ้นอยู่กับความเร็วตัวของบิตข้างเคียงและ Kerr effect จะเหนี่ยวนำสัญญาณรบกวนดังกล่าวให้กลายเป็นสัญญาณรบกวนทางเฟสเพิ่มมากขึ้นตาม ทำให้คุณภาพสัญญาณไม่ได้เพิ่มขึ้นเมื่อช่วงการชดเชย Dispersion เพิ่มขึ้นจาก 40 km ไปเป็น 60 และ 80 km สำหรับในเส้นใยแสง SMF ในรูปที่ 6.4 เห็นได้ว่าเมื่อช่วงการชดเชย Dispersion เพิ่มขึ้นจาก 20 km เป็น 40 km ทำให้ค่า Q เริ่มอ้อมตัวหรือไม่ได้เพิ่มขึ้นอย่างเห็นได้ชัด และเมื่อช่วงการชดเชย Dispersion เพิ่มขึ้นจาก 40 km ไปเป็น 60 และ 80 km ค่า Q กลับลดลงอย่างเห็นได้ชัดซึ่งผลลัพธ์ดังกล่าวให้ผลไม่สอดคล้องกับทฤษฎี เหตุผลที่ทำให้ผลลัพธ์ในกรณีเส้นใยแสง SMF ไม่เป็นไปตามทฤษฎีคือเนื่องจากในทฤษฎีไม่ได้คำนึงถึงการขยายออกของสัญญาณพัลส์ที่มีการรบกวนต่อสัญญาณบิตข้างเคียง แต่ในกรณีของ SMF สัญญาณพัลส์ขยายตัวออกอย่างรวดเร็วและทำให้สัญญาณรบกวนเนื่องจากบิตข้างเคียงเป็นตัวกำหนดคุณภาพสัญญาณแทนทั้งๆที่การเลือกใช้ช่วงการชดเชย Dispersion ที่มากขึ้นจะช่วยให้ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากสัญญาณรบกวนลดน้อยลง สำหรับความสอดคล้องระหว่างทฤษฎีที่กล่าวถึงบทบาทของช่วงการชดเชย Dispersion ต่อความผิดพลาดเฟสและผลลัพธ์การสร้างแบบจำลองพบว่าทฤษฎีดังกล่าวจะสามารถนำไปใช้ได้ก็ต่อเมื่อการขยายตัวของสัญญาณพัลส์ในแต่ละบิตไม่มีการเลื่อมกันหรือว่าเลื่อมกันอยู่เล็กน้อย เช่นกรณีอัตราบิต 10 Gbit/s เป็นต้น ค่า Q ของสัญญาณพัลส์ในเส้นใยแสง SMF (40 km) จะอ้อมตัวต่อการเพิ่มขึ้นของช่วงการชดเชย Dispersion รวดเร็วกว่าในเส้นใยแสง NZDSF (60 km) เพราะว่าการขยายออกสัญญาณพัลส์ในเส้นใยแสง SMF รวดเร็วกว่าในเส้นใยแสง NZDSF จึงเป็นเหตุผลให้ ISI ที่เกิดขึ้นเป็นปัจจัยในการกำหนดคุณภาพสัญญาณแทนการเพิ่มขึ้นของช่วงการชดเชย Dispersion



รูปที่ 6.5 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ด้วยกำลังงานสัญญาณ = 1.0 3.0 5.0 และ 8.0mw กรณีมีผลโพลาไรซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณ

รูปที่ 6.5 แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่าง Q และระยะทางสำหรับการส่งสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ด้วยกำลังงานสัญญาณแตกต่างกัน (1.0 3.0 5.0 และ 8.0 mW) ในเส้นใยแสงชนิด SMF สังเกตได้ว่าเมื่อกำลังงานสัญญาณมีค่ามากขึ้นจะส่งผลให้ค่า Q หรือคุณภาพสัญญาณลดลงอย่างรวดเร็ว จากทั้ง 4 ค่ากำลังงานที่แตกต่างกันพบว่ากำลังงาน 1.0 mW จะให้คุณภาพสัญญาณดีที่สุดเมื่อระยะทางยิ่งเพิ่มขึ้น สำหรับการวิเคราะห์อย่างละเอียดระหว่างกำลังงานสัญญาณ 1.0 และ 3.0 mW ณ ช่วงแรก (ระยะทางน้อยกว่า 600 km) เห็นได้ว่าค่า Q ของกำลังงาน 3.0 mW จะมากกว่าของ 1.0 mW เนื่องจากว่ากำลังงานสัญญาณที่แรงกว่าย่อมส่งผลให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทางแสงมากกว่าและอิทธิพลของ Kerr effect จะค่อยๆสะสมเพิ่มขึ้นตามระยะทาง ดังนั้นจึงทำให้สัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณโดดเด่นกว่า Kerr effect ในช่วงแรกนี้ แต่เมื่อระยะทางเพิ่มขึ้น Kerr effect ที่สะสมมาจะมีอิทธิพลต่อคุณภาพสัญญาณมากยิ่งขึ้นโดยเฉพาะสัญญาณที่มีกำลังงานมากกว่า ด้วยเหตุนี้จึงส่งผลให้ค่า Q ของสัญญาณที่มีกำลังงาน 1.0 mW สูงกว่าสัญญาณที่มีกำลังงาน 3.0 mW ซึ่งให้ผลสอดคล้องกับทฤษฎีที่กล่าวไว้ว่าเมื่อกำลังงานสัญญาณเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ความผิดพลาดเฟสโดยรวมเพิ่มสูงขึ้น เพราะว่าการกำลังงานสัญญาณเป็นสัดส่วนโดยตรงต่อ Kerr effect

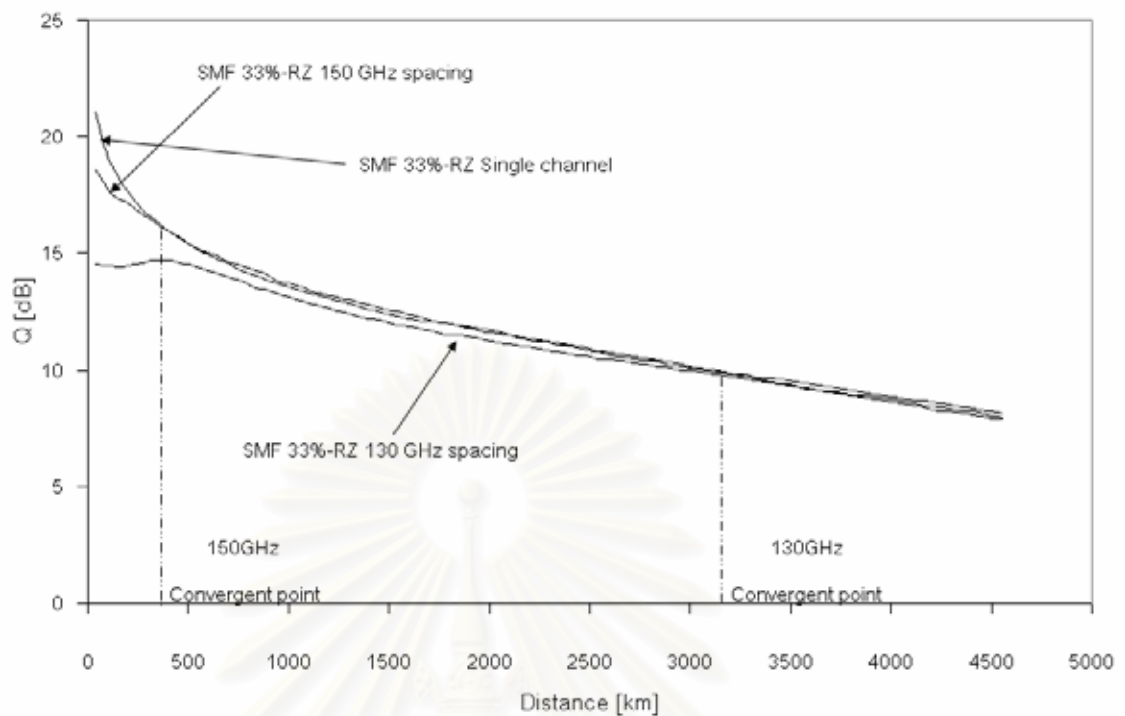




**รูปที่ 6.6** ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ด้วยกำลังงานสัญญาณ 1.0 mw ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 130 GHz กรณีมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณ

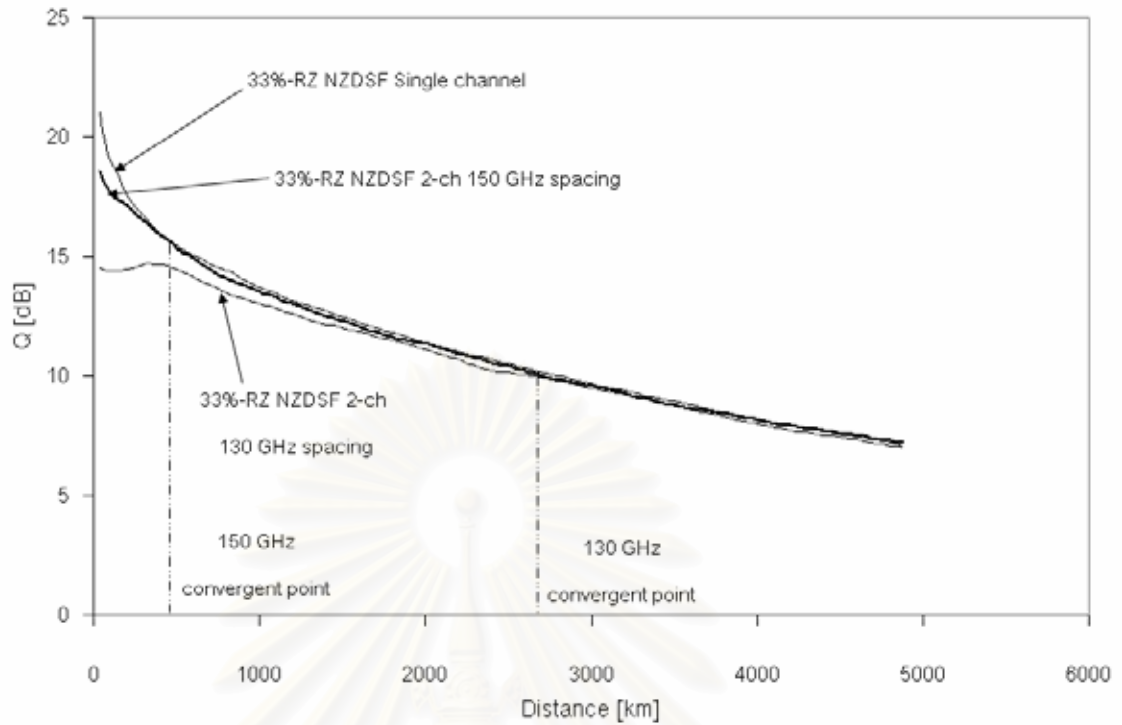
รูปที่ 6.6 แสดงถึงความแตกต่างของคุณภาพสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคซึ่งมีความห่างระหว่างช่องสัญญาณเป็น 130 GHz เห็นได้ว่าที่  $Q=7.8$  dB การเลือกใช้ DSF ทำให้ส่งสัญญาณได้ไกลเพียง 2080 km ซึ่งส่งสัญญาณได้ไกลน้อยกว่ากรณีที่ความห่างระหว่างช่องสัญญาณมีขนาดกว้างขึ้นเช่นที่ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 150 GHz การเลือกใช้ DSF จะทำให้ส่งสัญญาณได้ไกลถึง 2320 km จากการเปรียบเทียบผลดังกล่าวทำให้สรุปได้ว่าเมื่อความห่างระหว่างช่องสัญญาณมากขึ้นจะทำให้คุณภาพในการสื่อสารสัญญาณดีขึ้น จากการเปรียบเทียบบทบาทของความห่างระหว่างช่องสัญญาณในรูปที่ 6.2 และ 6.6 พบว่าค่า Q ของสัญญาณในเส้นใยแสง SMF และ NZDSF ที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 150 และ 130 GHz ไม่แตกต่างกันมาก ดังนั้นการพิจารณาอย่างละเอียดถึงอิทธิพลของความห่างระหว่างช่องสัญญาณของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง SMF และ NZDSF สามารถแสดงให้เห็นได้ในรูปที่ 6.7 และ 6.8 ตามลำดับ





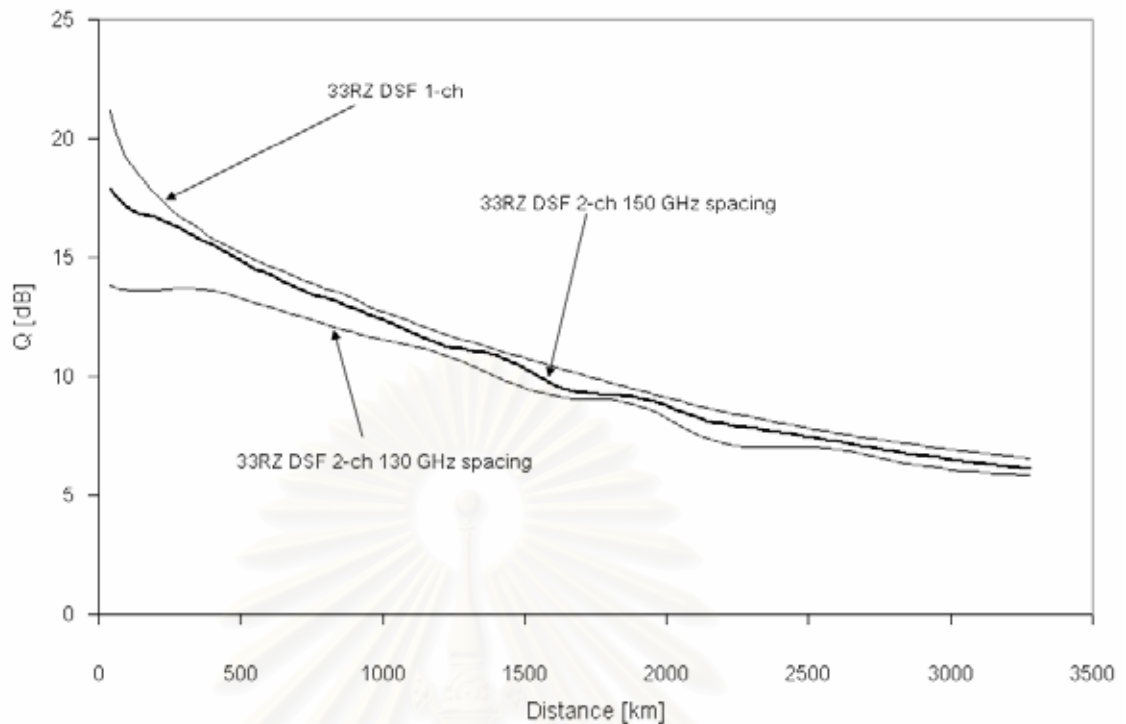
**รูปที่ 6.7** ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ด้วยกำลังงานสัญญาณ 1.0 mw ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 130 150 GHz กรณีมัลติเพล็กซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณและในกรณีการสื่อสารสัญญาณช่องสัญญาณเดียว

รูปที่ 6.7 และ 6.8 แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง SMF และ NZDSF ตามลำดับ เห็นได้ว่าค่า Q ของสัญญาณทั้ง 3 กรณี (150 130 GHz และช่องสัญญาณเดียว) ไม่แตกต่างกันมากและค่า Q ของสัญญาณที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 150 GHz จะเข้าสู่ค่า Q ของช่องสัญญาณเดียวอย่างรวดเร็ว จากรูปที่ 6.7 และ 6.8 จะสังเกตเห็นได้ว่าค่า Q ของสัญญาณที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 150 GHz จะเข้าสู่ค่า Q ของการสื่อสารสัญญาณแบบช่องสัญญาณเดียวเร็วกว่าค่า Q ของสัญญาณที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 130 GHz เนื่องจากอิทธิพลการขยายออกของสัญญาณพัลส์จาก Dispersion และ XPM ซึ่งจะมีการอธิบายอย่างละเอียดในตอนท้ายของส่วนนี้ แต่หากพิจารณาถี่กลงไปจะพบว่าค่า Q ของสัญญาณที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 130 GHz จะมีค่าต่ำกว่ากรณีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 150 GHz อยู่เล็กน้อย ซึ่งก็เป็นการสนับสนุนทฤษฎีในบทที่ 5 ซึ่งกล่าวไว้ว่าเมื่อความห่างระหว่างช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ความผิดพลาดเฟสในส่วนที่เกิดจาก XPM ลดน้อยลง



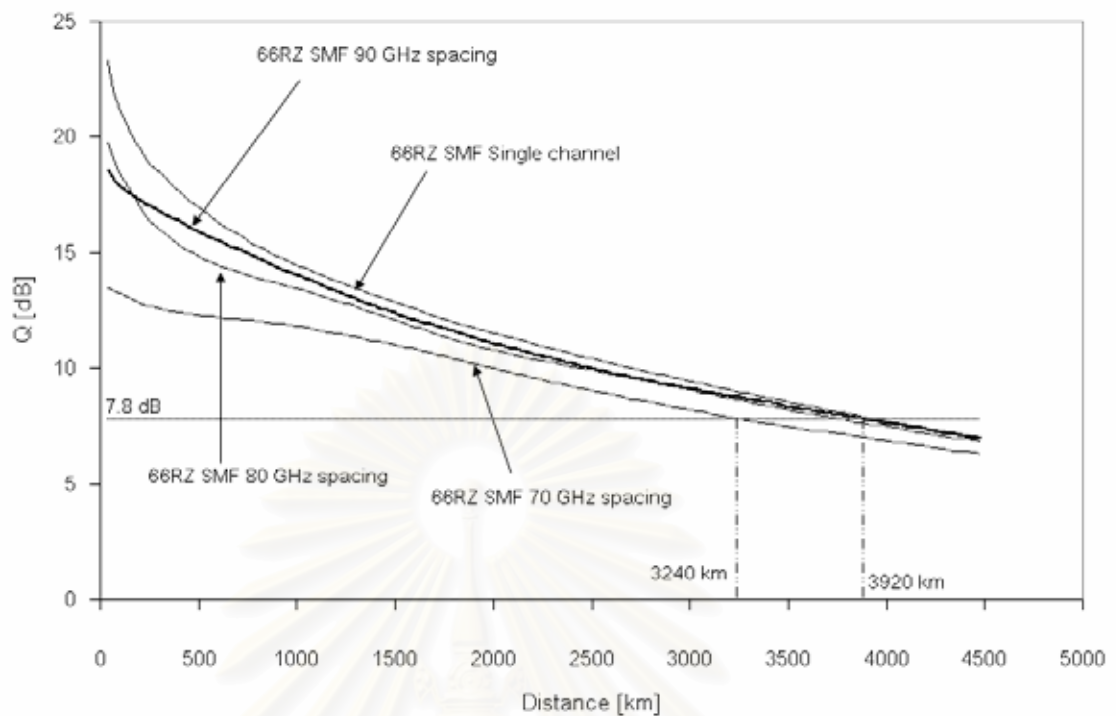
รูปที่ 6.8 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF ด้วยกำลังงานสัญญาณ 1.0 mw ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 130 150 GHz กรณีมีมิติเพลกซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณ และกรณีการสื่อสัญญาณช่องสัญญาณเดียว

รูปที่ 6.9 แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง DSF เห็นได้ว่าค่า Q ของทั้ง 3 กรณี (150 130 GHz และช่องสัญญาณเดียว) แตกต่างกันอย่างสังเกตเห็นได้และค่า Q ของสัญญาณที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 150 GHz จะไม่แสดงความลู่เข้าสู่ค่า Q ของช่องสัญญาณเดียวเหมือนอย่างกับกรณีของเส้นใยแสง SMF และ NZDSF การพิจารณาความห่างระหว่างช่องสัญญาณในเส้นใยแสง DSF จะเห็นความแตกต่างได้อย่างชัดเจนกว่าใน NZDSF และ SMF เนื่องจากสัญญาณพัลส์ใน DSF แทบจะไม่มีอิทธิพลการขยายออกของสัญญาณพัลส์ ซึ่งพบว่าค่า Q ของสัญญาณที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 130 GHz จะมีค่าต่ำกว่ากรณีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 150 GHz ตลอดช่วงระยะการเดินทางสัญญาณซึ่งเป็นการสนับสนุนทฤษฎีในบทที่ 5 ซึ่งกล่าวไว้ว่าเมื่อความห่างระหว่างช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ความผิดพลาดเฟสในส่วนที่เกิดจาก XPM ลดน้อยลง



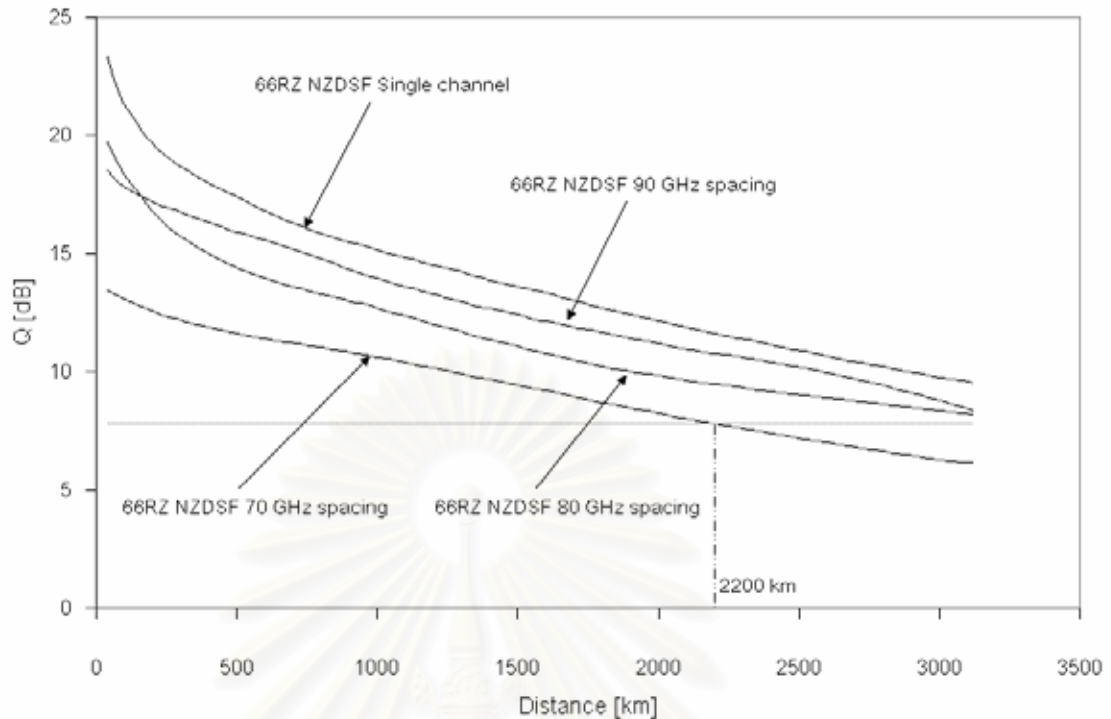
**รูปที่ 6.9** ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง DSF ด้วยกำลังงานสัญญาณ 1.0 mw ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 130 150 GHz กรณีมัลติเพล็กซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณและกรณีช่องสัญญาณเดียว

รูปที่ 6.10 แสดงถึงความสัมพันธ์ค่า Q เทียบกับระยะความยาวในเส้นใยแสงชนิด SMF ด้วยการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณพัลส์ 66%-RZ และความห่างระหว่างช่องสัญญาณเป็น 70 80 และ 90 GHz เห็นได้ว่าอิทธิพลของความห่างระหว่างช่องสัญญาณจะมีผลต่อคุณภาพสัญญาณโดยตรงเพราะว่า ณ  $Q=7.8$  dB ระยะทางที่สัญญาณเดินทางในเส้นใยแสงด้วยความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 km เป็น 3240 km สำหรับความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 80 และ 90 km ระยะทางที่สัญญาณเดินทางในเส้นใยแสงประมาณ 3920 km ซึ่งใกล้เคียงกับกรณีช่องสัญญาณเดียว จากการสังเกตเพิ่มเติมพบว่า เมื่อสัญญาณเดินทางในเส้นใยแสงเป็นระยะทางมากขึ้นค่า Q ของการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณจะเริ่มลู่เข้าสู่ค่า Q ของช่องสัญญาณเดียว โดยความเร็วของค่า Q ในการลู่เข้าสู่ช่องสัญญาณเดียวจะขึ้นอยู่กับอิทธิพลของ XPM หรือความห่างระหว่างช่องสัญญาณที่มีผลต่อสัญญาณพัลส์ จากรูปที่ 6.10 ค่า Q ของความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 80 และ 90 km จะลู่เข้าสู่ของช่องสัญญาณเดียวยุติเร็วกว่าของความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 km



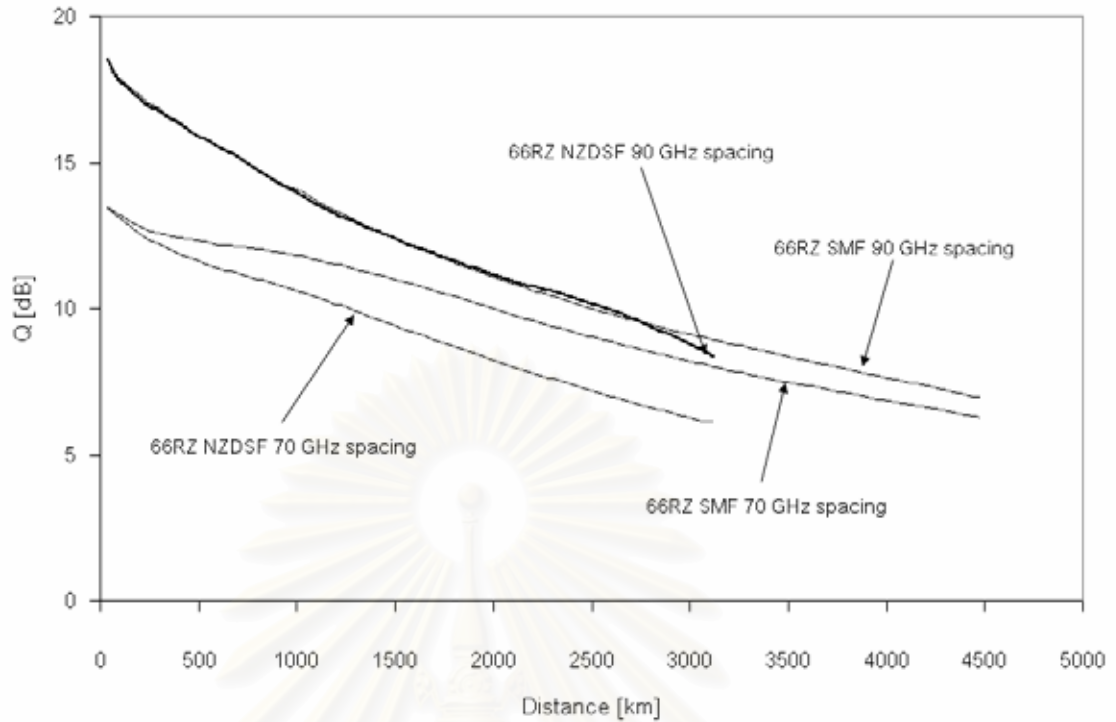
**รูปที่ 6.10** ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางในเส้นใยแสงชนิด SMF ( $D=17$  ps/km/nm) ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ด้วยกำลังงานสัญญาณ 1.0 mw ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 80 90 GHz กรณีมัลติเพล็กซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณและช่องสัญญาณเดียว

รูปที่ 6.11 แสดงถึงความสัมพันธ์ค่า Q เทียบกับระยะความยาวในเส้นใยแสงชนิด NZDSF ด้วยการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณพัลส์ 66%-RZ และความห่างระหว่างช่องสัญญาณเป็น 70 80 และ 90 GHz ซึ่งเป็นการเลือกชนิดเส้นใยแสงต่างจากผลในรูปที่ 6.10 ณ  $Q=7.8$  dB ระยะทางที่สัญญาณเดินทางในเส้นใยแสงด้วยความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 km เป็น 2200 km ซึ่งน้อยกว่าระยะทางที่สัญญาณเดินทางในเส้นใยแสงชนิด SMF อย่างมาก และในช่วง 3000 km ยังไม่สามารถสังเกตเห็นได้ว่าค่า Q ของความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 80 และ 90 km จะเข้าสู่ช่องสัญญาณเดียว



**รูปที่ 6.11** ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางในเส้นใยแสงชนิด NZDSF ( $D=4$  ps/km/nm) ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ด้วยกำลังงานสัญญาณ 1.0 mw ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 80 และ 90 GHz กรณีมัลติเพล็กซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณและช่องสัญญาณเดี่ยว

จากบทที่ 4 ในรูปที่ 4.5 สามารถกล่าวได้ว่าในกรณีการสื่อสารสัญญาณช่องสัญญาณเดี่ยวด้วยการมอดูเลตเชิงเลขผลต่างทางเฟสที่มีวัฏจักรหน้าที่ 66% ค่า Q ของสัญญาณในเส้นใยแสง NZDSF สูงกว่าในเส้นใยแสง SMF สำหรับการเปรียบเทียบรูปที่ 6.10 และ 6.11 พบว่าการสื่อสารสัญญาณของการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณในเส้นใยแสง SMF จะให้ผลดีกว่าในเส้นใยแสง NZDSF และจะเห็นความแตกต่างมากยิ่งขึ้นหากว่าความรุนแรงของ XPM มีอิทธิพลอย่างมากต่อสัญญาณพัลส์ เห็นได้ว่าผลลัพธ์ที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎีที่กล่าวไว้ในบทที่ 5 จากรูปที่ 6.12 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ของ Q เทียบกับระยะทางในเส้นใยแสง NZDSF และ SMF ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ แบบมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณ เห็นได้ว่าค่า Q ระหว่างสัญญาณในเส้นใยแสง SMF และ NZDSF สำหรับความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 GHz จะมีความแตกต่างกันมากกว่าในกรณีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 90 GHz



**รูปที่ 6.12** ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางในเส้นใยแสงชนิด NZDSF และ SMF ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ด้วยกำลังงานสัญญาณ 1.0 mw ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 และ 90 GHz กรณีมัลติเพล็กซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณ

จากความรู้ที่มีอยู่ก่อนหน้านี้ในกรณีการสื่อสารสัญญาณแบบช่องสัญญาณเดี่ยวที่มีอคูเลตตีพีเอสเค เราสามารถกล่าวได้ว่าค่า Q ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF มีค่ามากกว่าในเส้นใยแสง SMF เพราะว่าความเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดจากปรากฏการณ์ SPM ในเส้นใยแสง SMF มีปริมาณมากกว่าในเส้นใยแสง NZDSF ความเบี่ยงเบนเฟสที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก SPM ขึ้นอยู่กับความเบี่ยงเบนของสัญญาณแทรกสอดจากบิตข้างเคียงและสัญญาณรบกวนจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณ มากไปกว่านั้นความเบี่ยงเบนของสัญญาณแทรกสอดจากบิตข้างเคียงในเส้นใยแสง SMF มีค่ามากกว่าในเส้นใยแสง NZDSF อย่างมากจึงทำให้ความเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดจากปรากฏการณ์ SPM ในเส้นใยแสง SMF มีปริมาณมากกว่าในเส้นใยแสง NZDSF

จากการศึกษาพฤติกรรมของสัญญาณในเส้นใยแสง ผลลัพธ์ที่ปรากฏออกมาสำหรับการสื่อสารสัญญาณแบบมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในระหว่างเส้นใยแสง SMF และ NZDSF เพราะว่าความเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดขึ้นจาก XPM ในเส้นใยแสง NZDSF จะมีปริมาณมากกว่าในเส้นใยแสง SMF เนื่องจากว่าสัญญาณพัลส์ในเส้นใยแสง NZDSF จะขยายออกน้อยกว่าในเส้นใยแสง SMF และส่งผลให้กำลังงานสูงสุดของสัญญาณพัลส์ก่อนเข้าสู่กระบวนการชดเชย Dispersion ในเส้นใยแสง NZDSF มีค่ามากกว่าในเส้นใยแสง SMF ดังนั้น

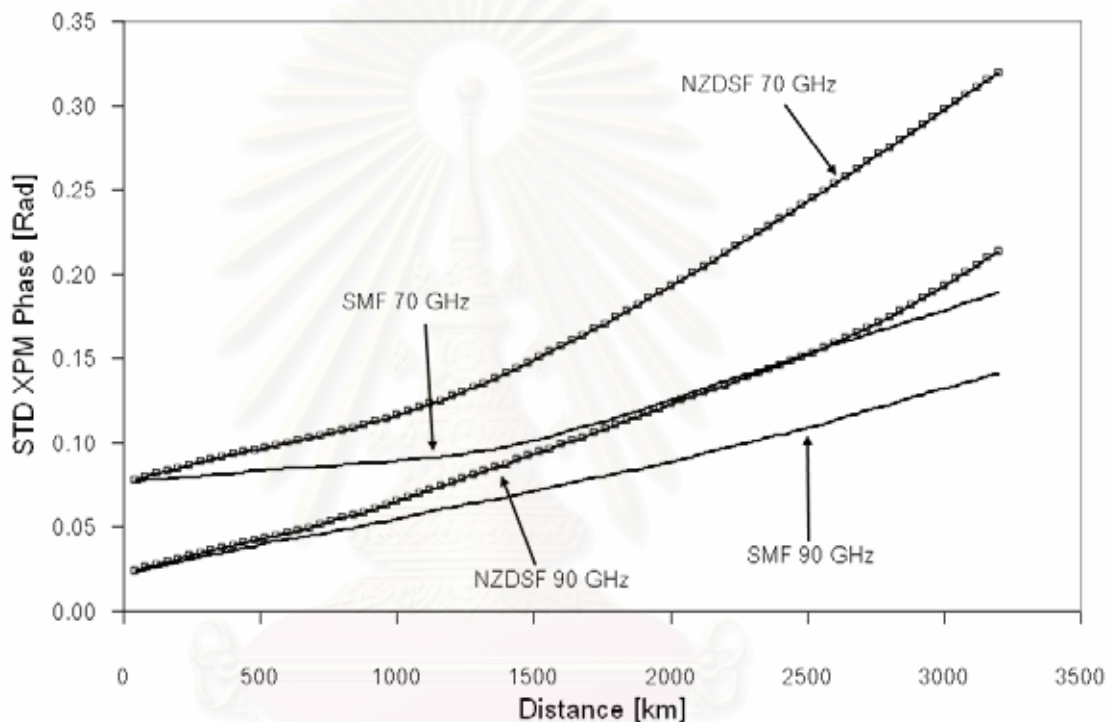


ความเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดขึ้นจาก XPM ในเส้นใยแสง NZDSF จึงมีปริมาณมากกว่าในเส้นใยแสง SMF ด้วย เหตุผลดังกล่าวไม่สามารถอธิบายแนวโน้มค่า  $Q$  ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในช่องสัญญาณเดียวได้ การอธิบายข้อขัดแย้งดังกล่าวสามารถอธิบายในเชิงเหตุผลได้ดังนี้ ความแตกต่างเฟสที่เปลี่ยนไปของแต่ละบิตเนื่องจาก SPM สามารถแสดงได้เป็น  $\gamma z |2a_1 A_1 + a_1^2 + b_1^2 - 2a_2 A_1 - a_2^2 - b_2^2|$  โดยที่  $a_1, a_2, b_1, b_2$  เกิดจากผลรวมของสัญญาณรบกวนในหลายบิต จะเห็นได้ว่าความแตกต่างเฟสมีความสัมพันธ์กับทั้งกำลังงานสูงสุดและปริมาณสัญญาณรบกวน เนื่องจากความเบี่ยงเบนของสัญญาณรบกวนในเส้นใยแสง SMF มีมากกว่าในเส้นใยแสง NZDSF อย่างมากจึงเป็นเหตุให้ความเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดขึ้นจาก SPM ในเส้นใยแสง SMF มากกว่าในเส้นใยแสง NZDSF แม้ว่ากำลังงานสัญญาณในเส้นใยแสง NZDSF จะมีค่ามากกว่าก็ตาม สำหรับในกรณีการสื่อสารสัญญาณแบบมัลติเพล็กซ์สองช่องสัญญาณความแตกต่างเฟสของแต่ละบิตที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก XPM สามารถแสดงได้เป็น

$$2\gamma z \frac{\sum_{i=1}^N |2a_i A + a_i^2 + b_i^2 - 2a_{i+1} A - a_{i+1}^2 - b_{i+1}^2|}{N} \text{ โดยที่ } a_i, b_i \text{ เป็นส่วนประกอบ In-phase และ$$

Quadrature ของสัญญาณรบกวนในบิตที่  $i$  และ  $N$  เป็นจำนวนบิตที่ใช้ในการกวาดของสองช่องสัญญาณ จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงเฟสเนื่องจาก XPM จะเป็นสองเท่าเทียบกับ SPM ทำให้เฟสที่เปลี่ยนไปในส่วนที่เกี่ยวข้องกับกำลังงานสัญญาณมีนัยสำคัญเพิ่มขึ้นและผลต่างของสัญญาณรบกวนในการกวาดของหลายบิตจะลดน้อยลงจึงเป็นเหตุให้ความเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดขึ้นจาก XPM ในเส้นใยแสง NZDSF มากกว่าในเส้นใยแสง SMF ด้วยเหตุนี้จึงสรุปได้ว่า SPM ให้ความเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดขึ้นในเส้นใยแสง SMF มากกว่าในเส้นใยแสง NZDSF แต่ขณะที่ XPM ให้ความเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดขึ้นในเส้นใยแสง SMF น้อยกว่าในเส้นใยแสง NZDSF ดังนั้นเราไม่สามารถบอกได้อย่างแน่นอนว่าเส้นใยแสง SMF เหมาะแก่การสื่อสารสัญญาณมอดูเลตตีพีเอสเคมากกว่าเส้นใยแสง NZDSF เพราะว่าต้องพิจารณาว่าเส้นใยแสงชนิดไหนมีการเบี่ยงเบนเฟสเนื่องจาก SPM มากกว่ากัน หากพบว่าเส้นใยแสง SMF มีการเบี่ยงเบนเฟสเนื่องจาก SPM น้อยกว่าเส้นใยแสง NZDSF ก็จะสามารถสรุปได้ว่าการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณในเส้นใยแสง SMF ย่อมให้ผลดีกว่าในเส้นใยแสง NZDSF แต่หากพบว่าเส้นใยแสง SMF มีการเบี่ยงเบนเฟสเนื่องจาก SPM มากกว่าเส้นใยแสง NZDSF ก็ยังไม่สามารถสรุปได้อย่างแน่นอนว่าการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณในเส้นใยแสง SMF จะดีกว่าในเส้นใยแสง NZDSF โดยขึ้นอยู่กับอิทธิพลของ XPM หรือความห่างระหว่างช่องสัญญาณที่มีผลต่อสัญญาณ เฟสที่เปลี่ยนแปลงไปเนื่องจาก XPM ในระบบขบวนพัลส์สามารถหาได้จากความแตกต่างเฟสบิตต่อบิตเทียบกับจำนวน 2048 บิตระหว่างแบบจำลองการเดินทางสัญญาณพัลส์ที่มอดูเลตตีพีเอสเคแบบช่องสัญญาณเดียวและแบบมัลติเพล็กซ์สองช่องสัญญาณ หลังจากนั้นเฟสที่หามาได้จะนำมาเขียนให้อยู่ในรูปของค่าเฉลี่ยและค่า

เบี่ยงเบนมาตรฐานทางเฟสที่เกิดขึ้นในแต่ละความห่างระหว่างช่องสัญญาณ รูปที่ 6.13 แสดงถึงค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานทางเฟสที่เกิดจาก XPM ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าความเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดจาก XPM ในเส้นใยแสง NZDSF มีค่ามากกว่าในเส้นใยแสง SMF และความแตกต่างของค่าเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดจาก XPM ระหว่างในเส้นใยแสง NZDSF และ SMF จะยิ่งมากขึ้นเมื่อความห่างระหว่างช่องสัญญาณลดน้อยลง ซึ่งให้ผลสอดคล้องกับการวิเคราะห์ในข้อความด้านบน สำหรับเหตุผลที่อธิบายว่าเพราะเหตุใดเมื่อความห่างระหว่างช่องสัญญาณมากขึ้นจะทำให้ความเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดจาก XPM ลดน้อยลง จะขอกล่าวไว้ในหัวข้อถัดไป

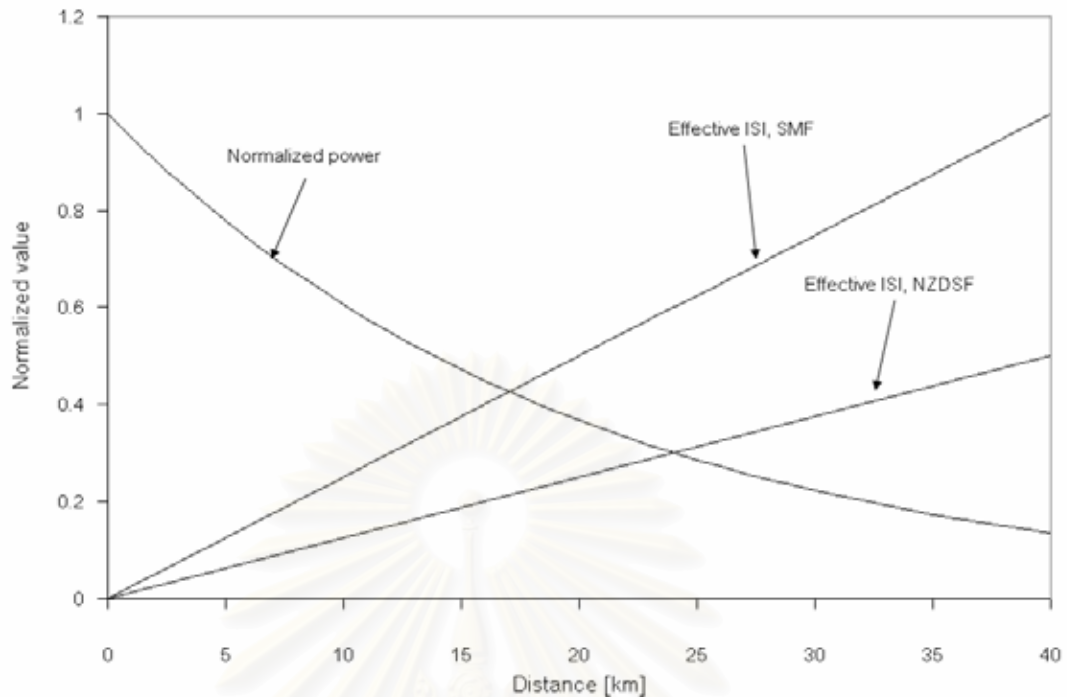


รูปที่ 6.13 ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานทางเฟสที่เกิดจาก XPM ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ที่เดินทางในเส้นใยแสง NZDSF และ SMF ด้วยความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 และ 90 GHz

จากรูปที่ 6.7 6.8 และ 6.10 จะเห็นว่าค่า Q ของการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณจะลู่เข้าสู่ค่า Q ของการสื่อสัญญาณช่องสัญญาณเดียวทั้งในเส้นใยแสง SMF และ NZDSF หากย้อนกลับไปในบทที่ 4 ถึงเหตุการณ์เสื่อมลงของคุณภาพสัญญาณในช่องสัญญาณเดียวจะเกิดจาก SPM และกำลังงานประสิทธิผลจากบิตข้างเคียง (Effective-adjacent-bit power) แต่สำหรับการเสื่อมลงของคุณภาพสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ทางความยาวคลื่นที่นอกเหนือจากกรณีช่องสัญญาณเดียวคือ XPM ซึ่งขึ้นอยู่กับความห่างระหว่างช่องสัญญาณและกำลังงานของช่องสัญญาณข้างเคียง รูปที่ 6.14 แสดงให้เห็นถึงแนวโน้มกำลังงานสัญญาณสัญญาณและกำลังงานประสิทธิผลของสัญญาณแทรกสอดเนื่องจากการขยายออกของสัญญาณพัลส์ในหนึ่งช่วงการ

ชดเชย Dispersion จากรูปที่ 6.14 สังเกตได้ว่ากำลังงานสัญญาณจะลดลงเนื่องจากการลดทอนที่เกิดขึ้นในเส้นใยแสง ในทางตรงกันข้ามกำลังงานประสิทธิผลของสัญญาณแทรกสอดจากบิตข้างเคียงจะเพิ่มสูงขึ้นโดยในเส้นใยแสง SMF จะมีการเพิ่มขึ้นมากกว่าใน NZDSF เนื่องจากสัญญาณพัลส์ใน SMF ขยายออกมากกว่าใน NZDSF เมื่อความยาวในเส้นใยแสงเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้กำลังงานสัญญาณลดลงที่ละเล็กละน้อยเพราะว่า Kerr effect จะกระตุ้นให้เกิดการถ่ายเทพลังงานของสัญญาณไปยังสัญญาณรบกวนภายนอกแบนด์วิดท์ข้อมูลซึ่งแสดงให้เห็นในบทที่ 4 ก่อนหน้านี้แล้ว ดังนั้นทำให้สรุปได้ว่าเมื่อระยะทางเพิ่มขึ้นผลของ XPM จะลดลงเนื่องจากกำลังงานสัญญาณลดลงในช่องสัญญาณข้างเคียงและผลของสัญญาณแทรกสอดจากบิตข้างเคียงจะโดดเด่นกว่าจนกลายเป็นตัวกำหนดคุณภาพสัญญาณในที่สุด ด้วยเหตุนี้จึงเป็นเหตุให้ค่า Q ของการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณเข้าสู่ค่า Q ของช่องสัญญาณเดียว

การวิเคราะห์เพิ่มเติมถึงอัตราหรือความเร็วการสูญเสียของค่า Q ในการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณ ค่า Q ในช่องสัญญาณเดียวจะขึ้นอยู่กับอิทธิพลของสัญญาณแทรกสอดเนื่องจากบิตข้างเคียง หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าถ้าสัญญาณพัลส์ขยายออกอย่างรวดเร็วจะส่งผลให้กำลังงานสัญญาณลดต่ำลงอย่างรวดเร็วตามด้วย ซึ่งทำให้ความรุนแรงของ XPM ลดลงอย่างรวดเร็วเช่นกัน ดังนั้นสัญญาณพัลส์ใน SMF จะมีอัตราการสูญเสียของค่า Q ในการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณค่า Q ของช่องสัญญาณเดียวรวดเร็วกว่าสัญญาณพัลส์ใน NZDSF เพราะสัญญาณพัลส์ใน SMF ขยายออกรวดเร็วกว่าใน NZDSF ในรูปที่ 6.10 เห็นได้ว่าค่า Q ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 90 GHz ใน SMF จะเริ่มเข้าสู่ค่า Q ของช่องสัญญาณเดียวที่ระยะทางประมาณ 3500 km และที่ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 และ 80 km ระยะทางที่ค่า Q จะเริ่มเข้าสู่ไกลกว่ากรณีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 90 GHz เพราะความรุนแรงของ XPM ในความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 90 GHz น้อยกว่าในความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 80 และ 70 GHz ตามลำดับ ในขณะรูปที่ 6.11 ยังไม่สามารถสังเกตเห็นว่าค่า Q ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 90 GHz ใน NZDSF จะเข้าสู่ค่า Q ของช่องสัญญาณเดียว เพราะสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ใน NZDSF ยังขยายออกไม่มากเท่ากับใน SMF ทำให้ผลของ XPM โดดเด่นกว่า จึงทำให้ค่า Q ของการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณไม่เข้าสู่ค่า Q ของช่องสัญญาณเดียว สำหรับสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ค่า Q ของการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณต่างเข้าสู่ค่า Q ของช่องสัญญาณเดียวทั้งในเส้นใยแสง SMF และ NZDSF เพราะผลของ XPM ลดน้อยลงด้วยความห่างระหว่างช่องสัญญาณที่เพิ่มขึ้นและสัญญาณพัลส์ขยายออกอย่างรวดเร็วมากขึ้น

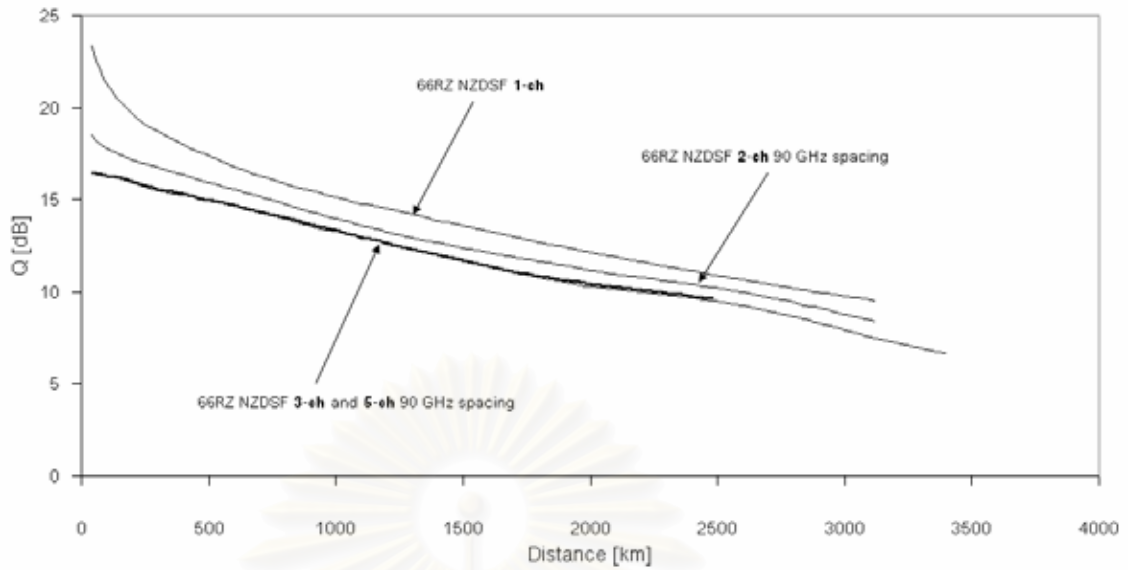


**รูปที่ 6.14** ความสัมพันธ์ของกำลังงานและปริมาณสัญญาณแทรกสอดประสิทธิผลในเส้นใยแสง SMF และ NZDSF เทียบกับความยาวเส้นใยแสงในระยะทางหนึ่งช่วงการชดเชย Dispersion

### 6.3 ผลลัพธ์ของแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคแบบมัลติเพล็กซ์มากกว่า 2 ช่องสัญญาณและการวิเคราะห์ผลลัพธ์

จากหัวข้อที่ผ่านมา ได้กล่าวถึงผลลัพธ์ที่ได้จากแบบจำลองการเดินทางสัญญาณในเส้นใยแสงและการวิเคราะห์ผลลัพธ์ดังกล่าวอย่างเป็นขั้นตอน สำหรับเนื้อหาในส่วนนี้จะกล่าวถึงการสื่อสารสัญญาณแบบมัลติเพล็กซ์มากกว่า 2 ช่องสัญญาณเพื่อดูแนวโน้มว่าเมื่อจำนวนช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นแล้วจะมีผลกระทบอะไรบางอย่างเพิ่มขึ้นหรือไม่ โดยหัวข้อนี้จะไม่กล่าวถึงการเลือกใช้เส้นใยแสง DSF เพราะว่าผลลัพธ์จากหัวข้อที่แล้วแสดงให้เห็นว่าเส้นใยแสง DSF ไม่เหมาะที่จะนำมาใช้เป็นสายส่งสัญญาณ

ในการวัดคุณภาพสัญญาณที่มีการมอดูเลตดีพีเอสเคแบบมัลติเพล็กซ์ 3 และ 5 ช่องสัญญาณ จะทำการวัดคุณภาพสัญญาณ ณ ช่องสัญญาณตรงกลางและเป็นช่องสัญญาณที่มีการชดเชย Dispersion อย่างสมบูรณ์

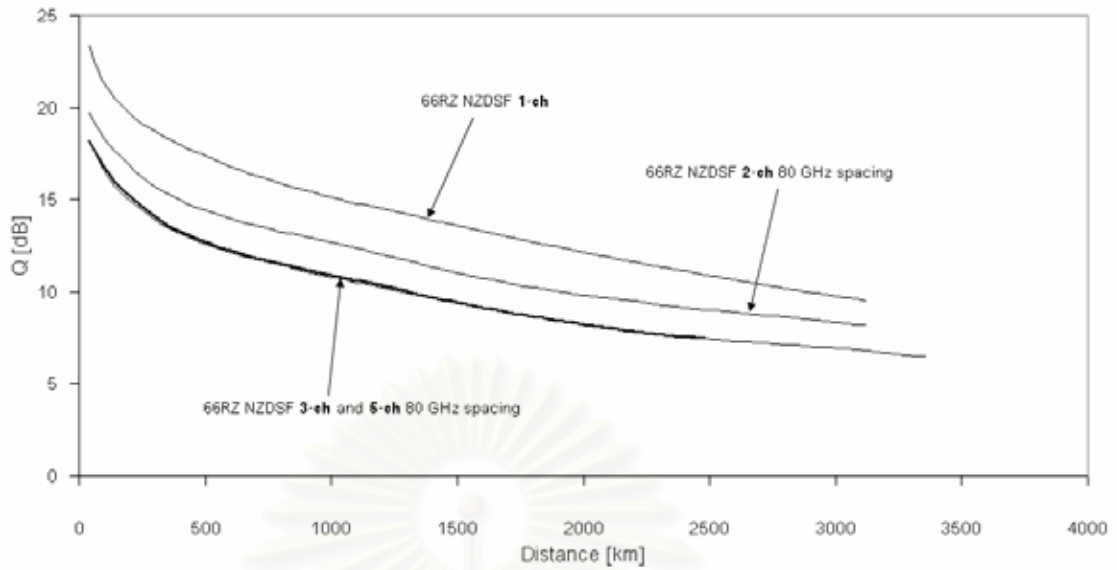


**รูปที่ 6.15** ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 90 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5

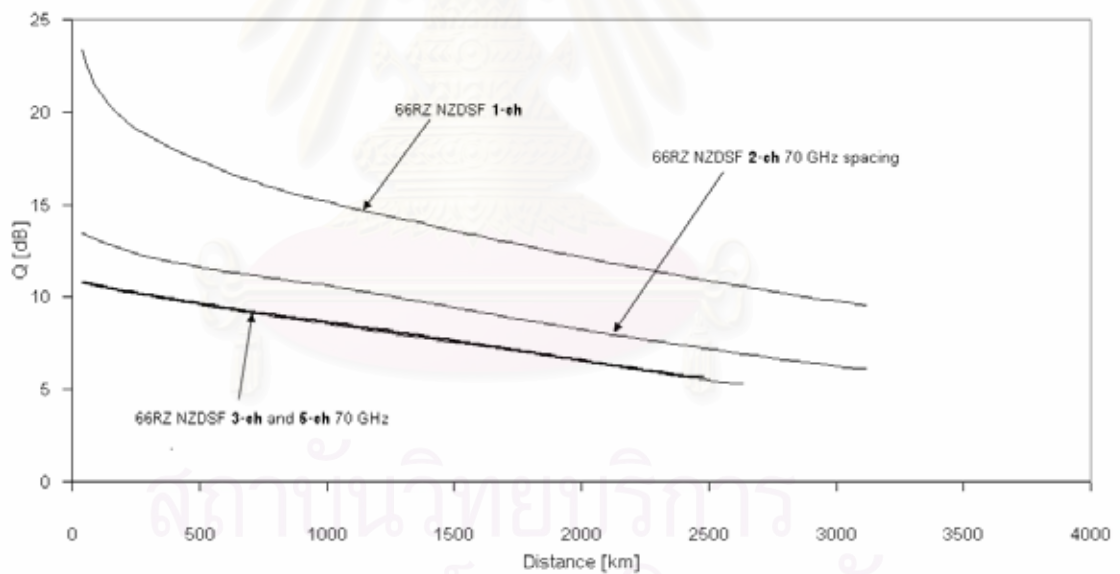
รูปที่ 6.15 6.16 และ 6.17 แสดงถึงความแตกต่างคุณภาพของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ที่เดินทางในเส้นใยแสง NZDSF ด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคซึ่งมีความห่างระหว่างช่องสัญญาณเป็น 90 80 และ 70 GHz ตามลำดับ เห็นได้ว่าค่า Q ของสัญญาณในช่องสัญญาณเดี่ยวจะดีกว่าค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณและ 3 ช่องสัญญาณตามลำดับ สิ่งที่สังเกตได้จากผลลัพธ์ของทั้งสามพบว่าค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 5 ช่องสัญญาณจะมีค่าใกล้เคียงหรือเท่ากับค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 3 ช่องสัญญาณ ดังนั้นในกรณีสัญญาณพัลส์ 66%-RZ เมื่อจำนวนช่องสัญญาณมากกว่า 3 ช่องสัญญาณ อิทธิพลของ XPM จะไม่มีผลต่อคุณภาพสัญญาณอีกต่อไปเพราะว่าความห่างระหว่างช่องสัญญาณอยู่ห่างไกลเกินกว่าที่ XPM จะส่งผลให้เกิดความแตกต่างของสัญญาณรบกวนทางเฟสในแต่ละบิตซึ่งจะแสดงการอธิบายเหตุผลอย่างละเอียดในตอนท้ายของหัวข้อนี้

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



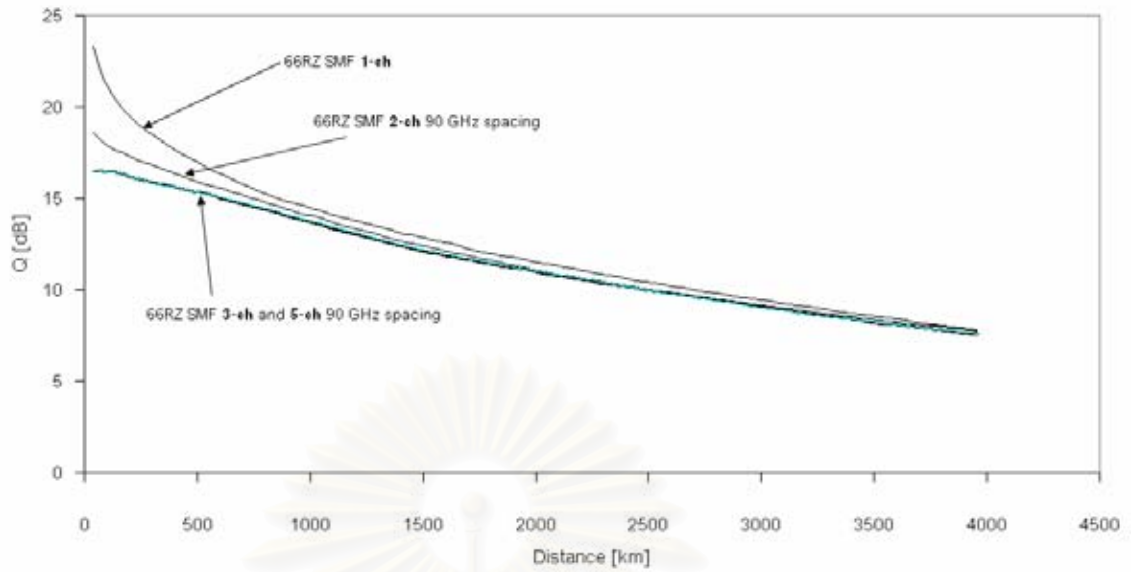


รูปที่ 6.16 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 80 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5

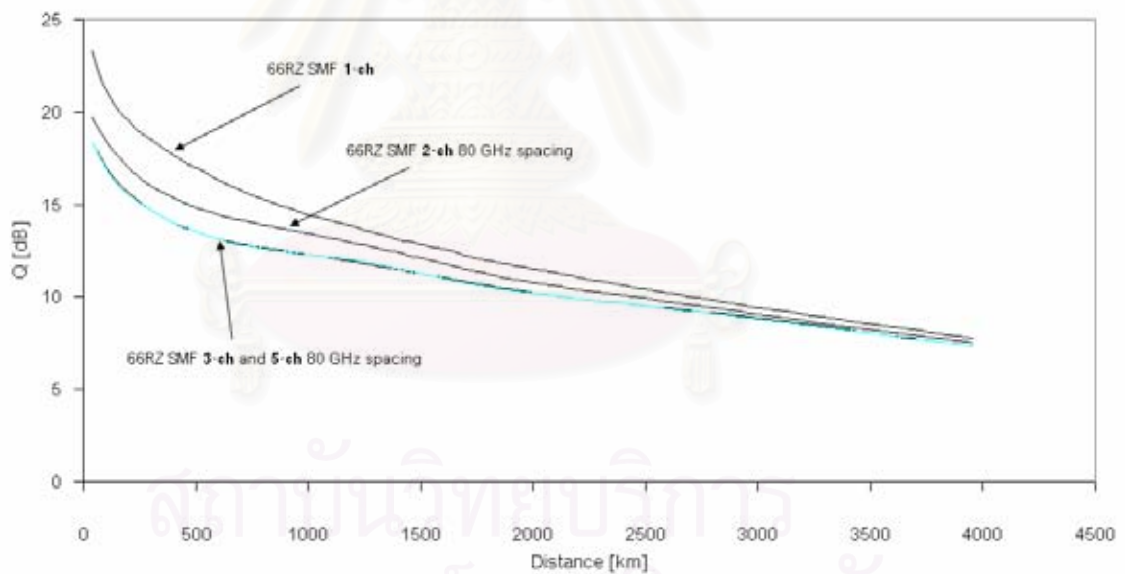


รูปที่ 6.17 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5

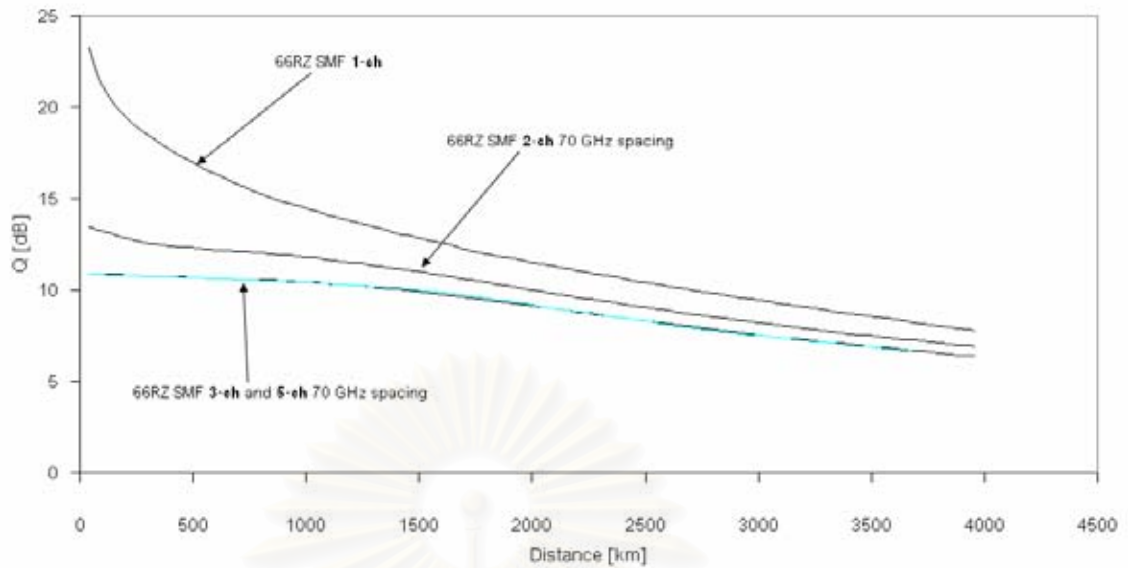




รูปที่ 6.18 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 90 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5

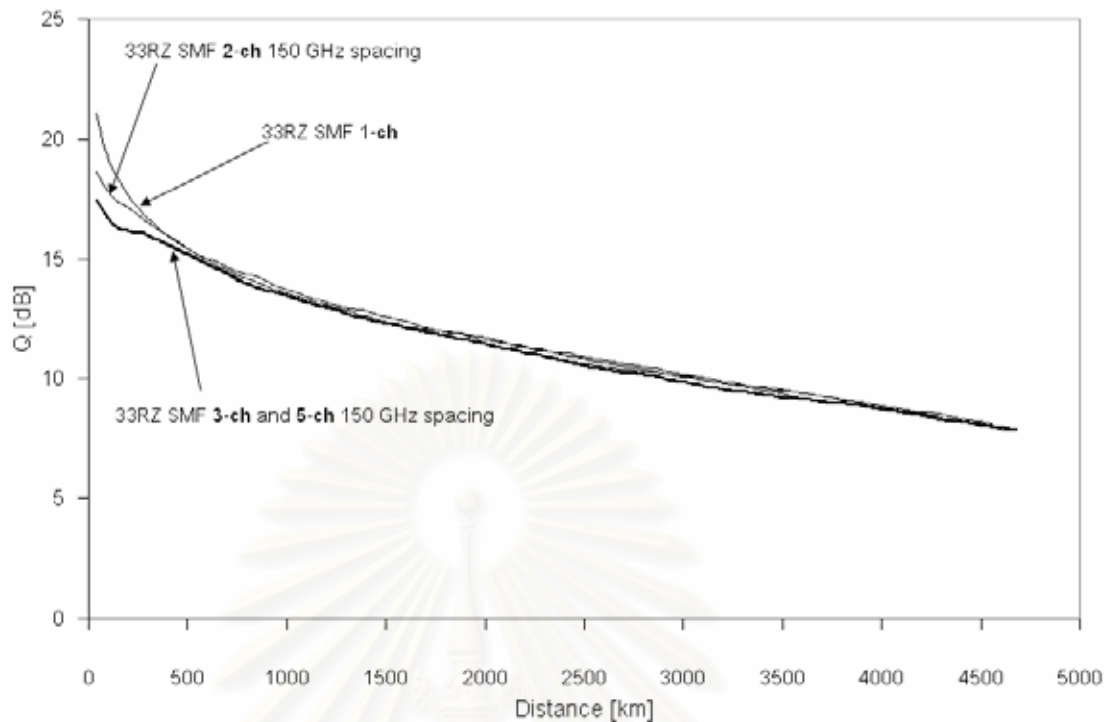


รูปที่ 6.19 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 80 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5



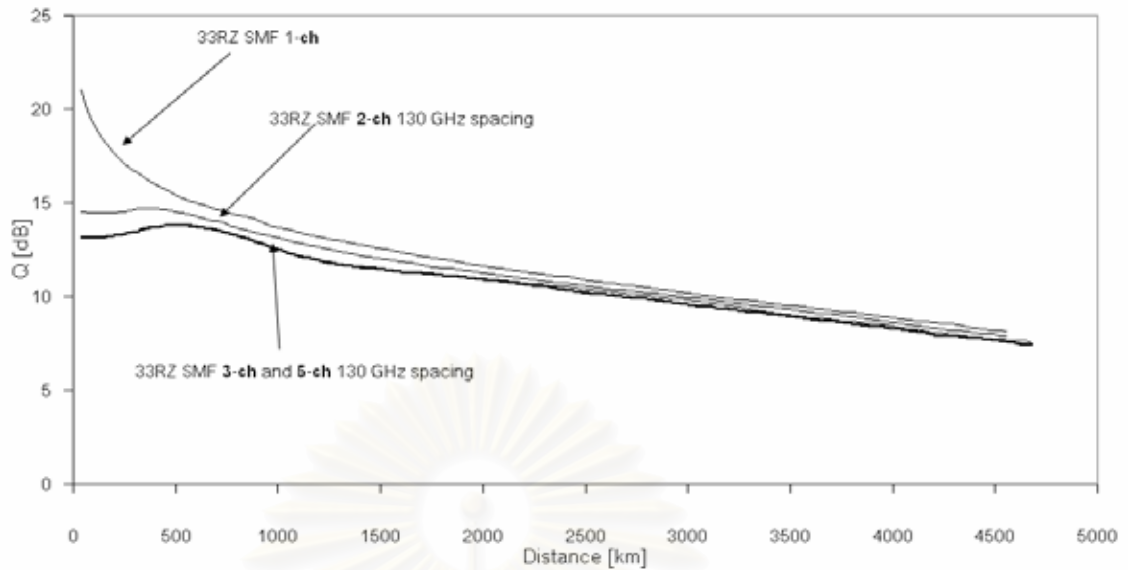
รูปที่ 6.20 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5

รูปที่ 6.18 6.19 และ 6.20 แสดงถึงความแตกต่างคุณภาพของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ที่เดินทางในเส้นใยแสง SMF ด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคซึ่งมีความห่างระหว่างช่องสัญญาณเป็น 90 80 และ 70 GHz ตามลำดับ เห็นได้ว่าค่า Q ของสัญญาณในช่องสัญญาณเดียวจะดีกว่าค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณและ 3 ช่องสัญญาณตามลำดับ มากไปกว่านั้นสิ่งที่สังเกตได้จากผลลัพธ์ของทั้งสาม พบว่าค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 5 ช่องสัญญาณจะมีค่าใกล้เคียงหรือเท่ากับค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 3 ช่องสัญญาณ ดังนั้นในกรณีสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง SMF เมื่อจำนวนช่องสัญญาณมากกว่า 3 ช่องสัญญาณโดยแม้ว่าจะมีความห่างระหว่างช่องสัญญาณเท่าไรก็ตาม อิทธิพลของ XPM จะไม่มีผลต่อคุณภาพสัญญาณอีกต่อไปเพราะว่าความห่างระหว่างช่องสัญญาณอยู่ห่างไกลเกินกว่าที่ XPM จะส่งผลให้เกิดความแตกต่างของสัญญาณรบกวนทางเฟสในแต่ละบิตซึ่งจะแสดงการอธิบายเหตุผลอย่างละเอียดในตอนท้ายของหัวข้อนี้



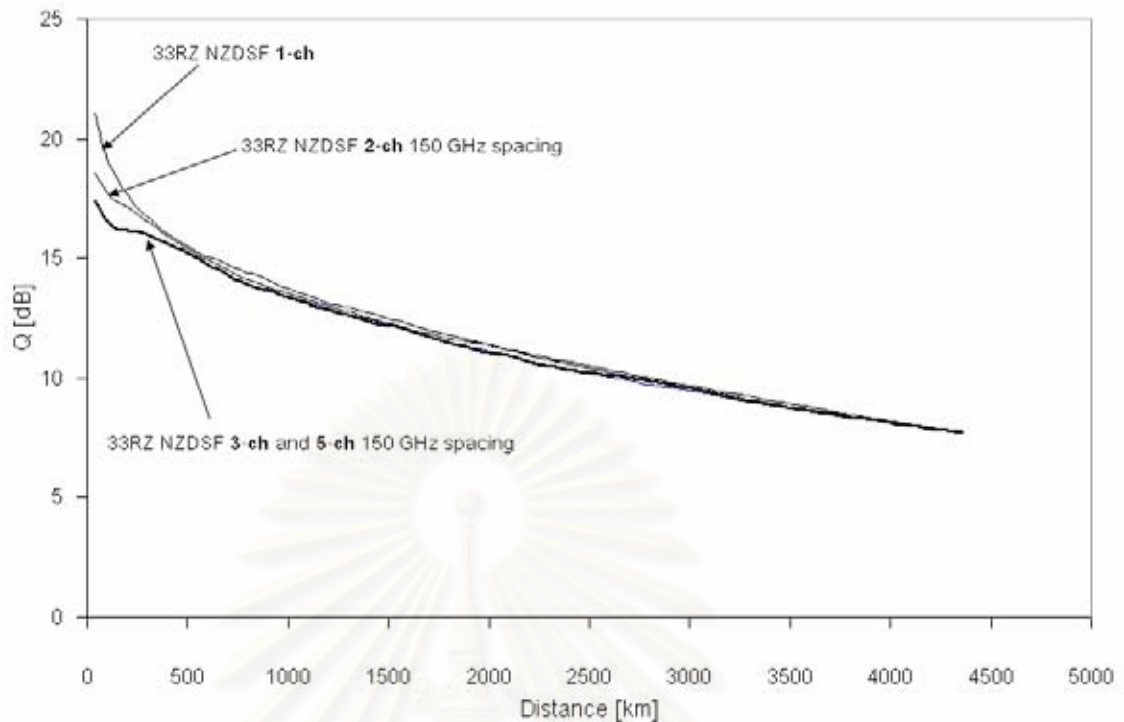
**รูปที่ 6.21** ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 150 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5

รูปที่ 6.21 และ 6.22 แสดงถึงความแตกต่างคุณภาพของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ที่เดินทางในเส้นใยแสง SMF ด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคซึ่งมีความห่างระหว่างช่องสัญญาณเป็น 150 และ 130 GHz ตามลำดับ เห็นได้ว่าค่า Q ของสัญญาณในช่องสัญญาณเดียวจะดีกว่าค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณและ 3 ช่องสัญญาณตามลำดับ มากไปกว่านั้นสิ่งที่สังเกตได้จากผลลัพธ์ของทั้งสอง พบว่าค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 5 ช่องสัญญาณจะมีค่าใกล้เคียงหรือเท่ากับค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 3 ช่องสัญญาณ ดังนั้นในกรณีสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง SMF เมื่อจำนวนช่องสัญญาณมากกว่า 3 ช่องสัญญาณ โดยแม้ว่าจะมีความห่างระหว่างช่องสัญญาณเท่าไรก็ตาม อิทธิพลของ XPM จะไม่มีผลต่อคุณภาพสัญญาณอีกต่อไปเพราะว่าความห่างระหว่างช่องสัญญาณอยู่ห่างไกลเกินกว่าที่ XPM จะส่งผลให้เกิดความแตกต่างของสัญญาณรบกวนทางเฟสในแต่ละบิตซึ่งจะแสดงการอธิบายเหตุผลอย่างละเอียดในตอนท้ายของหัวข้อนี้



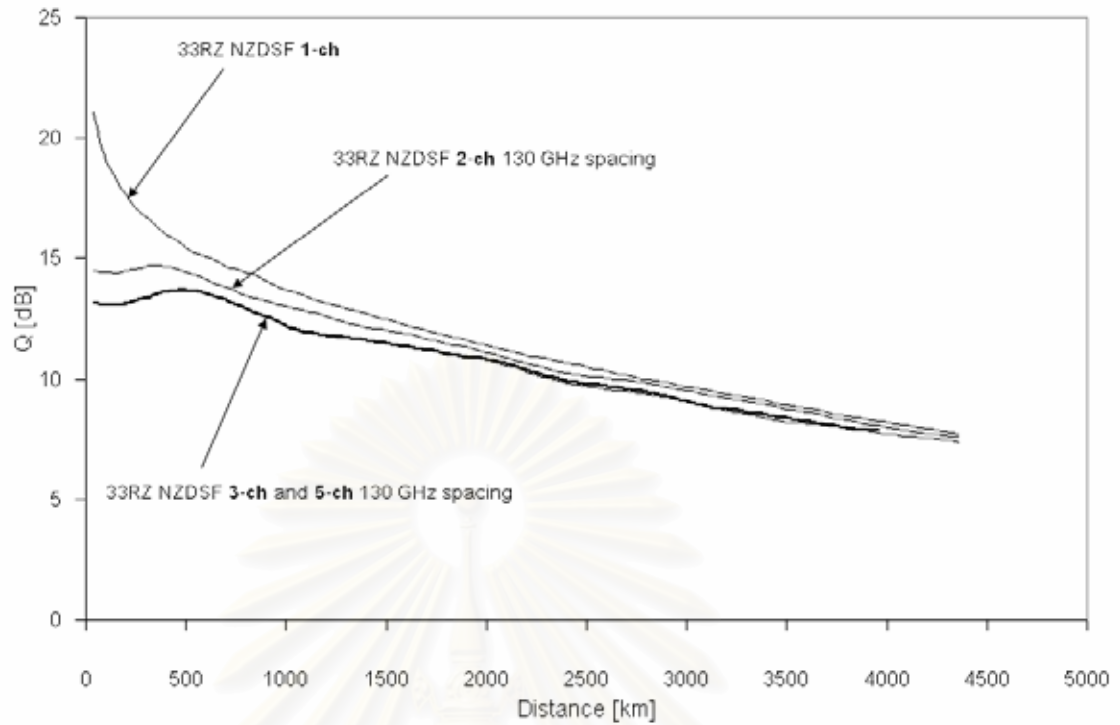
**รูปที่ 6.22** ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 130 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5

รูปที่ 6.23 และ 6.24 แสดงถึงความแตกต่างคุณภาพของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ที่เดินทางในเส้นใยแสง NZDSF ด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคซึ่งมีความห่างระหว่างช่องสัญญาณเป็น 150 และ 130 GHz ตามลำดับ เห็นได้ว่าค่า Q ของสัญญาณในช่องสัญญาณเดียวจะดีกว่าค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณและ 3 ช่องสัญญาณตามลำดับ มากไปกว่านั้นสิ่งที่สังเกตได้จากผลลัพธ์ของทั้งสองพบว่าค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 5 ช่องสัญญาณจะมีค่าใกล้เคียงหรือเท่ากับค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 3 ช่องสัญญาณ ดังนั้นในกรณีสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF เมื่อจำนวนช่องสัญญาณมากกว่า 3 ช่องสัญญาณ โดยแม้ว่าจะมีความห่างระหว่างช่องสัญญาณเท่าไรก็ตาม อิทธิพลของ XPM จะไม่มีผลต่อคุณภาพสัญญาณอีกต่อไปเพราะว่าความห่างระหว่างช่องสัญญาณอยู่ห่างไกลเกินกว่าที่ XPM จะส่งผลให้เกิดความแตกต่างของสัญญาณรบกวนทางเฟสในแต่ละบิตซึ่งจะแสดงการอธิบายเหตุผลอย่างละเอียดในตอนท้ายของหัวข้อนี้

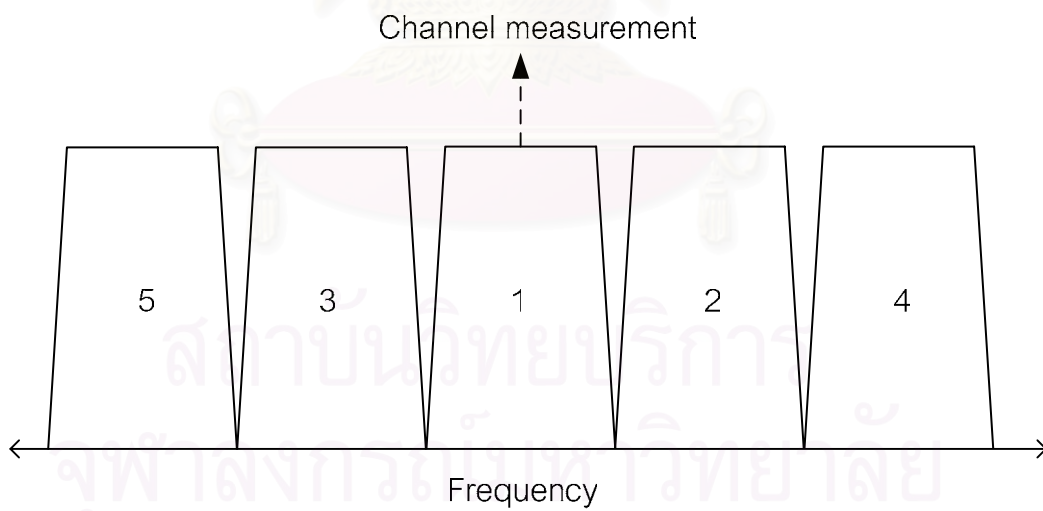


**รูปที่ 6.23** ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 150 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5

จากรูปที่ 6.15 – 6.24 เห็นได้ว่าค่า Q ของสัญญาณที่มีการมัลติเพล็กซ์ 5 ช่องสัญญาณจะมีค่าเท่ากับค่า Q ของสัญญาณที่มีการมัลติเพล็กซ์ 3 ช่องสัญญาณโดยไม่ว่าจะเลือกใช้เส้นใยแสงชนิด SMF และ NZDSF หรือว่าการกำหนดตัวจักรหน้าทีที่แตกต่างกัน (33%-RZ และ 66%-RZ) เนื่องจากว่าช่องสัญญาณที่ใช้ในการวัดค่า Q คือช่องสัญญาณตรงกึ่งกลางซึ่งแสดงให้เห็นในรูปที่ 6.25 ดังนั้นผลของ XPM ที่เกิดขึ้นกับช่องสัญญาณที่ 1 จะขึ้นอยู่กับช่องสัญญาณที่ 2 3 4 และ 5 แต่จากผลลัพธ์ที่แสดงให้เห็น พบว่า XPM จะไม่มีผลกระทบต่อสัญญาณที่มีการมอดูเลตดีพีเอสเค เมื่อเพิ่มช่องสัญญาณที่ 4 และ 5 เข้าไปในระบบ รูปที่ 6.26 เป็นการแสดงถึงการกำหนดช่วงความห่างเชิงความถี่ที่ XPM ไม่มีประสิทธิผลกับสัญญาณที่มอดูเลตดีพีเอสเค (Gap for insignificant XPM in DPSK transmission) โดยเบื้องต้นจากผลลัพธ์ที่แสดงให้เห็นในรูปที่ 6.14 – 6.23 พบว่าช่วงความห่างเชิงความถี่ที่ XPM ไม่มีประสิทธิผลของสัญญาณ 66%-RZ และ 33%-RZ เป็น 80 GHz และ 140 GHz ตามลำดับทั้งในเส้นใยแสง SMF และ NZDSF ในการหาช่วงความห่างเชิงความถี่ที่ XPM ไม่มีประสิทธิผลต่อสัญญาณนั้นทำได้โดยการวัดค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณที่ขยายความห่างระหว่างช่องสัญญาณออกไปจนกระทั่งค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณมีค่าเดียวกันกับค่า Q ของสัญญาณในช่องสัญญาณเดี่ยวตลอดการเดินทางของสัญญาณ

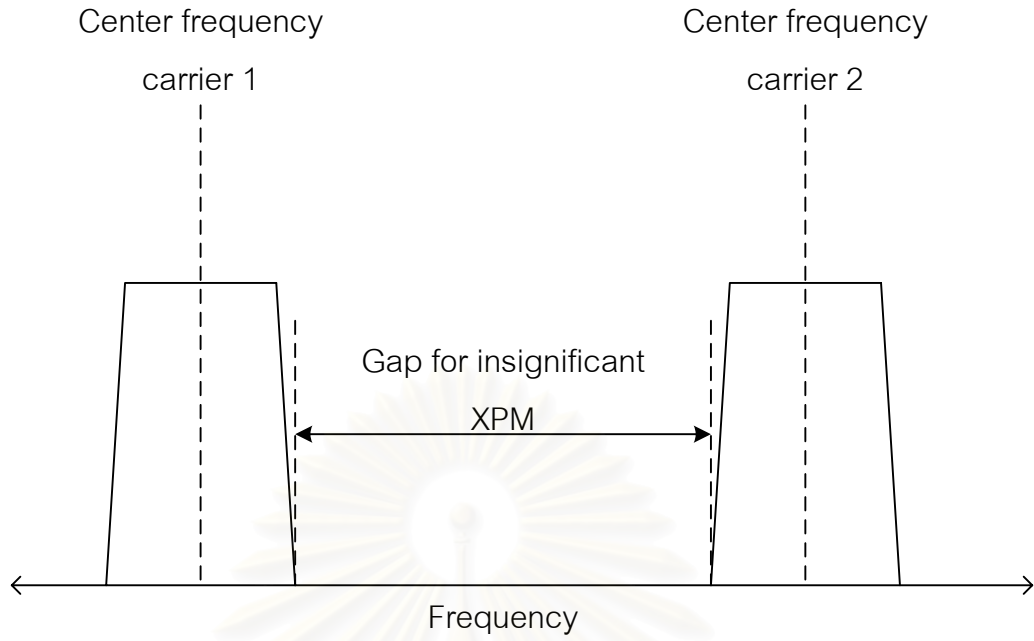


รูปที่ 6.24 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 130 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5

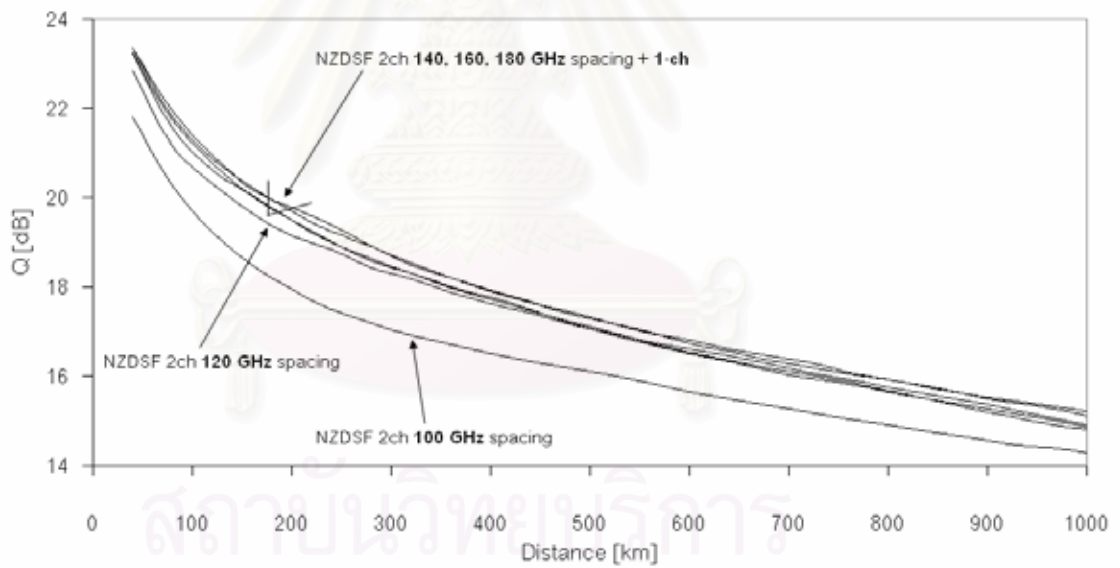


รูปที่ 6.25 ช่องสัญญาณที่ใช้วัดค่า Q-factor

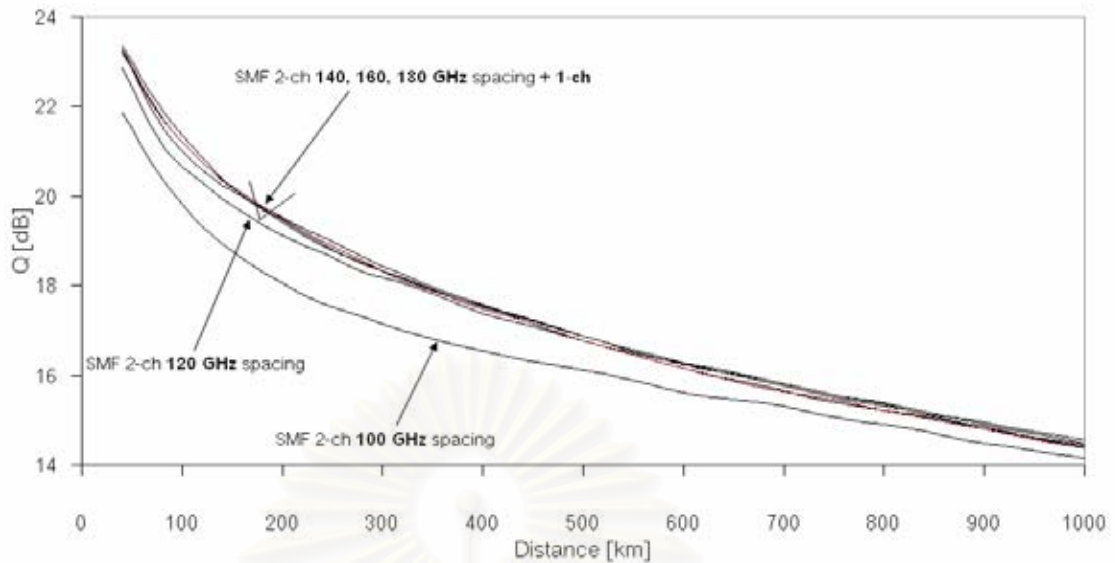




รูปที่ 6.26 ช่องว่างทางความถี่ที่ทำให้ XPM ไร้ประสิทธิภาพต่อสัญญาณ

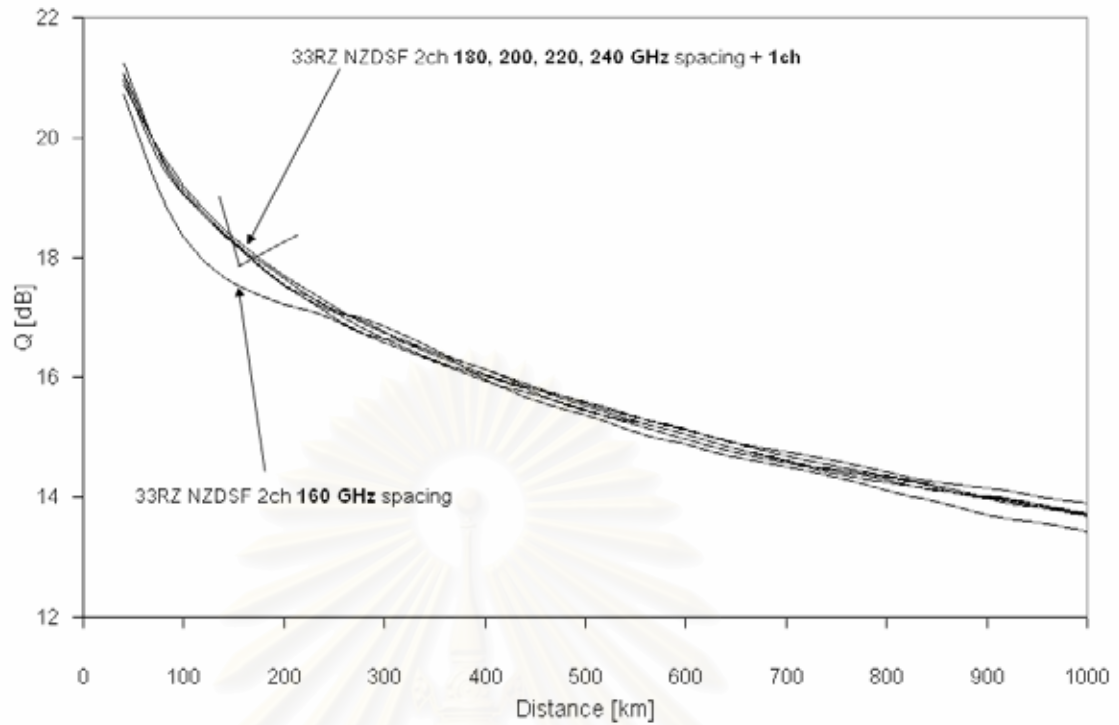


รูปที่ 6.27 การเสื่อมตัวของ XPM สำหรับสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF

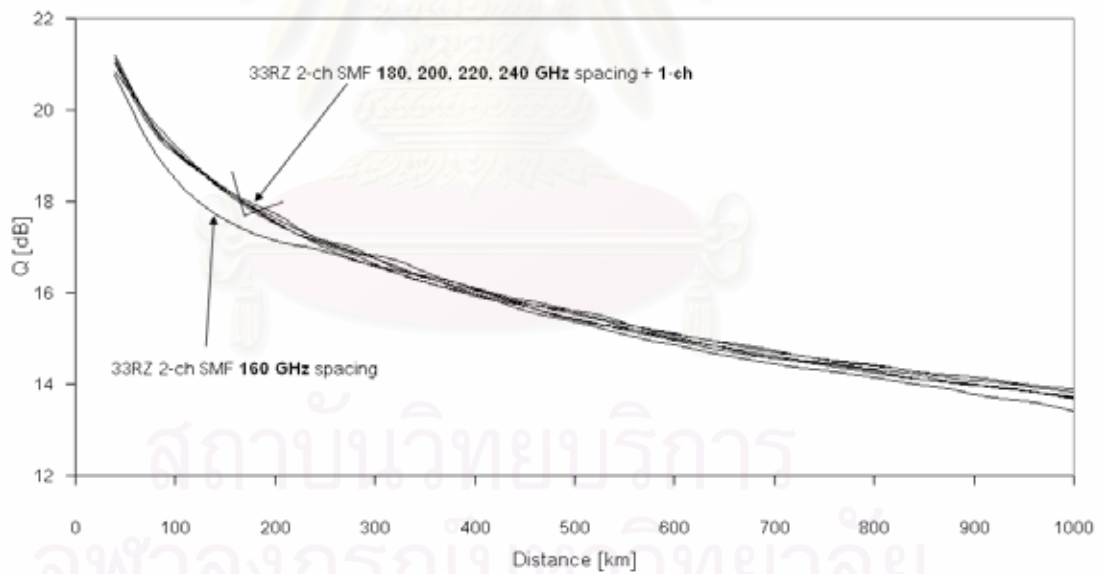


รูปที่ 6.28 การอิมพัลส์ของ XPM สำหรับสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง SMF

รูปที่ 6.27 และ 6.28 แสดงถึงความห่างระหว่างช่องสัญญาณที่ทำให้ถึงจุดอิมพัลส์ของ XPM ต่อสัญญาณพัลส์ที่มีการมอดูเลตดีพีเอสเคของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF และ SMF ตามลำดับ เห็นได้ว่าทั้งเส้นใยแสง NZDSF และ SMF ค่า Q ของสัญญาณที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 120 GHz จะเริ่มลู่เข้าสู่ค่า Q ของสัญญาณในช่องสัญญาณเดียว และค่า Q ของสัญญาณที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 140 GHz ถึงจะเริ่มซ้อนทับกับค่า Q ของสัญญาณในช่องสัญญาณเดียวอย่างแท้จริง จากรูปที่ 6.27 และ 6.28 เราสามารถกล่าวได้ว่า XPM จะไม่มีผลกระทบต่อคุณภาพสัญญาณพัลส์ที่มีการมอดูเลตดีพีเอสเคสำหรับสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ของช่องสัญญาณคู่ใดๆ ที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณตั้งแต่ 140 GHz ขึ้นไปหรือช่วงความห่างเชิงความถี่น้อยที่สุดที่ XPM ไม่มีประสิทธิภาพต่อสัญญาณพัลส์ที่มีการมอดูเลตดีพีเอสเคมีค่าเท่ากับ 80 GHz ผลลัพธ์ดังกล่าวถือได้ว่าเป็นการสนับสนุนผลในรูปที่ 6.15 – 6.20 ในส่วนที่กล่าวว่าคุณค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 3 ช่องสัญญาณมีค่าเท่ากับค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 5 ช่องสัญญาณเพราะว่าความห่างทางความถี่ของช่องสัญญาณที่ 1 และ 5 ต่างมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 140 GHz



รูปที่ 6.29 การอิมิตัวของ XPM สำหรับสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF

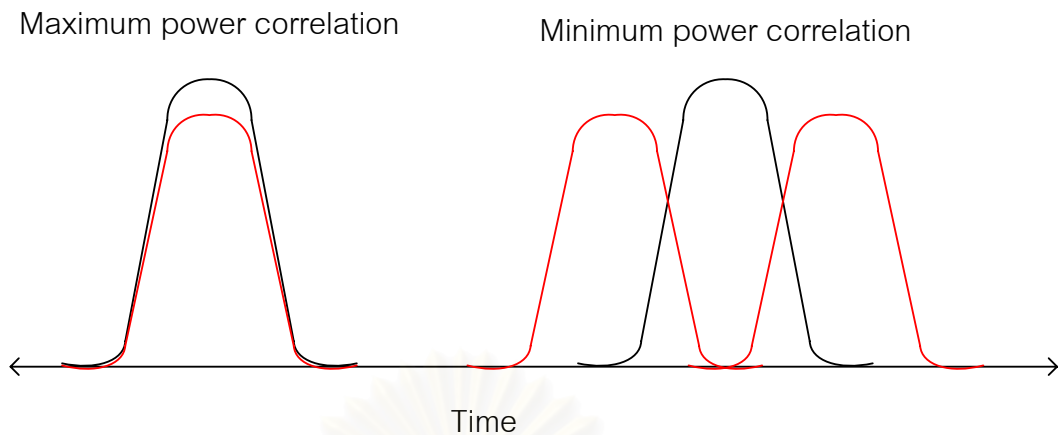


รูปที่ 6.30 การอิมิตัวของ XPM สำหรับสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง SMF

รูปที่ 6.29 และ 6.30 แสดงถึงความห่างระหว่างช่องสัญญาณที่ทำให้ถึงจุดอิมิตัวของ XPM ต่อสัญญาณพัลส์ที่มีการมอดูเลตดีพีเอสเคของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF และ SMF ตามลำดับ เห็นได้ว่าทั้งเส้นใยแสง NZDSF และ SMF ค่า Q ของสัญญาณที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 180 GHz จะเริ่มซ้อนทับกับค่า Q ของสัญญาณในช่องสัญญาณเดี่ยวอย่าง

แท้จริง จากรูปที่ 6.28 และ 6.29 เราสามารถกล่าวได้ว่า XPM จะไม่มีผลกระทบต่อคุณภาพสัญญาณพัลส์ที่มีการมอดูเลตดีพีเอสเคสำหรับสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ของช่องสัญญาณคู่ใดๆ ที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณตั้งแต่ 180 GHz ขึ้นไปหรือช่วงความห่างเชิงความถี่น้อยที่สุดที่ XPM ไม่มีประสิทธิผลต่อสัญญาณพัลส์ที่มีการมอดูเลตดีพีเอสเคมีเท่ากับ 60 GHz ผลลัพธ์ดังกล่าวถือได้ว่าเป็นการสนับสนุนผลในรูปที่ 6.20 – 6.23 ในส่วนที่กล่าวว่าคุณค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 3 ช่องสัญญาณมีค่าเท่ากับค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 5 ช่องสัญญาณเพราะว่าความห่างทางความถี่ของช่องสัญญาณที่ 1 และ 5 มีค่ามากกว่า 180 GHz

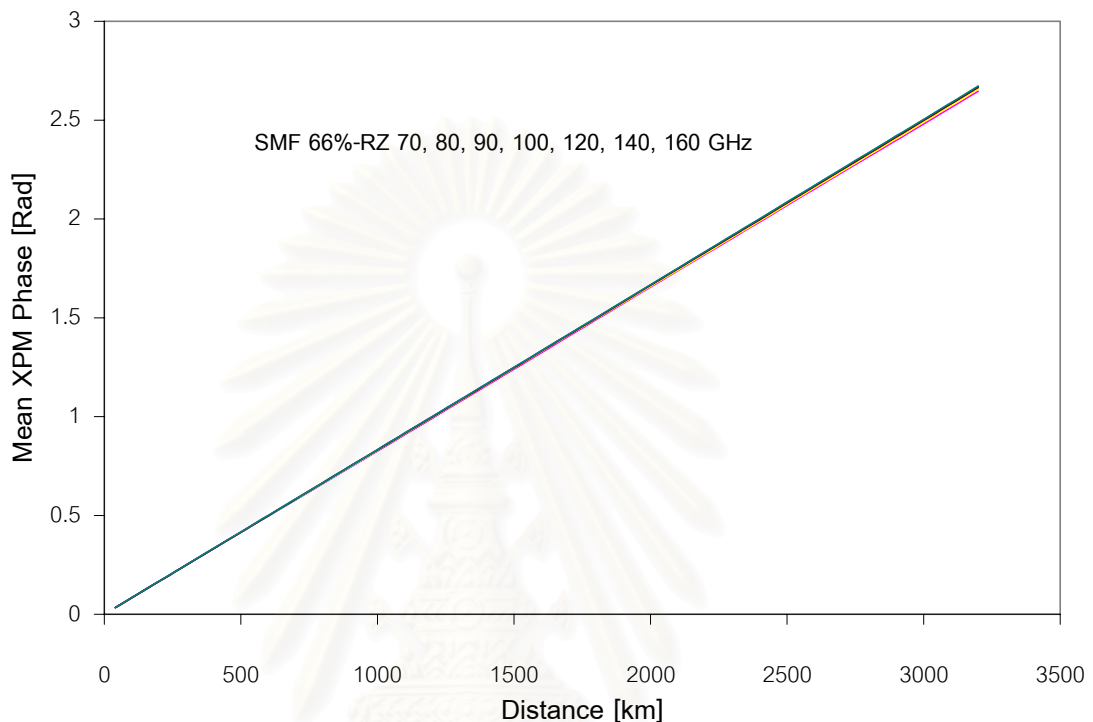
สำหรับเหตุผลที่ว่าทำไมผลของ XPM จะลดความสำคัญลงเมื่อความห่างระหว่างช่องสัญญาณยิ่งเพิ่มมากขึ้น โดยหลักการแล้วความแตกต่างของความเร็วกลุ่มในแต่ละช่องสัญญาณจะมีความสัมพันธ์โดยตรงกับความห่างระหว่างช่องสัญญาณดังนั้นการกำหนดความห่างระหว่างช่องสัญญาณให้มีค่ามากขึ้นย่อมส่งผลให้ความเร็วกลุ่มของแต่ละช่องสัญญาณมีความแตกต่างกันมากขึ้นด้วยเช่นกัน ในการพิจารณาอิทธิพลของ XPM สำหรับการซ้อนทับของสัญญาณพบว่าผลของ XPM จะมีประสิทธิผลมากที่สุดก็ต่อเมื่อสองสัญญาณพัลส์ซ้อนทับกันอย่างพอดีตลอดการเดินทางของสัญญาณในเส้นใยแสง แต่ในความเป็นจริงสองสัญญาณพัลส์ที่มีความยาวคลื่นพาห์ต่างกันไม่สามารถเดินทางไปด้วยกันได้ตลอดในเส้นใยแสง ในกรณีสัญญาณพัลส์เดี่ยว (Single pulse) ถ้าสองสัญญาณพัลส์ที่มีความยาวคลื่นต่างกันเดินทางไปด้วยกันในเส้นใยแสงผลของ XPM จะมีนัยสำคัญเมื่อสองสัญญาณพัลส์ซ้อนทับซึ่งกันและกัน แต่ในทางตรงกันข้ามเมื่อสองสัญญาณพัลส์เดินทางแยกออกจากกันผลของ XPM จะไร้ประสิทธิผล (Ineffective) อย่างทันทีทันใด ในกรณีของขบวนพัลส์ (Pulse train) ที่มีการมอดูเลตดีพีเอสเคผลของ XPM จะขึ้นอยู่กับอัตราการสแกนสัญญาณพัลส์ (Pulse-scanning rate) ของสองขบวนพัลส์ใดๆ ที่มีความยาวคลื่นต่างกันและอัตราการสแกนสัญญาณพัลส์จะเกี่ยวข้องกับความแตกต่างความเร็วกลุ่ม ในการวิเคราะห์สัญญาณทางกายภาพเราจะกำหนดให้ขบวนพัลส์ในช่องสัญญาณที่ 2 ซึ่งประกอบด้วยหลายบิตข้อมูลทำการสแกนบิตที่กำหนดไว้ในช่องสัญญาณที่ 1 การพิจารณาถึงสหสัมพันธ์กำลังงาน (Power correlation) ระหว่างสองสัญญาณพัลส์ในช่วงที่มีการซ้อนทับของสัญญาณบิต เราสามารถแสดงลักษณะการซ้อนทับของสัญญาณพัลส์ที่ให้ค่ามากที่สุดและค่าน้อยสุดของสหสัมพันธ์กำลังงานซึ่งแสดงให้เห็นในรูปที่ 6.31



รูปที่ 6.31 การแสดงลักษณะการซ้อนทับของสัญญาณพัลส์ที่ให้ค่ามากที่สุดและน้อยสุดของ สหสัมพันธ์กำลังงาน

ผลของ XPM เนื่องจากการสแกนสัญญาณพัลส์จะขึ้นอยู่กับสหสัมพันธ์กำลังงานในช่วงการซ้อนทับของสัญญาณพัลส์ ภาพรวมของสหสัมพันธ์กำลังงานจะประกอบด้วยผลผสมผสานกันระหว่างค่ามากที่สุดและน้อยสุดของสหสัมพันธ์กำลังงาน เพื่อเป็นการง่ายในการพิจารณา เราจะแบ่งช่วงระยะทางครั้งแรก (20 km) ของช่วงการชดเชย Dispersion ให้เป็นการซ้อนทับของสัญญาณพัลส์ที่มีสหสัมพันธ์กำลังงานมากที่สุดและส่วนที่เหลือจะเป็นการซ้อนทับของสัญญาณพัลส์ที่มีสหสัมพันธ์กำลังงานน้อยสุด สิ่งสำคัญที่สุดในการสื่อสารสัญญาณด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคคือความไม่เท่ากันของเฟสที่เปลี่ยนแปลงไปในแต่ละบิตเนื่องจาก Kerr effect โดยหลักการแล้วหากว่ากำลังงานของสัญญาณพัลส์มีค่าเท่ากันในแต่ละบิต Kerr effect จะไม่มีผลต่อการเสื่อมค่าลงของคุณภาพสัญญาณในการมอดูเลตดีพีเอสเคเลยแม้แต่น้อยแต่ในความเป็นจริงสัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณจะเป็นตัวกระตุ้นให้ Kerr effect เหนี่ยวนำเฟสของสัญญาณในแต่ละบิตอย่างไม่เท่ากัน เมื่อความเร็วกลุ่มของสองช่องสัญญาณแตกต่างกันมากขึ้นย่อมจะทำให้จำนวนบิตที่ทำการสแกนสัญญาณพัลส์มีจำนวนมากขึ้นตามซึ่งจะส่งผลให้เฟสที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก XPM มีความสม่ำเสมอ (Uniform) มากขึ้น เนื่องจากว่าสัญญาณรบกวนที่ก่อกำเนิดจากอุปกรณ์สัญญาณถือได้ว่าเป็นสัญญาณเชิงสุ่มที่มีค่าเฉลี่ยศูนย์ (Zero-mean random signal) หากว่าเราพิจารณาสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในสัญญาณพัลส์จำนวนมาก เราจะประมาณได้ว่าค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนจะมีค่าประมาณศูนย์โดยคุณสมบัติของสัญญาณเชิงสุ่มค่าเฉลี่ยศูนย์ ดังนั้นยิ่งจำนวนบิตที่ทำการสแกนสัญญาณพัลส์มากเท่าไรก็จะยิ่งทำให้ XPM ที่เกิดจากการสแกนสัญญาณพัลส์มีความสม่ำเสมอมากยิ่งขึ้นและ Kerr effect ที่เกิดขึ้นในการสื่อสารสัญญาณที่มอดูเลตดีพีเอสเคแบบมัลติเพล็กซ์หลายช่องสัญญาณสามารถประมาณได้ว่า  $XPM + SPM \approx SPM$  หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าอิทธิพลของความห่างระหว่างช่องสัญญาณ

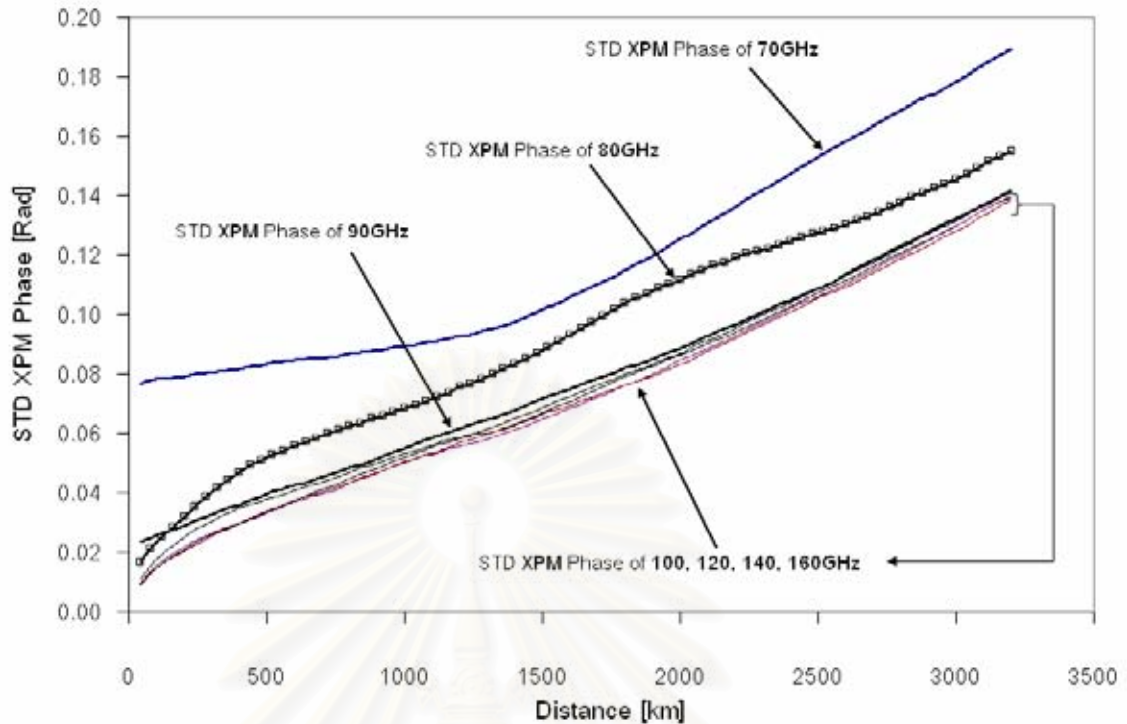
มิได้ทำให้เฟสของสัญญาณโดยเฉลี่ยที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก XPM แตกต่างกันในขบวนพัลส์หนึ่งๆ แต่จะมีผลโดยตรงกับความแปรปรวนเฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก XPM โดยที่ยิ่งความห่างระหว่างช่องสัญญาณเพิ่มมากขึ้นจะส่งผลให้ความแปรปรวนเฟสที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก XPM ลดลง



**รูปที่ 6.32** ค่าเฉลี่ยเฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก XPM ในการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณด้วยความห่างระหว่างช่องสัญญาณต่างกัน

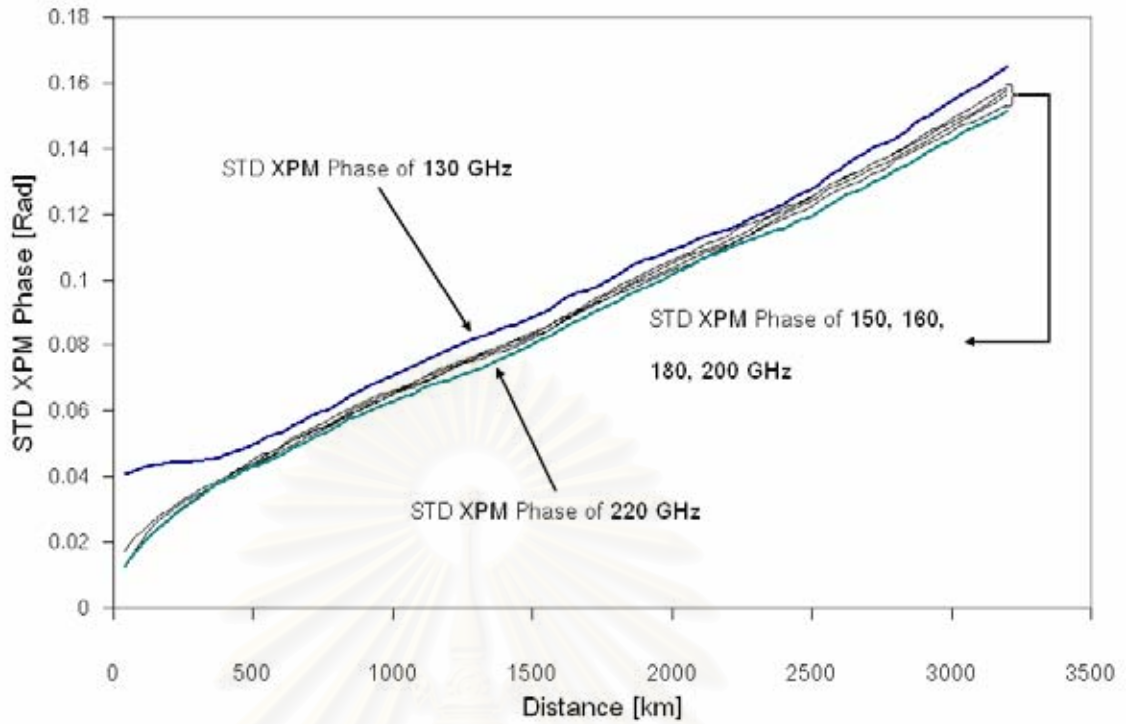
รูปที่ 6.32 แสดงถึงค่าเฉลี่ยเฟสที่เกิดจาก XPM ด้วยความห่างระหว่างช่องสัญญาณแตกต่างกัน จะเห็นได้ว่าความห่างระหว่างช่องสัญญาณที่ต่างกันมิได้ทำให้เฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก XPM แตกต่างกันซึ่งผลลัพธ์ในรูปที่ 6.32 สามารถยืนยันว่าการวิเคราะห์สัญญาณทางกายภาพในข้อความก่อนหน้านี้นี้มีความถูกต้องและสมเหตุสมผลที่กล่าวว่าการผลของความห่างระหว่างช่องสัญญาณมิได้ทำให้เฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก XPM แตกต่างกัน





รูปที่ 6.33 ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเฟสที่เกิดจาก XPM ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ด้วยความห่างระหว่างช่องสัญญาณแตกต่างกัน

รูปที่ 6.33 และ 6.34 แสดงถึงค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเฟสที่เกิดจาก XPM ในเส้นใยแสง SMF ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ และ 33%-RZ ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเฟสจะเพิ่มขึ้นตามระยะทาง เมื่อความห่างระหว่างช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเฟสลดน้อยลง และเมื่อความห่างระหว่างช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ จะทำให้ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเฟสเริ่มอิมิตัวในที่สุดซึ่งให้ผลสอดคล้องกับบทวิเคราะห์ในข้อความข้างต้นที่กล่าวไว้ว่าเมื่อความห่างระหว่างช่องสัญญาณเพิ่มมากขึ้นจะทำให้ความเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดจาก XPM ลดน้อยลง ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเฟสที่เกิดจาก XPM ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ จะมากกว่าของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ เพราะว่าความห่างระหว่างช่องสัญญาณของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ น้อยกว่าของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ จึงทำให้จำนวนบิตที่ใช้ในการกวาด (Scanning) น้อยกว่าตามไปด้วย



รูปที่ 6.34 ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเฟสที่เกิดจาก XPM ของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ด้วยความห่างระหว่างช่องสัญญาณแตกต่างกัน

## บทที่ 7

### บทสรุปและข้อแนะนำ

#### 7.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาค้นคว้าของ Kerr effect ที่มีต่อการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสง ด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคโดยแบ่งเนื้อหาออกเป็นกรณีของคลื่นพาห้ความถี่เดียวหรือการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงช่องสัญญาณเดียว และคลื่นพาห้สองความถี่หรือการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงแบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณ พบว่าอิทธิพลที่มีผลต่อความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการกระหน้ยวนนำสัญญาณรบกวนทางเฟสผ่านทาง Kerr effect มีอยู่หลายปัจจัยด้วยกันเช่น ตำแหน่งของ GVD ในเส้นใยแสงที่เลือกใช้งานเพราะว่าเมื่อ GVD มีค่ามากขึ้นจะทำให้ความผิดพลาดเฟสลดลงและส่งผลให้คุณภาพสัญญาณดีขึ้น กำลังงานในการส่งสัญญาณ หากเรากำหนดค่ากำลังงานสูงเกินไป แทนที่จะเป็นผลดีทำให้ได้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทางแสงเพิ่มขึ้นแต่ในทางกลับกันกลายเป็นการช่วยสนับสนุนให้ Kerr effect เหน้ยวนนำสัญญาณรบกวนทางเฟสเพิ่มมากขึ้นและทำให้คุณภาพสัญญาณเสื่อมลง ช่วงการชดเชย Dispersion ในทางทฤษฎีเมื่อกำหนดช่วงการชดเชย Dispersion มากขึ้นจะทำให้ความผิดพลาดเฟสโดยรวมลดน้อยลงแต่ในความเป็นจริงหากกำหนดช่วงการชดเชย Dispersion มากเกินไป จะทำให้สัญญาณพัลส์ขยายออกจนทำให้เกิด ISI ก่อนเข้าสู่กระบวนการชดเชย Dispersion ซึ่งจะกลายเป็นสัญญาณรบกวนของอีกสัญญาณพัลส์ที่อยู่ใกล้เคียง และ Kerr effect จะเหน้ยวนนำสัญญาณรบกวนเหล่านั้นเปลี่ยนเป็นสัญญาณรบกวนทางเฟส ดังนั้นเมื่อช่วงการชดเชย Dispersion มีค่ามากเกินไปจะทำให้คุณภาพสัญญาณเสื่อมลงหรือค่า Q ลดลง สำหรับในกรณีการสื่อสารสัญญาณแบบมัลติเพลกซ์หลายความยาวคลื่น การกำหนดความห่างระหว่างช่องสัญญาณจะมีผลต่อคุณภาพสัญญาณ กล่าวคือในทางทฤษฎี ยิ่งความห่างระหว่างช่องสัญญาณเพิ่มมากขึ้นจะส่งผลให้ XPM มีน้ยสำคัญลดน้อยลงต่อความผิดพลาดเฟส แต่ในความเป็นจริงการกำหนดความห่างระหว่างช่องสัญญาณมากเกินไปจะส่งผลให้การใช้ประโยชน์ช่องสัญญาณเป็นไปอย่างไม่มีประสิทธิภาพ จากผลการสร้างแบบจำลองพบว่าค่า Q ของสัญญาณจะเริ่มอ้อมตัวที่ 3 ช่องสัญญาณ ดังนั้นจำนวนช่องสัญญาณที่ควรจะใช้ควรจะมีมากกว่า 3 ช่องสัญญาณในการสื่อสารสัญญาณด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคแบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณ เพื่อให้คุ้มค่างับต้นทุนของ Kerr effect ที่เกิดขึ้น

## 7.2 ข้อเสนอแนะ

### 1. การขยายขอบเขตในการพิจารณาถึงการเพิ่มระดับชั้นการมอดูเลต เช่น DQPSK

เนื่องจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้สร้างแบบจำลองเฉพาะการมอดูเลตดีพีเอสเคเท่านั้น ซึ่งโดยหลักการแล้วทฤษฎีที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 และ 4 สามารถนำมาใช้ร่วมในการพิจารณาถึงการมอดูเลตแบบ DQPSK ดังนั้นงานวิจัยขั้นต่อไปควรจะขยายขอบเขตการวิเคราะห์ไปถึงการมอดูเลตแบบ DQPSK เนื่องจากว่าการมอดูเลตแบบ DQPSK มีประสิทธิภาพการใช้แบนด์วิดท์มากเป็น 2 เท่าเทียบกับ DPSK และแนวโน้มงานวิจัยในอนาคตน่าจะให้ความสนใจกับการมอดูเลตแบบ DQPSK มากขึ้น

### 2. การเลือกใช้ Distributed Raman Amplifier (DRA) แทนการใช้ EDFA

เนื่องจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้สร้างแบบจำลองที่ใช้อุปกรณ์ขยายสัญญาณเป็นแบบ EDFA ดังนั้นการเลือกใช้ DRA แทน EDFA จึงถือได้ว่าเป็นการลดปริมาณสัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณเพื่อที่จะเพิ่มประสิทธิภาพในการส่งสัญญาณให้ไกลมากขึ้น

### 3. การออกแบบวิธีการชดเชย Dispersion แบบ 3 ช่วง (D+, D-, D+)

เนื่องจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้สร้างแบบจำลองที่ใช้การชดเชย Dispersion แบบ 2 ช่วง (D+, D-) ซึ่งพบว่าการชดเชย Dispersion แบบ 2 ช่วงจะทำให้สัญญาณพัลส์เจอปัญหาสัญญาณแทรกสอดจากบิตข้างเคียงเนื่องจากการขยายออกของสัญญาณพัลส์ ดังนั้นการออกแบบวิธีการชดเชย Dispersion แบบ 3 ช่วง น่าจะเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่จะทำให้คุณภาพสัญญาณดีขึ้นเพราะว่าสามารถลดปัญหาสัญญาณแทรกสอดจากบิตข้างเคียงได้ในระดับหนึ่ง

## รายการอ้างอิง

- [1] A. H. Gnauck, and P. J. Winzer. Phase-Shift-Keyed Transmission. in Proceedings Optical Fiber Communication Conference. 5 (22-27 February 2004): TuF5.
- [2] A. H. Gnauck, and P. J. Winzer. Optical Phase-Shift-Keyed Transmission. J. Lightwave Technology. 23 (January 2005): 115-130.
- [3] 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.
- [4] M. Robde. Robustness of DPSK Direct Detection Transmission Format in Standard Fiber WDM Systems. IEEE Electronics Letters. 36. 17 (2000): 1483-1584.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] C. J. Mckinstrie. CF-RZ-DSPK for Suppression of XPM on Dispersion-Managed Long-Haul Optical WDM Transmission on Standard Single-Mode Fiber. IEEE Photonics Technology Letters. 14. 2 (2002): 155-157.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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): FC2: 875-877.



- [11] H. Kim. Experimental Investigation of The Performance Limitation of DPSK Systems Due to Nonlinear Phase Noise. IEEE Photonics Technology Letters. 15. 2 (2003).
- [12] H. Kim. Cross-Phase-Modulation-Induced Nonlinear Phase Noise in WDM Direct-Detection DPSK System. J. Lightwave Technology. 21. 8 (2003).
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] P. J. Winzer. Impact of Pulse Carver Chirp on RZ-DPSK Receiver Performance. in Proceedings European Conference and Exhibition on Optical Communication. (2003): We3.5.6.
- [16] P. A. Humbler. On the Bit Error Rate of Lightwave Systems with Optical Amplifiers. J. Lightwave Technology. 9. 11 (1991): 1576-1582.
- [17] K. P. Ho. Effect of Nonlinear Phase Noise on DPSK Signals. in Proceedings OptoElectronics and Communications Conference. (2005): 7B3-2.
- [18] S. L. Jansen, D. Borne, P. M. Krummrich, G.D. Khoe, and H. Waardt. Nonlinear Phase Noise Degradation in Ultra-Long Haul 2x10 Gbit/s DQPSK transmission. in Proceedings OptoElectronics and Communications Conference. (2005): PDP-04.
- [19] A. Wonfor. Uncooled 40 Gbit/s Transmission Over 40 km Single Mode Fiber Using Multi-Level Modulation of a Highly Linear Laser. in Proceedings Optical Fiber Communication Conference. (2004): MF60.
- [20] C. Lorattanasane, K. Kikuchi. Parametric Instability of Optical Amplifier Noise in Long-Distance Optical Transmission Systems. J. Quantum Electronics. 33. (July 1997): 1068-1074.
- [21] G. P. Agrawal. Nonlinear Fiber Optics, 3th edition. USA: Academic Press, 2001.



- [22] A. Bogoni, L. Poti, and A. Bononi. Accurate Measurement of In-Band FWM Power in DWDM Systems over Nonzero Dispersion Fibers. IEEE Photonics Technology Letters. 15, 2 (Feb 2003): 260-262.
- [23] L. Paradiso, P. Boffi, L. Marazzi, N. D. Vecchia, M. Artiglia, and M. Martinelli. Experimental XPM, SPM, FWM Penalty Evaluation in Very Dense WDM Optical Systems. in Proceedings Conference on Lasers and Electro-Optics. (2005): CWG2.
- [24] X. Wang. Analysis of Dispersion-Managed Optical Fiber Transmission System Using Non-Return-to-Zero Pulse Format and Performance Restriction from Third-Order Dispersion. IEICE Transaction Electronics. 8 (1999): 1407-1413.
- [25] C. J. Rasmussen. Simple and Fast Method for Step Size Determination in Computers of Signal Propagation Through Nonlinear Fibers. in Proceedings Optical Fiber Communication Conference. (2001): WDD29-1.
- [26] T. Tsuritani, K. Ishida, A. Agata, K. Shimomura, I. Morita, T. Tokura, H. Taga, T. Mizuochi, N. Edarawa, and S. Akiba. 70-GHz-Spaced 40×42.7 Gb/s Transpacific Transmission Over 9400 km Using Prefiltered CSRZ-DPSK Signals, All-Raman Repeaters, and Symmetrically Dispersion-Managed Fiber Spans. J. Lightwave Technology. 22. 1 (Jan 2004): 215-224.
- [27] H. C. Wang, and K. P. Ho. XPM-Induced Crosstalk for RZ-DPSK Signals in Highly Dispersive Transmission Systems. in Proceedings OptoElectronics and Communications Conference. (2005): 7B2-3.
- [28] X. Liu. Nonlinear Effects in Phase Shift Keyed Transmission. in Proceedings Optical Fiber Communication Conference. (2004): ThM4.
- [29] G. Charlet. Impact of Intrachannel Nonlinear Effects on The Choice of Modulation Format for Ultra Long-Haul Terrestrial and Submarine Transmission Systems at 40 Gbit/s. in Proceedings OptoElectronics and Communications Conference. (2005): 7B2-1.
- [30] มงคล เดชนครินทร์. คณิตศาสตร์วิศวกรรมไฟฟ้า. กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2536.

- [31] A. Tonello, S. Wabnitz. Duty Ratio Control of Nonlinear Phase Noise in Dispersion Managed WDM Systems Using RZ-DPSK Modulation. in Proceedings Optical Fiber Communication Conference. (2005): OME55.
- [32] Y. Yadin, and M. Orenstein. Statistics of Nonlinear Phase Noise in Phase Modulated Fiber-Optic Communications Systems. in Proceedings Optical Fiber Communication Conference. (2003): MF59.
- [33] Y. Yadin, M. Shtaif, and M. Orenstein. Nonlinear Phase Noise in Phase-Modulated WDM Fiber-Optic Communications. IEEE Photonics Technology Letters. 16. 5 (May 2004): 1307-1309.
- [34] X. Huang, L. Zhang, and P. Ye. Impact of Nonlinear Phase Noise on Direct-Detection DQPSK WDM Systems. IEEE Photonics Technology Letters. 17. 7 (Jul 2005): 1423-1425.
- [35] K. P. Ho. Performance of DPSK Signals with Quadratic Phase Noise. IEEE Transactions on Communications. 53. 8 (Aug 2005): 1361-1365.
- [36] K. P. Ho. Performance Degradation of Phase-Modulated Systems due to Nonlinear Phase Noise. IEEE Photonics Technology Letters. 15. 9 (Sep 2003): 1213-1215.



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ภาคผนวก ก

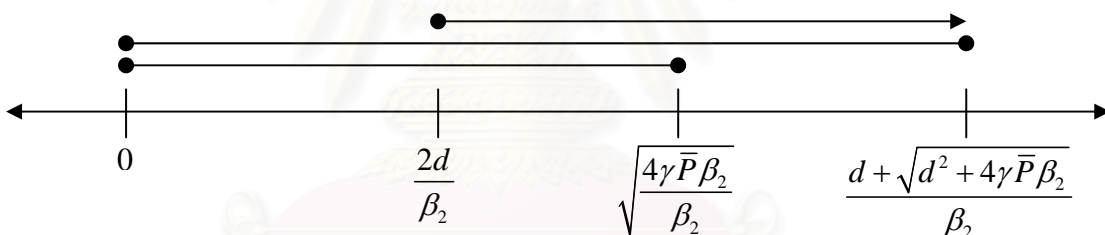
การแบ่งช่วงความถี่ตามสภาวะปฏิบัติการของสองคลื่นพาห้ในระบบที่ไม่มีการชดเชย  
Dispersion

Normal dispersion เมื่อ  $d > 0$

ถ้าสังเกตชุดสมการผลต่างของ (4.17) – (4.20) พบว่าสามารถแบ่งเงื่อนไขของ 3 อสมการได้  
เป็น 8 กรณีด้วยกันดังนี้

กรณีที่หนึ่ง

- $\frac{1}{2} \beta_{21} \omega_m^2 < 2\gamma \bar{P}_1 \rightarrow \omega_m \in \left[ 0, \frac{\sqrt{4\gamma \bar{P} \beta_2}}{\beta_2} \right]$
- $\left| \frac{1}{2} \beta_{22} \omega_m^2 - d\omega_m \right| < 2\gamma \bar{P}_2 \rightarrow \omega_m \in \left[ 0, \frac{d + \sqrt{d^2 + 4\gamma \bar{P} \beta_2}}{\beta_2} \right]$
- $\frac{1}{2} \beta_{22} \omega_m^2 - d\omega_m > 0 \rightarrow \omega_m \in \left[ \frac{2d}{\beta_2}, \infty \right)$



ดังนั้นเมื่อนำ  $\omega_m$  แต่ละเงื่อนไขมา Intersect กัน ทำให้ได้ว่า  $\omega_m \in \left[ \frac{2d}{\beta_2}, \frac{\sqrt{4\gamma \bar{P} \beta_2}}{\beta_2} \right]$  ถ้าหาก

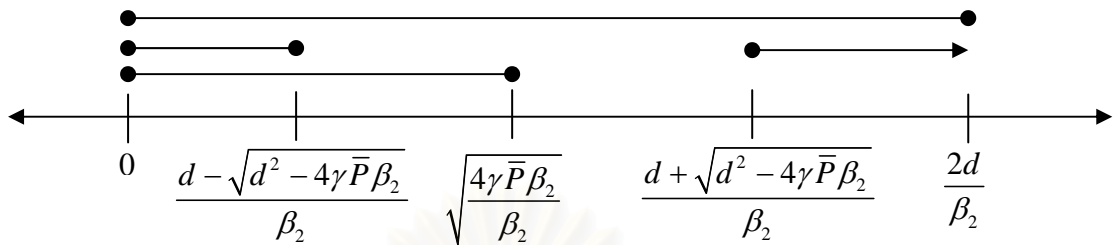
$$\text{ว่า } \frac{\sqrt{4\gamma \bar{P} \beta_2}}{\beta_2} > \frac{2d}{\beta_2}$$

กรณีที่สอง

- $\frac{1}{2} \beta_{21} \omega_m^2 < 2\gamma \bar{P}_1 \rightarrow \omega_m \in \left[ 0, \frac{\sqrt{4\gamma \bar{P} \beta_2}}{\beta_2} \right]$
- $\left| \frac{1}{2} \beta_{22} \omega_m^2 - d\omega_m \right| < 2\gamma \bar{P}_2 \rightarrow$   

$$\omega_m \in \left[ 0, \frac{d - \sqrt{d^2 - 4\gamma \bar{P} \beta_2}}{\beta_2} \right] \cup \left[ \frac{d + \sqrt{d^2 - 4\gamma \bar{P} \beta_2}}{\beta_2}, \infty \right)$$

$$\bullet \frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 - d\omega_m < 0 \quad \rightarrow \omega_m \in \left[0, \frac{2d}{\beta_2}\right]$$



ดังนั้นเมื่อนำ  $\omega_m$  แต่ละเงื่อนไขมา Intersect กัน ทำให้ได้ว่า  $\omega_m \in \left[0, \frac{d - \sqrt{d^2 - 4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2}\right]$

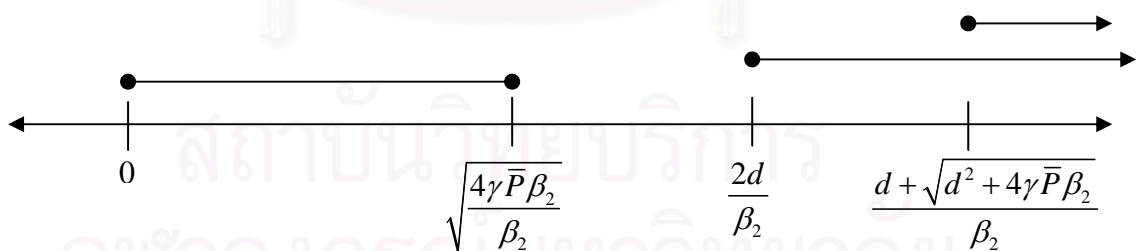
ถ้าหากว่า  $d - \sqrt{d^2 - 4\gamma\bar{P}\beta_2} < \sqrt{4\gamma\bar{P}\beta_2}$

กรณีที่สาม

$$\bullet \frac{1}{2}\beta_{21}\omega_m^2 < 2\gamma\bar{P}_1 \quad \rightarrow \omega_m \in \left[0, \frac{\sqrt{4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2}\right]$$

$$\bullet \left| \frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 - d\omega_m \right| > 2\gamma\bar{P}_2 \quad \rightarrow \omega_m \in \left[ \frac{d + \sqrt{d^2 + 4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2}, \infty \right)$$

$$\bullet \frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 - d\omega_m > 0 \quad \rightarrow \omega_m \in \left[ \frac{2d}{\beta_2}, \infty \right)$$



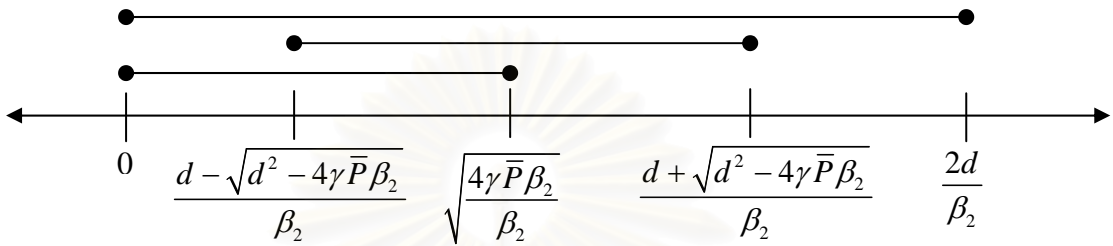
ดังนั้นเมื่อนำ  $\omega_m$  แต่ละเงื่อนไขมา Intersect กัน ทำให้ได้ว่า  $\omega_m \in \emptyset$

กรณีที่สี่

$$\bullet \frac{1}{2}\beta_{21}\omega_m^2 < 2\gamma\bar{P}_1 \quad \rightarrow \omega_m \in \left[0, \frac{\sqrt{4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2}\right]$$

- $\left| \frac{1}{2} \beta_{22} \omega_m^2 - d \omega_m \right| > 2\gamma \bar{P}_2 \rightarrow$   

$$\omega_m \in \left[ \frac{d - \sqrt{d^2 - 4\gamma \bar{P} \beta_2}}{\beta_2}, \frac{d + \sqrt{d^2 - 4\gamma \bar{P} \beta_2}}{\beta_2} \right]$$
- $\frac{1}{2} \beta_{22} \omega_m^2 - d \omega_m < 0 \rightarrow \omega_m \in \left[ 0, \frac{2d}{\beta_2} \right]$

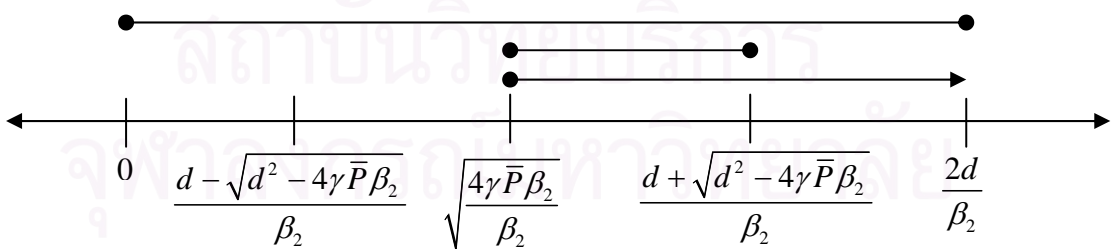


ดังนั้นเมื่อนำ  $\omega_m$  แต่ละเงื่อนไขมา Intersect กัน ทำให้ได้ว่า

$$\omega_m \in \left[ \frac{d - \sqrt{d^2 - 4\gamma \bar{P} \beta_2}}{\beta_2}, \frac{\sqrt{4\gamma \bar{P} \beta_2}}{\beta_2} \right] \text{ ถ้าหากว่า } d - \sqrt{d^2 - 4\gamma \bar{P} \beta_2} < \sqrt{4\gamma \bar{P} \beta_2}$$

กรณีที่ห้า

- $\frac{1}{2} \beta_{21} \omega_m^2 > 2\gamma \bar{P}_1 \rightarrow \omega_m \in \left[ \frac{\sqrt{4\gamma \bar{P} \beta_2}}{\beta_2}, \infty \right)$
- $\left| \frac{1}{2} \beta_{22} \omega_m^2 - d \omega_m \right| > 2\gamma \bar{P}_2 \rightarrow \omega_m \in \left[ \frac{d - \sqrt{d^2 - 4\gamma \bar{P} \beta_2}}{\beta_2}, \frac{d + \sqrt{d^2 - 4\gamma \bar{P} \beta_2}}{\beta_2} \right]$
- $\frac{1}{2} \beta_{22} \omega_m^2 - d \omega_m < 0 \rightarrow \omega_m \in \left[ 0, \frac{2d}{\beta_2} \right]$



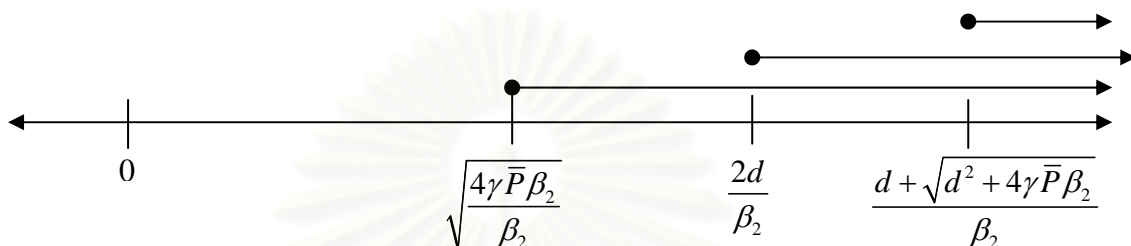
ดังนั้นเมื่อนำ  $\omega_m$  แต่ละเงื่อนไขมา Intersect กัน ทำให้ได้ว่า

$$\omega_m \in \left[ \frac{\sqrt{4\gamma \bar{P} \beta_2}}{\beta_2}, \frac{d + \sqrt{d^2 - 4\gamma \bar{P} \beta_2}}{\beta_2} \right] \text{ ถ้าหากว่า } d - \sqrt{d^2 - 4\gamma \bar{P} \beta_2} < \sqrt{4\gamma \bar{P} \beta_2}$$

กรณีที่หก



- $\frac{1}{2}\beta_{21}\omega_m^2 > 2\gamma\bar{P}_1 \rightarrow \omega_m \in \left[ \frac{\sqrt{4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2}, \infty \right)$
- $\left| \frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 - d\omega_m \right| > 2\gamma\bar{P}_2 \rightarrow \omega_m \in \left[ \frac{d + \sqrt{d^2 + 4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2}, \infty \right)$
- $\frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 - d\omega_m > 0 \rightarrow \omega_m \in \left[ \frac{2d}{\beta_2}, \infty \right)$



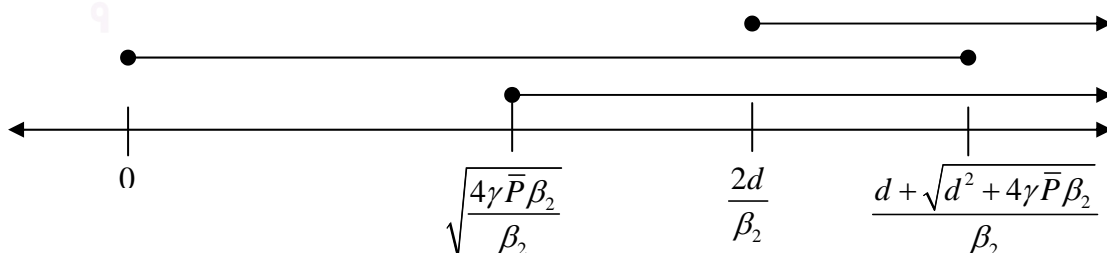
ดังนั้นเมื่อนำ  $\omega_m$  แต่ละเงื่อนไขมา Intersect

กัน ทำให้ได้ว่า

$$\omega_m \in \left[ \frac{d + \sqrt{d^2 + 4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2}, \infty \right)$$

กรณีที่ดีที่สุด

- $\frac{1}{2}\beta_{21}\omega_m^2 > 2\gamma\bar{P}_1 \rightarrow \omega_m \in \left[ \frac{\sqrt{4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2}, \infty \right)$
- $\left| \frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 - d\omega_m \right| < 2\gamma\bar{P}_2 \rightarrow \omega_m \in \left[ 0, \frac{d + \sqrt{d^2 + 4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2} \right]$
- $\frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 - d\omega_m > 0 \rightarrow \omega_m \in \left[ \frac{2d}{\beta_2}, \infty \right)$



ดังนั้นเมื่อนำ  $\omega_m$  แต่ละเงื่อนไขมา Intersect

กัน ทำให้ได้ว่า

$$\omega_m \in \left[ \frac{2d}{\beta_2}, \frac{d + \sqrt{d^2 + 4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2} \right] \quad \text{ถ้าหากว่า } 2d > \sqrt{4\gamma\bar{P}\beta_2} \quad \text{หรือ}$$

$$\omega_m \in \left[ \frac{\sqrt{4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2}, \frac{d + \sqrt{d^2 + 4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2} \right] \quad \text{ถ้าหากว่า } 2d < \sqrt{4\gamma\bar{P}\beta_2}$$

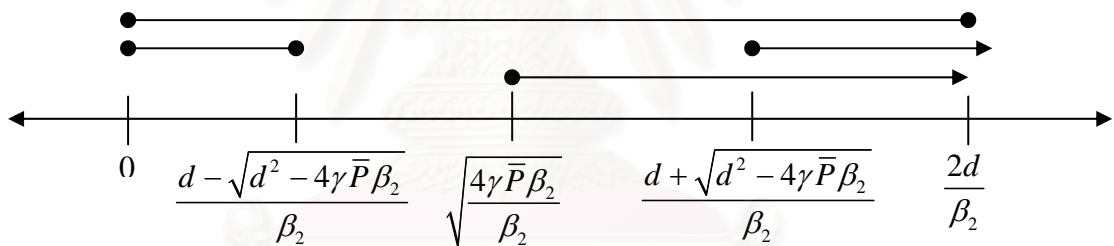
กรณีที่เปิด

$$\bullet \quad \frac{1}{2}\beta_{21}\omega_m^2 > 2\gamma\bar{P}_1 \quad \rightarrow \quad \omega_m \in \left[ \frac{\sqrt{4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2}, \infty \right)$$

$$\bullet \quad \left| \frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 - d\omega_m \right| < 2\gamma\bar{P}_2 \quad \rightarrow$$

$$\omega_m \in \left[ 0, \frac{d - \sqrt{d^2 - 4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2} \right] \cup \left[ \frac{d + \sqrt{d^2 - 4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2}, \infty \right)$$

$$\bullet \quad \frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 - d\omega_m < 0 \quad \rightarrow \quad \omega_m \in \left[ 0, \frac{2d}{\beta_2} \right)$$



ดังนั้นเมื่อนำ  $\omega_m$  แต่ละเงื่อนไขมา Intersect

กัน ทำให้ได้ว่า

$$\omega_m \in \left[ \frac{d + \sqrt{d^2 - 4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2}, \frac{2d}{\beta_2} \right] \quad \text{ถ้าหากว่า } d - \sqrt{d^2 - 4\gamma\bar{P}\beta_2} < \sqrt{4\gamma\bar{P}\beta_2}$$

เมื่อนำรวมเอาช่วงที่เป็นไปได้ทั้งหมดของ  $\omega_m$  ทำให้ได้ว่า  $[0, \infty) =$

$$\left[ 0, \frac{d - \sqrt{d^2 - 4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2} \right] \cup$$

$$\left[ \frac{d - \sqrt{d^2 - 4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2}, \frac{\sqrt{4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2} \right] \cup \left[ \frac{\sqrt{4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2}, \frac{d + \sqrt{d^2 - 4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2} \right]$$

$$\cup \left[ \frac{d + \sqrt{d^2 - 4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2}, \frac{2d}{\beta_2} \right] \cup \left[ \frac{2d}{\beta_2}, \frac{d + \sqrt{d^2 + 4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2} \right] \cup \left[ \frac{d + \sqrt{d^2 + 4\gamma\bar{P}\beta_2}}{\beta_2}, \infty \right) \text{ ถ้าหาก}$$

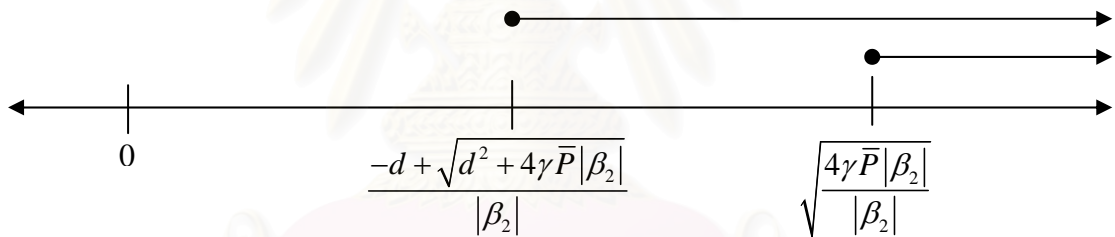
ว่า  $d - \sqrt{d^2 - 4\gamma\bar{P}\beta_2} < \sqrt{4\gamma\bar{P}\beta_2}$  และ  $d > \sqrt{4\gamma\bar{P}\beta_2}$

Anomalous dispersion เมื่อ  $d > 0$

จากชุดสมการผลต่างของ (4.17) – (4.20) พบว่าสามารถแบ่งเงื่อนไขของ 3 อสมการได้เป็น 4 กรณีด้วยกันดังนี้

กรณีที่หนึ่ง

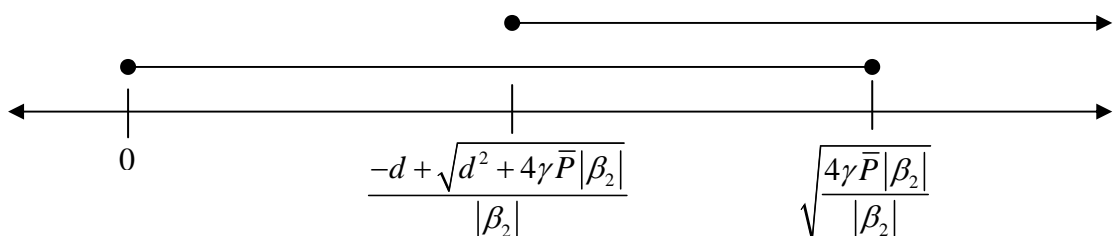
- $\frac{1}{2}|\beta_{21}|\omega_m^2 > 2\gamma\bar{P}_1 \rightarrow \omega_m \in \left[ \frac{\sqrt{4\gamma\bar{P}|\beta_2|}}{|\beta_2|}, \infty \right)$
- $\left| -\frac{1}{2}|\beta_{22}|\omega_m^2 - d\omega_m \right| > 2\gamma\bar{P}_2 \rightarrow \omega_m \in \left[ \frac{-d + \sqrt{d^2 + 4\gamma\bar{P}|\beta_2|}}{|\beta_2|}, \infty \right)$
- $-\frac{1}{2}|\beta_{22}|\omega_m^2 - d\omega_m < 0 \rightarrow \omega_m \in [0, \infty)$



ดังนั้นเมื่อนำ  $\omega_m$  แต่ละเงื่อนไขมา Intersect กัน ทำให้ได้ว่า  $\omega_m \in \left[ \frac{\sqrt{4\gamma\bar{P}|\beta_2|}}{|\beta_2|}, \infty \right)$

กรณีที่สอง

- $\frac{1}{2}|\beta_{21}|\omega_m^2 < 2\gamma\bar{P}_1 \rightarrow \omega_m \in \left[ 0, \frac{\sqrt{4\gamma\bar{P}|\beta_2|}}{|\beta_2|} \right)$
- $\left| -\frac{1}{2}|\beta_{22}|\omega_m^2 - d\omega_m \right| > 2\gamma\bar{P}_2 \rightarrow \omega_m \in \left[ \frac{-d + \sqrt{d^2 + 4\gamma\bar{P}|\beta_2|}}{|\beta_2|}, \infty \right)$
- $-\frac{1}{2}|\beta_{22}|\omega_m^2 - d\omega_m < 0 \rightarrow \omega_m \in [0, \infty)$

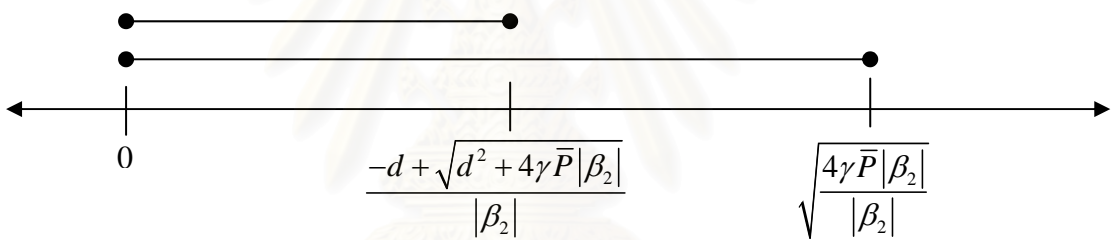


ดังนั้นเมื่อนำ  $\omega_m$  แต่ละเงื่อนไขมา Intersect กัน ทำให้ได้ว่า

$$\omega_m \in \left[ \frac{-d + \sqrt{d^2 + 4\gamma\bar{P}|\beta_2|}}{|\beta_2|}, \frac{\sqrt{4\gamma\bar{P}|\beta_2|}}{|\beta_2|} \right]$$

กรณีที่สาม

- $\frac{1}{2}|\beta_{21}|\omega_m^2 < 2\gamma\bar{P}_1 \rightarrow \omega_m \in \left[ 0, \frac{\sqrt{4\gamma\bar{P}|\beta_2|}}{|\beta_2|} \right]$
- $\left| -\frac{1}{2}|\beta_{22}|\omega_m^2 - d\omega_m \right| < 2\gamma\bar{P}_2 \rightarrow \omega_m \in \left[ 0, \frac{-d + \sqrt{d^2 + 4\gamma\bar{P}|\beta_2|}}{|\beta_2|} \right]$
- $-\frac{1}{2}|\beta_{22}|\omega_m^2 - d\omega_m < 0 \rightarrow \omega_m \in [0, \infty)$

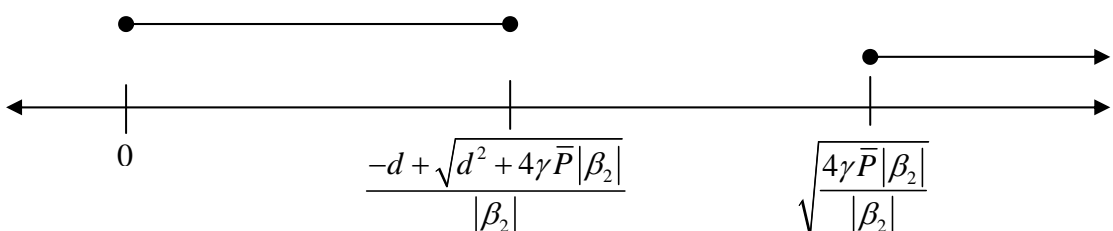


ดังนั้นเมื่อนำ  $\omega_m$  แต่ละเงื่อนไขมา Intersect กัน ทำให้ได้ว่า

$$\omega_m \in \left[ 0, \frac{-d + \sqrt{d^2 + 4\gamma\bar{P}|\beta_2|}}{|\beta_2|} \right]$$

กรณีที่สี่

- $\frac{1}{2}|\beta_{21}|\omega_m^2 > 2\gamma\bar{P}_1 \rightarrow \omega_m \in \left[ \frac{\sqrt{4\gamma\bar{P}|\beta_2|}}{|\beta_2|}, \infty \right)$
- $\left| -\frac{1}{2}|\beta_{22}|\omega_m^2 - d\omega_m \right| < 2\gamma\bar{P}_2 \rightarrow \omega_m \in \left[ 0, \frac{-d + \sqrt{d^2 + 4\gamma\bar{P}|\beta_2|}}{|\beta_2|} \right]$
- $-\frac{1}{2}|\beta_{22}|\omega_m^2 - d\omega_m < 0 \rightarrow \omega_m \in [0, \infty)$



ดังนั้นเมื่อนำ  $\omega_m$  แต่ละเงื่อนไขมา Intersect กัน ทำให้ได้ว่า  $\omega_m \in \emptyset$

เมื่อนำรวมเอาช่วงที่เป็นไปได้ทั้งหมดของ  $\omega_m$  ทำให้ได้ว่า  $[0, \infty) =$

$$\left[ 0, \frac{-d + \sqrt{d^2 + 4\gamma\bar{P}|\beta_2|}}{|\beta_2|} \right] \cup \left[ \frac{-d + \sqrt{d^2 + 4\gamma\bar{P}|\beta_2|}}{|\beta_2|}, \frac{\sqrt{4\gamma\bar{P}|\beta_2|}}{|\beta_2|} \right] \cup \left[ \frac{\sqrt{4\gamma\bar{P}|\beta_2|}}{|\beta_2|}, \infty \right)$$



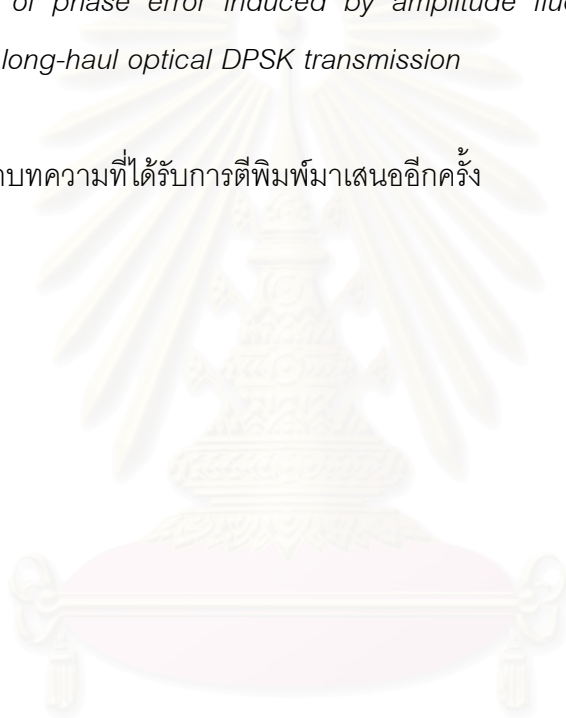
สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่

เนื่องจากส่วนหนึ่งของงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้รับการตีพิมพ์ และเผยแพร่ในงานประชุมวิชาการทั้งหมด 1 ฉบับ

- บทความวิชาการในงานประชุม The Fourth International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON'2005) จัดขึ้นที่ InterContinental Hotel กรุงเทพมหานคร ประเทศไทย ในวันที่ 14-16 ธันวาคม 2548 ในชื่อบทความเรื่อง *Analysis of phase error induced by amplitude fluctuation through the Kerr effect in long-haul optical DPSK transmission*

ดังนั้นจึงขอแนะนำบทความที่ได้รับการตีพิมพ์มาเสนออีกครั้ง



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



## ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายพุทธรักษ์ ทิพชัชวาลวงศ์ เกิดวันที่ 11 กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2524 เขตยานนาวา จังหวัด กรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2544 และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2547



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย