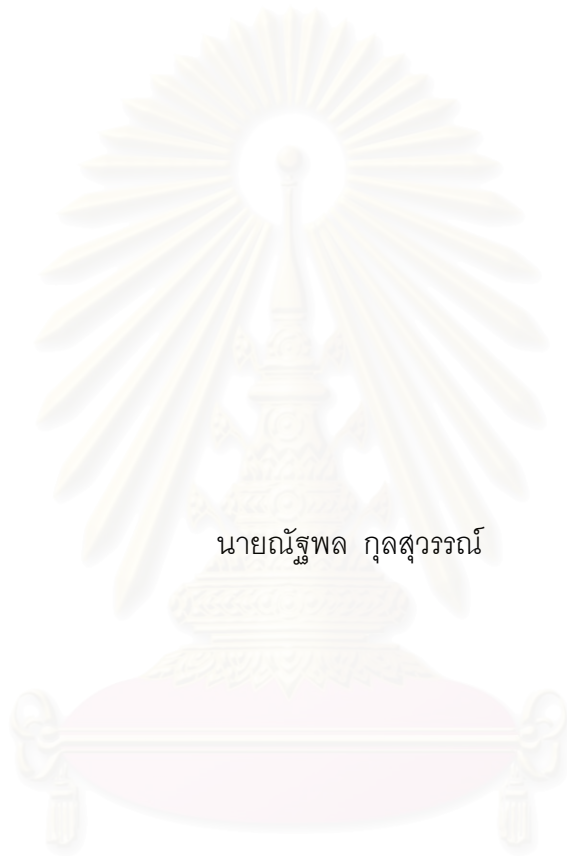


การเปล่งเชิงแสงทั้งหมดของการมอดูเลตสัญญาณแบบเปิดปิดเป็น
พีเอสเคโดยอาศัยครอสเฟสมอดูเลชัน



นายณัฐพล กุลสุวรรณ

สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

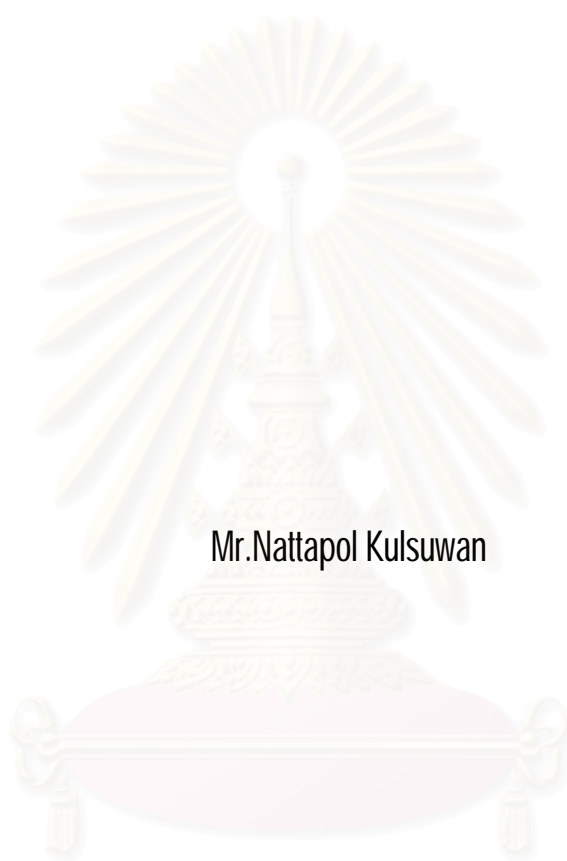
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2549

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ALL-OPTICAL OOK-TO-BPSK CONVERSION USING CROSS-PHASE MODULATION



Mr.Nattapol Kulsuwan

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 2006

Copyright of Chulalongkorn University

ณัฐพล กุลสุวรรณ : การแปลงเชิงแสงทั้งหมดของการมอดูเลตสัญญาณแบบเปิดปิดเป็น พีเอสเคโดยอาศัยครอสเฟสมอดูเลชัน. (ALL-OPTICAL OOK-TO-PSK CONVERSION USING CROSS-PHASE MODULATION) อ. ที่ปรึกษา : ผศ. ดร. พสุ แก้วปลั่ง, 81 หน้า.

โครงข่ายทางแสงในอนาคตจำเป็นที่จะต้องใช้การมอดูเลตสัญญาณชั้นสูงเพื่อที่จะสามารถใช้โครงข่ายได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด โดยเฉพาะการมอดูเลตแบบดีพีเอสเค ซึ่งมีข้อดีกว่าแบบเปิดปิดเป็น 2 เท่า ดังนั้นในช่วงรอยต่อในการเปลี่ยนการมอดูเลตจำเป็นที่จะต้องมีอุปกรณ์ที่รองรับกับสัญญาณทั้ง 2 ได้ในระบบเดียวกัน จึงมีความจำเป็นที่จะต้องมีอุปกรณ์แปลงการมอดูเลตสัญญาณโดยเฉพาะถ้าเป็นการแปลงแบบเชิงแสงทั้งหมด ซึ่งสามารถลดจำนวนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่แพงได้

วิทยานิพนธ์นี้ศึกษาการแปลงเชิงแสงทั้งหมดของการมอดูเลตสัญญาณแบบเปิดปิดเป็นพีเอสเค โดยอาศัยปรากฏการณ์ครอสเฟสมอดูเลชัน (Cross-phase modulation, XPM) ในเส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง โดยระบบที่ใช้จะทำการส่งสัญญาณแบบเปิดปิดไปพร้อมกับสัญญาณโพรบเข้าไปยังเส้นใยแสงแบบไม่เป็นเชิงเส้นสูง เป็นผลให้เฟสของสัญญาณโพรบเปลี่ยนแบบไปตามกำลังของสัญญาณเปิดปิด แต่กำลังของสัญญาณโพรบแต่ละบิตที่ได้ยังคงไม่เท่ากันเนื่องจากปรากฏการณ์ FWM ในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้เสนอวิธีเพิ่มสัญญาณช่วยโพรบเข้ามาโดยทำการส่งไปพร้อมกับสัญญาณโพรบไปยังเส้นใยแสงอีกเส้น แล้วนำสัญญาณโพรบที่ได้มารวมกับของเดิมเพื่อทำให้กำลังสัญญาณที่ได้ในแต่ละบิตเท่ากัน

จากผลการศึกษาพบว่าสามารถทำการแปลงการมอดูเลตสัญญาณที่อัตราบิต 20 และ 40 Gbps ได้อย่างมีประสิทธิภาพใกล้เคียงการสัญญาณแบบดีพีเอสเค คือมี Power penalty ต่ำเพียง 0.23 และ 0.38 dB ตามลำดับ ซึ่งพบว่าสัญญาณที่ผ่านการแปลงสามารถทนทานต่อดิสเพอร์ชันได้ในช่วง -100 ถึง 200 ps/nm สำหรับอัตราบิต 20 Gbps และในช่วง -25 ถึง 50 ps/nm สำหรับอัตราบิต 40 Gbps โดยยังคงสามารถให้สัญญาณที่มีคุณภาพ และวิทยานิพนธ์นี้ยังได้ทำการศึกษาผลกระทบของความไม่เป็นอุดมคติของสัญญาณแบบเปิดปิดที่ต้องการแปลง โดยทำการเปลี่ยนค่า OSNR, ดิสเพอร์ชัน และ กำลังสัญญาณ ซึ่งพบว่าระบบสามารถทำการแปลงได้อย่างมีประสิทธิภาพเมื่อสัญญาณแบบเปิดปิดมีค่า OSNR มากกว่า 45 dB, มีดิสเพอร์ชันในช่วง -200 ถึง 200 ps/nm สำหรับอัตราบิต 20 Gbps และในช่วง -50 ถึง 50 ps/nm สำหรับอัตราบิต 40 Gbps และกำลังสัญญาณต้องไม่ต่างจากค่าที่เหมาะสมเกินช่วง -10 ถึง 10 mW และส่วนสุดท้ายพบว่าระบบแปลงการมอดูเลตสามารถแปลงสัญญาณเปิดปิดได้ในช่วง 2.3 THz เพื่อให้กลายเป็นสัญญาณแบบพีเอสเคที่มีความยาวคลื่น 1552.52 nm

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่อนิสิต..... กิ่งพวง กุลสุวรรณ
สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....
ปีการศึกษา.....2549.....

#4870287121 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

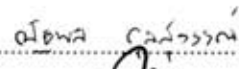

KEY WORD: CROSS-PHASE MODULATION / FORMAT CONVERSION / KERR EFFECT / ON-OFF KEYING / PHASE-SHIFTED KEYING

NATTAPOL KULSUWAN : ALL-OPTICAL OOK-TO-BPSK CONVERSION USING CROSS-PHASE MODULATION. THESIS ADVISOR : ASST. PROF. PASU KAEWPLUNG, Ph.D., 81 pp.

The next generation optical networks have been inclined to employ advance modulation formats based on optical phase-shifted keying, especially the differential phase-shift-keying (DPSK) because it gives 3-dB benefit in detection over the conventional on-off keying (OOK). During the transition from OOK-based transmission to DPSK-based transmission, it is unavoidable to have both OOK-supported equipments and DPSK-supported equipments operate in the same system. This presents the necessity of some devices that can transparently and all-optically convert from OOK to DPSK and vice versa in order to diminish the expensive electrical-to-optical-to-electrical (OEO) equipments.

This thesis studies a new method to convert the modulation format from OOK to binary-phase-shift keying (BPSK) by using the cross-phase modulation (XPM) effect in a highly nonlinear dispersion shifted fiber (HNL-DSF). Our conversion system can be achieved by transmitting the OOK and probe signal into HNL-DSF at the different wavelength; thus, the phase of the probe signal will be changed by the XPM according to the OOK signal's power. However the output probe signal will have unequal intensity among signal bits because the four-wave mixing (FWM), so our proposed scheme launches both an assist probe signal and probe signal into other HNL-DSF and combines with the old probe signal to equalize the intensity.

The numerical simulation results showed that the power penalties of the back-to-back detection for the OOK-to-BPSK-converted signal to the back-to-back detected pure DPSK are as low as 0.23 and 0.38 dB for the data rates as high as 20 and 40 Gbit/s, respectively. We also demonstrated that the converted signal sufficiently exhibits tolerance against the dispersion for the range of -100 and 200 ps/nm for 20 Gbit/s, and for the range of -25 and 50 ps/nm for 40 Gbit/s both at the numerical Q factor of 6.9. We showed the effect of imperfect OOK signal by various OSNR, dispersion and power. The effective conversion will occur when the OSNR is above 45 dB, the dispersion for the range of -200 and 200 ps/nm for 20 Gbit/s, and for the range of -50 and 50 for 40 Gbit/s, and the power mismatches are not exceed for the range of -10 and 10 mW. Finally, we showed that the converted signal obtained by our proposed method achieves the 2.3-THz effective conversion bandwidth by fixing the probe signal's wavelength at 1552.52 nm.

Department.....Electrical Engineering.....Student's signature.....
Field of study.....Electrical Engineering.....Advisor's signature.....
Academic year2006.....

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสร็จสมบูรณ์ได้ เนื่องด้วยความกรุณาของอาจารย์ที่ปรึกษา ผศ. ดร. พศุ แก้วปลั่ง ซึ่งมีส่วนช่วยในการประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้พื้นฐานที่เป็นประโยชน์ในการทำงานวิจัยทั้งทางตรงและทางอ้อม ให้คำแนะนำต่างๆ รวมไปถึงหลักการคิดเชิงวิเคราะห์และเชิงวิพากษ์ ตลอดจนคำวิจารณ์ในเชิงสร้างสรรค์เปรียบเสมือนรากฐานและแรงผลักดันให้วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จ ลุล่วงไปได้ด้วยดี

ผลงานวิจัยทั้งหมดสำเร็จได้ด้วยความอนุเคราะห์ด้านอุปกรณ์ และสถานที่ใช้ทำวิจัย ณ ห้องปฏิบัติการศูนย์เชี่ยวชาญเฉพาะด้านเทคโนโลยีโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย และขอขอบคุณโครงการเสริมสร้างความเชื่อมโยงระหว่างระหว่างภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและภาคเอกชนทางด้านการวิจัยและพัฒนา (Cooperation Project between department of electrical engineering and private sector research and development) ที่ให้เงินทุนสนับสนุนในการทำวิจัยตลอดระยะเวลา 1 ปี (2549-2550)

สิ่งดีๆ ที่ได้รับจากทุกคนล้วนเป็นส่วนสำคัญในการรังสรรค์ให้วิทยานิพนธ์นี้ประสบความสำเร็จ ดังนั้นจึงไม่มีคำกล่าวใดๆ ที่สามารถทดแทนสิ่งเหล่านั้นได้ จึงคงไว้ซึ่งความรู้สึกซาบซึ้ง และขอบคุณตลอดไป

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ฌ
สารบัญภาพ.....	ฎ
บทที่	
1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 แนวทางของวิทยานิพนธ์.....	5
1.3 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	5
1.4 ขั้นตอนดำเนินงาน	6
1.5 ขอบเขตวิทยานิพนธ์.....	6
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	7
2 ทฤษฎีการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงพื้นฐาน.....	8
2.1 ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสง.....	8
2.1.1 การส่งสัญญาณแสง.....	8
2.1.2 เส้นใยแสง.....	11
2.1.3 การรับสัญญาณแสง.....	14
2.1.4 การส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแสงระยะไกล.....	16
2.2 ทฤษฎีการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสง.....	16
2.2.1 การสูญเสียกำลังสัญญาณ (Attenuation loss)	17
2.2.2 Group velocity dispersion (GVD).....	19
2.2.3 ปรากฏการณ์เคอร์ (Kerr effect).....	21
2.3 การวัดคุณภาพสัญญาณแสง.....	26
3 การแปลงเชิงแสงทั้งหมดของการมอดูเลตสัญญาณแบบเปิดปิดเป็นพีเอสเค โดยอาศัยปรากฏการณ์ XPM.....	29

บทที่	หน้า
3.1 การแปลงการมอดูเลตสัญญาณโดยใช้เส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงเส้นเดียว	29
3.2 การแปลงการมอดูเลตสัญญาณโดยใช้เส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงสองเส้น.....	32
4 ผลการจำลองทางคณิตศาสตร์.....	36
4.1 ค่าพารามิเตอร์และการต่ออุปกรณ์ที่ใช้ในการจำลองทางคณิตศาสตร์.....	36
4.2 การเปรียบเทียบค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ กับสัญญาณ DPSK จริง.....	41
4.3 การเปรียบเทียบผลกระทบของดิสเพอร์ชันที่มีผลต่อสัญญาณหลังการแปลงรูปแบบ และสัญญาณ DPSK จริง.....	44
4.4 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนในสัญญาณข้อมูลก่อนการแปลงการมอดูเลต ที่ผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ.....	51
4.5 ผลกระทบของดิสเพอร์ชันในสัญญาณข้อมูลก่อนการแปลงรูปแบบ ที่ผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ.....	55
4.6 ผลกระทบของการเปลี่ยนกำลังของสัญญาณข้อมูลไปจากค่าที่เหมาะสม ที่มีผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ.....	60
4.7 ผลกระทบของการเปลี่ยนความยาวคลื่นของสัญญาณข้อมูลไปจากค่าที่เหมาะสม ที่มีผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ.....	64
4.8 ผลกระทบของความแตกต่างของความยาวเส้นใยแสงทั้งสอง ที่มีผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ.....	67
5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	71
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	71
5.2 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต.....	72
รายการอ้างอิง.....	73
ภาคผนวก.....	77
บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่.....	78
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	81

สารบัญตาราง

ตาราง	หน้า
ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติต่างๆ ของ HNL-DSF แบบ A และ B และ DSF	14
ตารางที่ 4.1 คุณสมบัติของ HNL-DSF และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลอง	37
ตารางที่ 4.2 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต และสัญญาณ DPSK จริง ที่กำลังสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับ เมื่อใช้อัตราข้อมูล 20 Gbps	42
ตารางที่ 4.3 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต และสัญญาณ DPSK จริง ที่กำลังสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับ เมื่อใช้อัตราข้อมูล 40 Gbps	43
ตารางที่ 4.4 คุณสมบัติของเส้นใยแสงแบบ SMF และ DCF	45
ตารางที่ 4.5 ค่าดิสเพอร์ชันสะสมตามระยะทางของสัญญาณที่มีความยาวคลื่น 1552.52 นาโนเมตร เมื่อเดินทางไปในเส้นใยแสงแบบ SMF และ DCF มีค่าความยาวต่างๆ	45
ตารางที่ 4.6 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต และสัญญาณ DPSK เมื่อมีดิสเพอร์ชันเป็น -200, -100, 100 และ 200 ps/km ที่กำลังของสัญญาณแสงค่าต่างๆ โดยมีอัตราบิตเป็น 20 Gbps	46
ตารางที่ 4.7 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตและสัญญาณ DPSK เมื่อมีดิสเพอร์ชันเป็น -75, -50, 50 และ 75 ps/km ที่กำลังของสัญญาณแสงค่าต่างๆ โดยมีอัตราบิตเป็น 40 Gbps	47
ตารางที่ 4.8 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อมีสัญญาณรบกวนใน Data Signal เป็น 10, 20 และ 30 dB ที่อัตราบิต 20 Gbps	53
ตารางที่ 4.9 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อมีสัญญาณรบกวนใน Data Signal เป็น 10, 20 และ 30 dB ที่อัตราบิต 40 Gbps	54
ตารางที่ 4.10 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อมีดิสเพอร์ชันในสัญญาณเป็น -250, -200, -100, 100, 200, 250 ps/nm ที่อัตราบิต 20 Gbps	57
ตารางที่ 4.11 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อมีสัญญาณรบกวนใน Data Signal เป็น 10, 20 และ 30 dB ที่อัตราบิต 40 Gbps	58
ตารางที่ 4.12 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อกำลังค่ายอดของสัญญาณ Data Signal เปลี่ยนจะค่าที่เหมาะสมไป -20, -15, -10, -5, 5, 10, 15 และ 20 mW ที่อัตราบิต 20 Gbps	61

ตารางที่ 4.13	ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อกำลังค่ายอดของสัญญาณ Data Signal เปลี่ยนจะค่าที่เหมาะสมไป -20, -15, -10, -5, 5, 10, 15 และ 20 mW ที่อัตราบิต 40 Gbps.....	62
ตารางที่ 4.14	ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อใช้สัญญาณ Data Signal.....	65
ตารางที่ 4.15	ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อใช้สัญญาณ Data Signal ที่มีความยาวคลื่นเป็น 1546.92, 1546.12, 1545.32 และ 1544.53 nm ที่อัตราบิต 40 Gbps.....	66
ตารางที่ 4.16	ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อเส้นใยแสงที่ใช้มีความยาวต่างกัน 1, 5, 7.5 และ 10 mm ที่อัตราบิต 20 Gbps.....	68
ตารางที่ 4.17	ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อเส้นใยแสงที่ใช้มีความยาวต่างกัน 1, 2.5 และ 5 mm ที่อัตราบิต 40 Gbps.....	69

สารบัญภาพ

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 1.1 ตัวกลางและการประยุกต์ใช้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่ต่างๆ.....	2
รูปที่ 2.1 ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง	8
รูปที่ 2.2 ลักษณะพัลส์สัญญาณ OOK (ก) จาก Direct Modulator, (ข) External Modulator	9
รูปที่ 2.3 สเปกตรัมและ Eye diagram ของสัญญาณ OOK แบบ (ก) NRZ (ข) RZ.....	10
รูปที่ 2.4 การมอดูเลตสัญญาณ DPSK	11
รูปที่ 2.5 การต่ออุปกรณ์ที่ใช้ในการส่งสัญญาณ DPSK.....	12
รูปที่ 2.6 คุณลักษณะของดัชนีหักเหของเส้นใยแสงแบบ HNL-DSF.....	13
รูปที่ 2.7 สัมประสิทธิ์การลดทอนและดิสเพอร์ชันที่ความยาวคลื่นต่างๆ.....	14
รูปที่ 2.8 ลักษณะของอุปกรณ์ และสัญญาณไฟฟ้าที่ได้จาก.....	15
รูปที่ 2.9 ระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงในระยะทางไกล	16
รูปที่ 2.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าการสูญเสียกำลังงาน และความยาวคลื่น (ก) อัตราการสูญเสียของเส้นใยแสงที่ผลิตมาตั้งแต่ปีค.ศ. 1970 (ข) องค์ประกอบของการสูญเสียในเส้นใยแสง.....	18
รูปที่ 2.11 การแจกแจงของความเร็วกลุ่มและ GVD เทียบกับความยาวคลื่น.....	19
รูปที่ 2.12 การแสดงการเกิด Inter-symbol interference	20
รูปที่ 2.13 ผลของ SPM ต่อพัลส์สัญญาณแบบเกาส์เซียน (ก) การเปลี่ยนแปลงเฟสที่ตำแหน่งต่างๆ ของพัลส์สัญญาณ(ข) เวกเตอร์ของความถี่ที่ตำแหน่งต่างๆ ของพัลส์สัญญาณ.....	22
รูปที่ 2.14 สเปกตรัมของสัญญาณที่มีเฟสสูงสุดค่าต่างๆ	23
รูปที่ 2.15 การแจกแจงความน่าจะเป็นของสัญญาณบิต 0 และ 1.....	27
รูปที่ 2.16 ลักษณะสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนที่เกิดขึ้นในสัญญาณที่ระดับ on กับ off	27
รูปที่ 2.17 การหาค่าเฉลี่ยและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานจาก Eye diagram.....	28
รูปที่ 3.1 การเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณโดยใช้เส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงเพียงเส้นเดียว.....	30
รูปที่ 3.2 การแจกแจงของความเร็วกลุ่มและ GVD เทียบกับความยาวคลื่น	30
รูปที่ 3.3 สเปกตรัมของสัญญาณ (ก) ก่อนเข้า HNLF (ข) หลังออกจาก HNLF	31

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 3.4 การเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณโดยใช้เส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงสองเส้น.....	32
รูปที่ 3.5 กำลังงานสัญญาณที่เหมาะสมที่ทำให้สัญญาณที่ผ่านการแปลงมีแอมพลิจูดแต่จะ บิตเท่ากัน	33
รูปที่ 3.6 Coupler (ก) ลักษณะของ Coupler (ข) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Splitting ratio และ ความยาวของ Coupling region.....	34
รูปที่ 3.7 การเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณโดยใช้เส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงสองเส้น ร่วมกับอุปกรณ์ลดทอนสัญญาณ.....	35
รูปที่ 4.1 กำลังของสัญญาณ Probe ที่ออกมาจาก HNL#2.....	38
รูปที่ 4.2 รูปแบบการต่ออุปกรณ์ต่างๆ ในการจำลองทางคณิตศาสตร์.....	40
รูปที่ 4.3 (ก) กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และกำลังสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับ สัญญาณ ที่อัตราข้อมูล 20 Gbps (ข) Eye diagram ของสัญญาณที่ผ่านการ แปลงการมอดูเลตที่กำลังสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับ -37 dBm (ค) Eye diagram ของสัญญาณ DPSK จริงที่กำลังสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับ สัญญาณ -37 dBm.....	42
รูปที่ 4.4 (ก) กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และกำลังสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับ สัญญาณ ที่อัตราข้อมูล 40 Gbps (ข) Eye diagram ของสัญญาณที่ผ่านการ แปลงการมอดูเลตที่กำลังสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับ -34 dBm (ค) Eye diagram ของสัญญาณ DPSK จริงที่กำลังสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับ สัญญาณ -34 dBm.....	43
รูปที่ 4.5 ลักษณะพัลส์ของ Probe Signal (ก) ที่ออกจาก Fiber#1 (ข) ที่ออกจาก Fiber#2 และ (ค) สัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต	44
รูปที่ 4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และกำลังของสัญญาณ (ก) ที่ผ่านการแปลงและ (ข) สัญญาณ DPSK ก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ เมื่อมีดิสเพอร์ชันเป็น -200, - 100, 100 และ 200 ps/nm โดยมีอัตราบิตเป็น 20 Gbps.....	48
รูปที่ 4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และกำลังของสัญญาณ (ก) ที่ผ่านการแปลงและ (ข) สัญญาณ DPSK ก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ เมื่อมีดิสเพอร์ชันเป็น -75, -50, 50 และ 75 ps/nm โดยมีอัตราบิตเป็น 40 Gbps.....	49
รูปที่ 4.8 ความทนต่อดิสเพอร์ชันของสัญญาณที่ผ่านการแปลง และสัญญาณ DPSK ที่ อัตราข้อมูล 20 Gbps.....	50

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 4.9 ความทนต่อดิสเพอร์ชันของสัญญาณที่ผ่านการแปลง และสัญญาณ DPSK ที่อัตราข้อมูล 40 Gbps.....	50
รูปที่ 4.10 Chirp ของ Anomalous dispersion และ XPM.....	51
รูปที่ 4.11 การหักล้างกันของ Positive chirp ของ SPM กับ Negative chirp ของ Anomalous dispersion ของปรากฏการณ์ Soliton	51
รูปที่ 4.12 พัลส์สัญญาณ Data Signal (ก) เมื่อไม่มีสัญญาณรบกวน (ข) สัญญาณรบกวน 10 dB (ค) 20 dB (ง) 30 dB	52
รูปที่ 4.13 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อไม่มีและมีสัญญาณรบกวนใน Data Signal เป็น 10 dB, 20dB, 30dB เมื่อใช้อัตราบิต 20 Gbps	53
รูปที่ 4.14 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อไม่มีและมีสัญญาณรบกวนใน Data Signal เป็น 10 dB, 20dB, 30dB เมื่อใช้อัตราบิต 40 Gbps	54
รูปที่ 4.15 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Power penalty และค่า OSNR ของสัญญาณ Data Signal เมื่อใช้อัตราบิตเป็น 20 และ 40 Gbps.....	55
รูปที่ 4.16 ลักษณะพัลส์ของสัญญาณที่อัตราบิตเป็น 20 Gbps	56
รูปที่ 4.17 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อไม่มีและมีดิสเพอร์ชันใน Data Signal เป็น -250, -200, -100, 100, 200, 250 ps/nm เมื่อใช้อัตราบิต 20 Gbps	57
รูปที่ 4.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อไม่มีและมีดิสเพอร์ชันใน Data Signal เป็น -75, -50, -25, 25, 50, 75 ps/nm เมื่อใช้อัตรา 40 Gbps	59
รูปที่ 4.19 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Power penalty และค่าดิสเพอร์ชันของสัญญาณ Data Signal เมื่อใช้อัตราบิตเป็น 20 และ 40 Gbps	60

รูปที่ 4.20	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อมีกำลังค่ายอดของ Data Signal เปลี่ยนจะค่าที่เหมาะสมไป -20, -15, -10, -5, 5, 10, 15 และ 20 mW เมื่อใช้อัตราบิต 20 Gbps.....	62
รูปที่ 4.21	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อมีกำลังค่ายอดของ Data Signal เปลี่ยนจะค่าที่เหมาะสมไป -20, -15, -10, -5, 5, 10, 15 และ 20 mW เมื่อใช้อัตราบิต 40 Gbps.....	63
รูปที่ 4.22	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Power penalty และค่าตามแตกต่างของ กำลังสัญญาณ Data Signal กับค่าที่เหมาะสม (Power Mismatch) ที่ 20 และ 40 Gbps.....	64
รูปที่ 4.23	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อ Data Signal มีความยาวคลื่นเป็น 1547.72 (Converted Signal), 1546.92, 1546.12 และ 1545.32 nm เมื่อใช้อัตราบิต 20 Gbps.....	65
รูปที่ 4.24	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อ Data Signal มีความยาวคลื่นเป็น 1565.50, 1558.98, 1557.36, 1547.72 (Converted Signal), 1546.92, 1546.12 และ 1545.32 nm เมื่อใช้อัตราบิต 40 Gbps.....	66
รูปที่ 4.25	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Power penalty และความยาวคลื่นของ สัญญาณ Data Signal เมื่อมีอัตราบิตเป็น 20 และ 40 Gbps.....	67
รูปที่ 4.26	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อเส้นใยแสงที่ใช้มีความยาวต่างกัน 1, 5, 7.5 และ 10 mm เมื่อใช้อัตราบิต 20 Gbps.....	69
รูปที่ 4.27	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตเมื่อเส้นใยแสงที่ใช้ มีความยาวต่างกัน 1, 2.5 และ 5 mm ที่อัตราบิต 40 Gbps.....	70
รูปที่ 4.28	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Power penalty และความแตกต่างของ ความยาวเส้นใยแสง เมื่อมีอัตราบิตเป็น 20 และ 40 Gbps.....	70

บทที่ 1

บทนำ

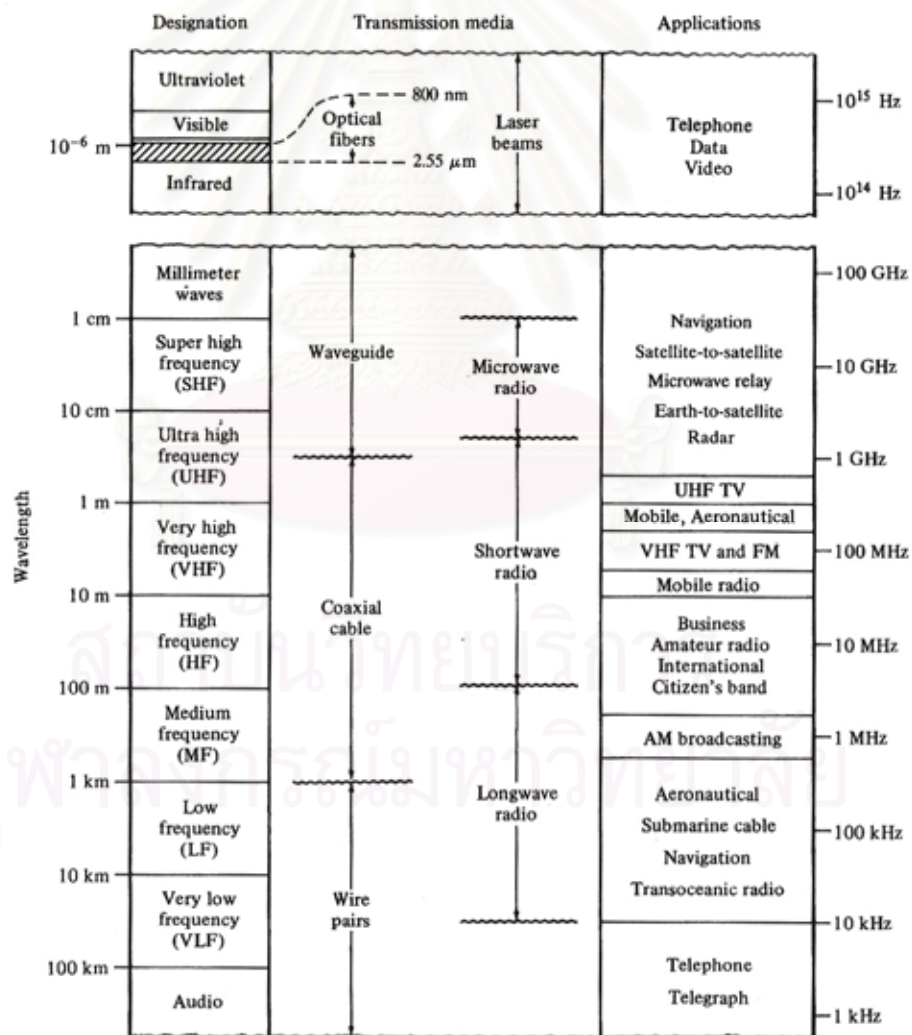
การสื่อสารแลกเปลี่ยนข้อมูลเป็นส่วนหนึ่งที่สำคัญในชีวิตประจำวันของมนุษย์ จึงการพัฒนาศักยภาพของเทคโนโลยีการสื่อสารอย่างต่อเนื่อง ทั้งในเชิงปริมาณและเชิงคุณภาพจากนักวิจัยและผู้เชี่ยวชาญมากมาย วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นอีกส่วนหนึ่งที่ได้นำเสนอแนวทางในการพัฒนารูปแบบและวิธีการ ซึ่งมีส่วนช่วยพัฒนาระบบการสื่อสารให้มีคุณภาพดีขึ้น โดยเนื้อหาในบทนี้ได้กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหาที่นำมาศึกษา จากนั้นได้เสนอแนวทางของวิทยานิพนธ์ วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ รวมไปถึงขั้นตอนการดำเนินงานและประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากวิทยานิพนธ์

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

นับตั้งแต่อดีตที่ผ่านมามนุษย์มีความต้องการในการติดต่อสื่อสารซึ่งกันและกัน จึงก่อให้เกิดการพัฒนาของระบบสื่อสารเพื่อนำพาข้อมูลจากจุดหนึ่งไปยังจุดอื่น ๆ ได้ ตลอดช่วงหลายสิบปีที่ผ่านมาได้มีการพัฒนาระบบสื่อสารอย่างต่อเนื่องเพื่อตอบสนองต่อความต้องการหลายอย่างเช่น ความต้องการอัตราข้อมูลที่สูงขึ้นเรื่อยๆ และ ความต้องการเพิ่มระยะทางในการส่งให้ไกลขึ้น ยุคของการสื่อสารด้วยระบบอิเล็กทรอนิกส์เริ่มขึ้นตั้งแต่เมื่อปี ค.ศ. 1838 ซึ่งมีการประดิษฐ์เครื่องโทรเลขกราฟ เครื่องแรกของโลกขึ้นมาได้โดย Samuel F.B. Morse [1] โดยในการส่งข้อมูลด้วยระบบอิเล็กทรอนิกส์นั้นต้องอาศัยการแทรกข้อมูลเข้าไปในคลื่นพาห์ (Carrier) ดังนั้นเมื่อต้องการส่งข้อมูลให้ได้อัตราข้อมูลที่เพิ่มขึ้น จำเป็นต้องหาตัวกลางสื่อสัญญาณ (Transmission media) ที่สามารถรองรับคลื่นพาห์ความถี่สูงๆ ได้ ดังรูปที่ 1.1 ซึ่งแสดงตัวกลางสื่อสัญญาณและการใช้ประโยชน์จากคลื่นพาห์ความถี่ต่างๆ จะเห็นได้ว่าสายทองแดงสามารถรองรับความถี่ [1],[2] ได้เพียง ระดับเมกะเฮิรตซ์สำหรับสายตีเกลียวคู่ (Twisted pair) และระดับกิกะเฮิรตซ์สำหรับสายร่วมแกน (Coaxial cable) โดยที่ระดับความถี่ดังกล่าวยังไม่สามารถตอบสนองต่อความต้องการได้ในปัจจุบันได้ ดังนั้นจึงมีการพัฒนาเส้นใยแสงขึ้นมา [3] เพื่อรองรับกับคลื่นพาห์ในระดับความถี่หลายๆ เทระเฮิรตซ์ ซึ่งตรงกับช่วงของแสงที่เรามองเห็นนั่นเอง โดยเส้นใยแสงที่พัฒนามาขึ้นมานี้ยังมีข้อดีอีกมากมายเมื่อเทียบกับสายทองแดง ตัวอย่างเช่น

- (1) เส้นใยแสงมีอัตราการสูญเสียพลังงานแสงในเส้นใยแสงต่ำ ทำให้ส่งสัญญาณได้ระยะทางไกลกว่าและใช้อุปกรณ์ทวนสัญญาณรวมทั้งอุปกรณ์ขยายสัญญาณน้อยกว่าการสื่อสารแบบอื่น

- (2) เส้นใยแสงมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบาซึ่งสามารถติดตั้งได้ง่าย จากการใช้ขนาดเล็กจึงสามารถรวมเส้นใยแสง หลายเส้นเข้าด้วยกันเป็นสายเคเบิลทำให้ได้จำนวนเส้นที่มากขึ้น เป็นการเพิ่มช่องทางการสื่อสารให้มากขึ้นจากการใช้พื้นที่เท่าเดิม
- (3) เส้นใยแสงถูกผลิตมาจากวัสดุฉนวนไฟฟ้า จึงปราศจากสัญญาณรบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ทำให้มีความถูกต้องของสัญญาณสูงเมื่อเปรียบเทียบกับสื่อประเภทอื่น ข่าวสารที่ส่งไปกับแสงจะมีตำแหน่งรับและส่งที่แน่นอน ดังนั้นการแอบลักลอบใช้สัญญาณทางแสงเพื่อดักฟังจึงไม่สามารถกระทำได้
- (4) เส้นใยแสงทำจากวัสดุที่ไม่มีการเฉื่อยและการออกแบบสายเคเบิลของเส้นใยแสงมีความต้านทานต่อทั้งอุณหภูมิและความชื้น ทำให้สามารถนำเส้นใยแสงไปใช้ได้ น้ำได้และเส้นใยแสงยังมีอายุการใช้งานที่ยาวนานอีกด้วยซึ่งเส้นใยแสงบางเส้นมีอายุการใช้งานประมาณ 40 ปี อีกทั้งความต้องการการบำรุงรักษายังน้อยมาก



รูปที่ 1.1 ตัวกลางและการประยุกต์ใช้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่ต่างๆ

จากข้อดีที่ได้กล่าวมา เห็นได้ว่าโครงข่ายทางแสง (Optical network) ที่ใช้เส้นใยแสงเป็นตัวกลางสื่อสารสัญญาณนั้น มีความเหมาะสมอย่างยิ่งในการใช้เป็นโครงข่ายแกนหลัก (Core Network), โครงข่ายขนส่งระยะไกล (Long-haul Network), โครงข่ายบริเวณกว้าง (WAN) หรือแม้กระทั่งโครงข่ายนครหลวง (MAN) แต่ด้วยความต้องการอัตราข้อมูลที่ยังมีอยู่อย่างไม่จำกัด ทำให้ยังคงมีการพัฒนาโครงข่ายทางแสงอย่างต่อเนื่อง เช่น ความพยายามในการลดอัตราการสูญเสียในเส้นใยแสง [4], การประดิษฐ์เครื่องขยายสัญญาณแบบอีดีเอฟเอ (EDFA) [5], การจัดการผลกระทบของดิสเพอร์ชันด้วยวิธี Dispersion Management [6], การใช้วิธีสังยุคเฟสแสง (Optical phase conjugation, OPC) เพื่อลดผลกระทบของดิสเพอร์ชันและความไม่เป็นเชิงเส้น [7], การส่งสัญญาณแบบหลายความยาวคลื่น (WDM) [8] และการควบคุมความผิดพลาดล่วงหน้า (FEC) [9] เป็นต้น ซึ่งการพัฒนาดังกล่าวสามารถช่วยเพิ่มแบนด์วิดท์และระยะทางของโครงข่ายได้ แต่สิ่งหนึ่งซึ่งยังคงเดิมตั้งแต่มีการใช้โครงข่ายทางแสงมา คือ การมอดูเลตสัญญาณ (Signal Modulation) ที่ยังคงใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบเปิดปิด (On-off keying, OOK) อยู่ทั้งในแบบกลับสู่ศูนย์ (Return-to-zero, RZ) และ แบบไม่กลับสู่ศูนย์ (Nonreturn-to-zero, NRZ) ซึ่งการใช้รูปแบบสัญญาณดังกล่าวยังไม่สามารถดึงเอาศักยภาพที่แท้จริงของโครงข่ายมาใช้ได้ ดังนั้นการเปลี่ยนไปใช้การมอดูเลตสัญญาณขั้นสูง (Advanced Modulation Format) [2] เช่น ดูโอไบนารี (Duobinary), เอเอ็มไอ (Alternate mark inversion, AMI), ซีเอสอาร์แซด (Carrier-suppressed return-to-zero, CSRZ) และ พีเอสเค (Phase-shift keying, PSK) สามารถช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของโครงข่ายได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งการใช้การมอดูเลตแบบดีพีเอสเค (DPSK) [10] ซึ่งมีข้อดีกว่า OOK คือ มีความต้องการอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทางแสง (OSNR) เพียงครึ่งหนึ่งของ OOK เพื่อให้ได้อัตราความผิดพลาดบิต (BER) ที่เท่ากันเมื่อใช้กับเครื่องรับสัญญาณแบบสมดุล (Balanced Detector) [10] และยังคงมีความทนทานต่อความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง (Fiber nonlinearity) สูง เนื่องจากมีกำลังสัญญาณที่คงและมีกำลังคายอดที่ต่ำกว่า OOK เมื่อใช้กำลังงานเฉลี่ยที่เท่ากัน

อันที่จริงแล้ว DPSK มีใช้มาตั้งแต่ปี ค.ศ. 1980-1990 เนื่องจากสามารถส่งไปได้ไกลกว่า OOK เมื่อใช้กำลังงานที่เท่ากัน แต่เมื่อมีการค้นพบอุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบ EDFA ทำให้ความนิยมใน DPSK ลดลง เพราะกำลังงานที่ใช้ในการส่งสัญญาณไม่ได้เป็นข้อจำกัดอีกต่อไป ทั้งการใช้ DPSK ยังมีความยุ่งยากในการรับสัญญาณที่ต้องใช้อุปกรณ์แบบอาพันธ์ (Coherent) อีกด้วย แต่ในปัจจุบันงานวิจัยที่ใช้ OOK ในการส่งสัญญาณได้มาถึงข้อจำกัดแล้ว ดังนั้นงานวิจัยสมัยใหม่จึงเริ่มกลับมาสนใจการใช้ DPSK อีกครั้งหนึ่ง ดังเช่นงานวิจัย [11] ทำการส่งสัญญาณ RZ-DPSK แบบ WDM จำนวน 80 ช่องสัญญาณ อัตราบิตช่องสัญญาณละ 42.7 Gbps รวมเป็น 3.2 Tbps เป็นระยะทาง 5200 km, [12] ทำการส่งสัญญาณ RZ-DPSK แบบ DWDM จำนวน

373 ช่องสัญญาณ อัตราบิตช่องสัญญาณละ 10 Gbps รวมเป็น 3.73 Tbps เป็นระยะทาง 11,000 กิโลเมตร, [13] ทำการส่งสัญญาณ RZ-DPSK เปรียบเทียบกับ RZ-OOK และ NRZ-DPSK เปรียบเทียบกับ NRZ-OOK โดยส่ง 100 ช่องสัญญาณๆ ละ 10 Gbps พบว่าเมื่อส่งได้ระยะทาง 9180 กิโลเมตร สัญญาณ DPSK มีค่า Q ดีกว่าสัญญาณ OOK อยู่ 3 เดซิเบล, [14] ทำการส่งสัญญาณ RZ-DPSK เปรียบเทียบกับ RZ-OOK ในระบบ WDM โดยใช้อัตราบิตช่องสัญญาณละ 10 Gbps พบว่าเมื่อใช้ Spectral efficiency ต่ำๆ สัญญาณ OOK จะมีคุณภาพที่ดีกว่า DPSK เมื่อเพิ่ม Spectral efficiency สูงขึ้นเป็น 0.2 b/s/Hz พบสัญญาณ DPSK และ OOK มีคุณภาพใกล้เคียงกัน และถ้าเพิ่ม Spectral efficiency ให้สูงกว่า 0.4 b/s/Hz พบว่าสัญญาณ DPSK จะดีกว่าสัญญาณ OOK อย่างเห็นได้ชัดและ [15] ที่ทำการส่งสัญญาณ DPSK เปรียบเทียบกับสัญญาณ OOK ที่ 160 Gbps ที่เกิดจากการนำสัญญาณ 40 Gbps มาทำการ Multiplexing แบบ OTDM พบว่าสัญญาณ DPSK สามารถเพิ่ม Receiver sensitivity ได้ถึง 4 dB

จากแนวโน้มดังกล่าวทำให้ในอนาคตอันใกล้นี้จะมีช่วงรอยต่อในการเปลี่ยนการมอดูเลตสัญญาณในแต่ละโครงข่าย ซึ่งโครงข่ายเหล่านี้ยังคงต้องเชื่อมต่อกันอยู่ ดังนั้นจึงมีความต้องการอุปกรณ์ที่สามารถเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณระหว่าง OOK และ DPSK ได้ โดยเฉพาะถ้าเป็นอุปกรณ์ที่สามารถเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณโดยใช้การประมวลผลสัญญาณทางแสงทั้งหมด ซึ่งสามารถลดจำนวนของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ต้องอาศัยการเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นไฟฟ้าและเป็นแสงอีกครั้ง (Optical-to-electrical-to-optical, OEO) ถ้าโครงข่ายยังมีอัตราบิตที่สูง อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ใน OEO ก็ต้องทำงานที่ความเร็วสูงตามไปด้วย ซึ่งก็มีราคาที่สูงตามไปด้วยเช่นกัน และใน [16] พบว่านอกจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์จะมีความเร็วสูงแล้วยังต้องมีการตอบสนองที่ไวด้วย คืออุปกรณ์ OEO จะต้องมีค่า Rise time ที่ต่ำเพื่อให้ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

มีการศึกษาวิจัยอุปกรณ์ประมวลผลสัญญาณแบบทางแสงทั้งหมดอยู่มากมาย เช่น อุปกรณ์คืนสภาพสัญญาณ (Signal Regeneration) [17]-[19], อุปกรณ์เปลี่ยนความยาวคลื่น (Wavelength Conversion) [20]-[23], อุปกรณ์เปลี่ยนรูปแบบสัญญาณระหว่าง RZ และ NRZ [24], [25] อุปกรณ์เปลี่ยนสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เป็นเฟส [26], อุปกรณ์ดำเนินการตรรกะ (Logic Operation) [27], อุปกรณ์เปลี่ยนสัญญาณมอดูเลตความถี่เป็นแอมพลิจูด [28] เป็นต้น แต่การเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณจากการมอดูเลตแอมพลิจูดเป็นเฟส มีงานวิจัยเพียงหนึ่งงาน [29] ที่นำเสนอการแปลงสัญญาณจาก NRZ-OOK เป็น RZ-BPSK โดยนำเอาเครื่องขยายสัญญาณแบบสารกึ่งตัว (Semiconductor optical amplifier, SOA) นำมาต่อกันในแบบเอ็มแซดไอ (MZI, Mach-Zehnder interferometer) ซึ่งสามารถแปลงรูปแบบสัญญาณที่อัตราข้อมูล 10.7 กิกะบิตต่อวินาที โดยมี Power penalty 2.9 dB เมื่อเทียบกับการส่งแบบ OOK ข้อจำกัดของงานวิจัยนี้คืออัตราข้อมูลที่สามารถแปลงรูปแบบสัญญาณได้เพียงประมาณ 10 Gbit/s เนื่องจาก

ข้อจำกัดของ SOA ซึ่งจะเกิดการอิมพัลส์ในการขยายสัญญาณที่เกิดชั่วชีวิตของพาหะ (Carrier lifetime) ไม่ไวพอ แต่โครงข่ายที่ใช้สัญญาณ OOK ในปัจจุบันยังสามารถปรับปรุงโดยการเพิ่มอัตราข้อมูลขึ้นไปอีกได้ ดังนั้นจึงยังคงต้องการอุปกรณ์แปลงการมอดูเลตสัญญาณที่รองรับกับอัตราข้อมูลที่สูงขึ้นนี้ได้

1.2 แนวทางของวิทยานิพนธ์

ปรากฏการณ์เคอร์ [30]-[32] เป็นปรากฏการณ์ความไม่เป็นเชิงเส้นที่เกิดขึ้นในเส้นใยแสงซึ่งประกอบไปด้วยปรากฏการณ์ SPM [30], XPM [31] และ FWM [30] โดยที่ปรากฏการณ์ SPM และ XPM เป็นปรากฏการณ์ที่กำลังสัญญาณส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงเฟสของพัลส์สัญญาณได้ แต่เนื่องจาก SPM เป็นการเปลี่ยนแปลงเฟสสัญญาณที่เกิดจากกำลังสัญญาณของพัลส์สัญญาณนั่นเอง จึงไม่สามารถใช้ในการเปลี่ยนการมอดูเลตสัญญาณจาก OOK เป็น PSK ได้ เพราะ OOK มีพัลส์สัญญาณที่มีกำลังงานเฉพาะบิต 1 เท่านั้น ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะศึกษาการเปลี่ยนการมอดูเลตสัญญาณจาก OOK เป็น PSK โดยอาศัยปรากฏการณ์ XPM ที่เกิดขึ้นภายในเส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง (Highly nonlinear fiber, HNLF) [22] ปรากฏการณ์ XPM สามารถตอบสนองกับการส่งข้อมูลที่อัตราข้อมูลสูงๆ ได้ เนื่องจากปรากฏการณ์ XPM สามารถตอบสนองที่อัตราบิตสูงมากได้เช่น [33] สามารถใช้ที่อัตราบิต 100 Gbps ได้ ซึ่งการเปลี่ยนการมอดูเลตสัญญาณจาก OOK เป็น PSK สามารถนำไปใช้ในการเชื่อมต่อโครงข่ายที่ใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบ OOK และ DPSK ได้ ช่วยให้โครงข่ายทั้งสองสามารถเชื่อมต่อกันได้ในวงเวลาย่อยต่อของการยกระดับ (Upgrade) โครงข่าย OOK เป็น DPSK ได้

1.3 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

นำเสนอวิธีการแปลงรูปแบบสัญญาณเชิงแสงทั้งหมดของการมอดูเลตสัญญาณแบบเปิดปิด (On-off keying, OOK) เป็นสัญญาณแบบพีเอสเค (PSK) โดยอาศัยปรากฏการณ์ XPM ซึ่งสามารถตอบสนองกับอัตราข้อมูลที่สูงมากได้

1.4 ขั้นตอนดำเนินงาน

1. ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสง
2. ศึกษาการมอดูเลตสัญญาณที่ใช้ในการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสง
3. ศึกษาการประมวลสัญญาณโดยอาศัยอุปกรณ์ทางแสงทั้งหมด
4. นำเสนอวิธีในการแปลงรูปแบบสัญญาณจาก OOK เป็น BPSK โดยอาศัยการประมวลสัญญาณทางแสงทั้งหมดผ่านปรากฏการณ์ XPM
5. ทำการจำลองทางคณิตศาสตร์ เพื่อทดสอบวิธีการแปลงรูปแบบสัญญาณที่นำเสนอ และทำการหาคุณภาพของสัญญาณหลังแปลงเมื่อเทียบกับสัญญาณ PSK จริง
6. ศึกษาความทนทานต่อการเกิดดิสเพอร์ชันของสัญญาณหลังการแปลงสัญญาณ
7. ศึกษาผลกระทบจากสัญญาณรบกวนในสัญญาณ OOK ที่มีผลต่อการแปลงรูปแบบสัญญาณ
8. ศึกษาผลกระทบจากดิสเพอร์ชันในสัญญาณ OOK ที่มีผลต่อการแปลงรูปแบบสัญญาณ
9. ศึกษาผลกระทบจากการเปลี่ยนกำลังของสัญญาณ OOK ไปจากค่าที่เหมาะสม ที่ส่งผลกระทบต่อสัญญาณหลังการแปลงรูปแบบ
10. หาช่วงความยาวคลื่นของสัญญาณ OOK ที่ยังคงสามารถแปลงรูปแบบสัญญาณได้อย่างถูกต้อง
11. ศึกษาการแปลงสัญญาณจาก OOK เป็น PSK โดยใช้อัตราข้อมูลต่างๆ กัน
12. เรียบเรียงวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์

1.5 ขอบเขตวิทยานิพนธ์

1. ในการศึกษาของวิทยานิพนธ์นี้จะทำการจำลองทางคณิตศาสตร์เท่านั้น โดยอาศัยชุดโปรแกรมสำเร็จรูปของ Optiwave ซึ่งเป็นโปรแกรมที่ได้รับการยอมรับว่ามีผลจากการจำลองที่ถูกต้องใกล้เคียงกับการทดลองจริง
2. ในการจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับการแปลงรูปสัญญาณ โดยใช้บิตข้อมูลแบบเลขสุ่มเทียม (Pseudo-random number) จำนวน $2^{11}-1$ บิต และอัตราการสุ่ม 1.28 THz เนื่องจากในการจำลองพบว่าการเพิ่มจำนวนบิตและอัตราการสุ่ม ไม่ได้ทำให้สัญญาณที่ได้มีความแตกต่างกัน

3. ในการจำลองทางคณิตศาสตร์จะคำนึงถึงผลความไม่เป็นเชิงเส้นภายในเส้นใยแสง เฉพาะปรากฏการณ์เคอร์เท่านั้น เนื่องจากปรากฏการณ์ความไม่เป็นเชิงเส้นอื่นๆ มีผลต่อระบบที่ใช้น้อยมาก
4. ทำการทดสอบเฉพาะผลกระทบของดิสเพอร์ชันที่มีผลต่อสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เปรียบเทียบกับสัญญาณที่มอดูเลตแบบ DPSK เนื่องจากระบบแปลงการมอดูเลตที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้อาศัยปรากฏการณ์ XPM ซึ่งมีผลต่อองค์ประกอบความถี่ย่อยในสัญญาณ ดังนั้นการทดสอบผลกระทบของดิสเพอร์ชันซึ่งมีผลกระทบต่อองค์ประกอบความถี่ย่อยเช่นกัน จึงผลแตกต่างการระหว่างสัญญาณที่ผ่านการแปลงและสัญญาณ DPSK
5. ทำการทดสอบความไม่เป็นอุดมคติของสัญญาณที่ต้องการแปลง เฉพาะผลของสัญญาณรบกวนและดิสเพอร์ชัน เนื่องจากผลกระทบทั้ง 2 มีผลต่อกำลังของสัญญาณที่ต้องการแปลงการมอดูเลต ซึ่งจะส่งผลกระทบโดยตรงกับประสิทธิภาพของระบบแปลงการมอดูเลตที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้
6. ทำการทดสอบหาช่วงการทำงานของสัญญาณที่ต้องการแปลง เฉพาะการเปลี่ยนกำลังสัญญาณและความยาวคลื่นไปจากจุดที่เหมาะสมเท่านั้น เพื่อหาช่วงการทำงานของระบบแปลงการมอดูเลตที่มีประสิทธิภาพ

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

สามารถนำทฤษฎีในการแปลงการมอดูเลชันจาก OOK เป็น PSK ด้วยอุปกรณ์ทางแสงทั้งหมด มาสร้างเป็นอุปกรณ์ที่สามารถนำมาใช้ในการเชื่อมต่อระหว่างโครงข่ายในช่วงเวลาหยุดต่อในการเปลี่ยนการมอดูเลชัน ที่โครงข่ายในปัจจุบันใช้แบบ OOK ไปยังโครงข่ายที่ใช้แบบ PSK ได้

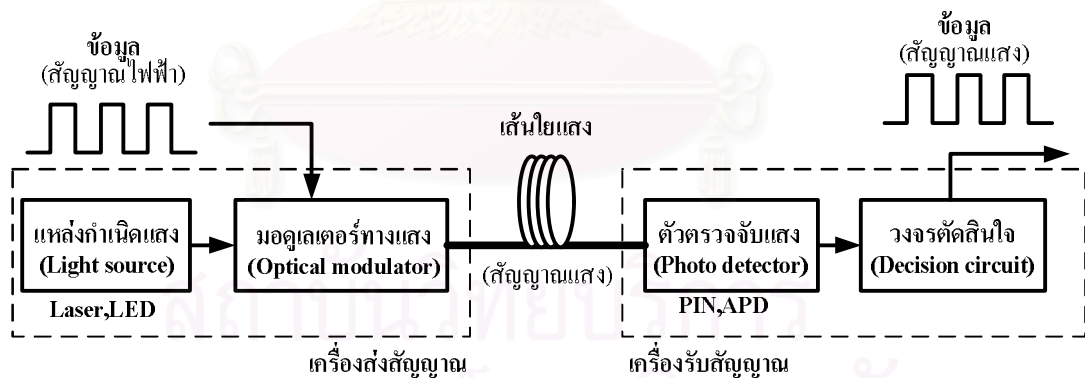
บทที่ 2

ทฤษฎีการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงพื้นฐาน

เนื้อหาของทฤษฎีที่กล่าวถึงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งออกเป็น 2 ส่วน ซึ่งในส่วนแรกจะกล่าวถึง ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสงขั้นพื้นฐาน การส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงในระยะไกล รวมไปถึงการแนะนำให้รู้จักว่าอุปกรณ์ที่จำเป็นต้องมีในระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสงและการมอดูเลตที่ใช้ในการส่งสัญญาณ สำหรับส่วนที่ 2 เป็นการแนะนำถึงทฤษฎีการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสง การกล่าวถึงผลกระทบต่างๆที่มีต่อสัญญาณในการเดินทางผ่านเส้นใยแสงซึ่งได้แก่ปรากฏการณ์เคอร์และดิสเพอร์ชัน

2.1 ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสง

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

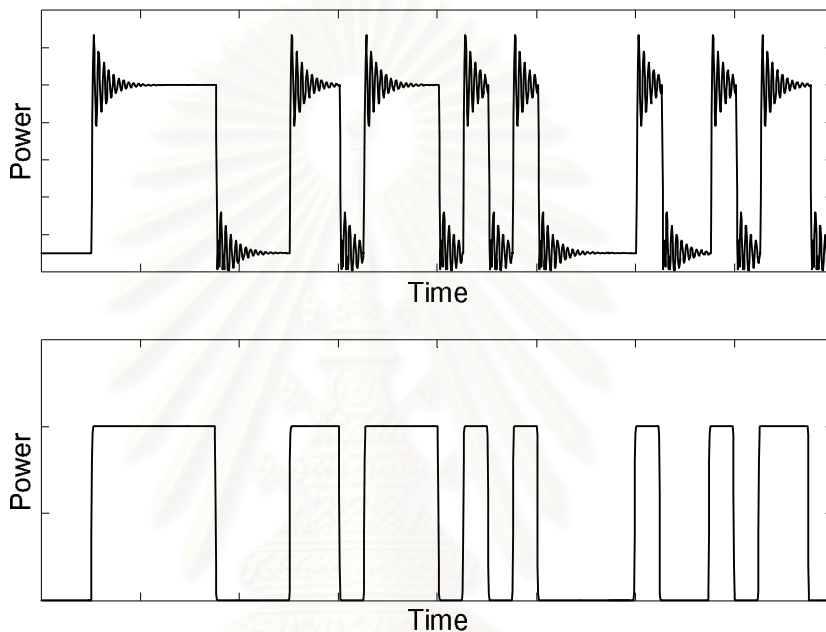


รูปที่ 2.1 ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง

2.1.1 การส่งสัญญาณแสง

ลักษณะการมอดูเลตของอุปกรณ์ส่งสัญญาณแสงมีอยู่กัน 2 แบบ คือ 1) การมอดูเลตโดยตรง (Direct Modulator) เป็นการมอดูเลตสัญญาณไฟฟ้าไปยังแหล่งกำเนิดสัญญาณ (Light source) และ 2) การมอดูเลตภายนอก (External Modulator) ซึ่งต้องอาศัยอุปกรณ์อินเตอร์ฟีโร

มิเตอร์มาใช้ในการมอดูเลตสัญญาณแสง แทนการมอดูเลตไปยังแหล่งกำเนิดแสงโดยตรง ซึ่งการใช้ External Modulator จะได้ลักษณะพัลส์สัญญาณแสงที่คล้ายกับสัญญาณไฟฟ้ามากกว่า Direct Modulator ดังรูปที่ 2.2 (ก) แสดงลักษณะพัลส์สัญญาณจากการจำลองทางคณิตศาสตร์ของสัญญาณ OOK แบบ NRZ ที่ได้จาก Direct Modulator และ รูปที่ 2.2 (ข) ได้จาก External Modulator โดยข้อดีของ Direct Modulator คือใช้อุปกรณ์มีความซับซ้อนน้อยและราคาถูก แต่ข้อเสีย คือไม่สามารถให้กำเนิดสัญญาณที่มีอัตราบิตสูงเท่า External Modulation ได้



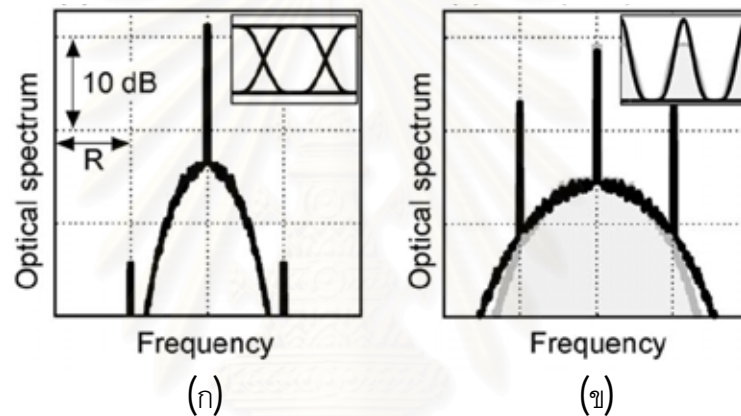
รูปที่ 2.2 ลักษณะพัลส์สัญญาณ OOK (ก) จาก Direct Modulator, (ข) External Modulator

2.1.1.1 การมอดูเลตสัญญาณทางแสง

เนื่องจากสัญญาณแสงมีคุณสมบัติทางกายภาพอยู่ 3 อย่างคือ กำลังงาน (Power), เฟส (รวมถึงความถี่) และการโพลาไรเซชัน ซึ่งในการส่งข้อมูลสามารถนำเอาคุณสมบัติด้วยกำลังงานและเฟสมาใช้ได้ ดังนั้นการมอดูเลตสัญญาณแสงจึงถูกแบ่งออกเป็น 2 ประเภทหลักๆ คือ การมอดูเลตความเข้มแสง และการมอดูเลตเชิงมุม

2.1.1.1.1 การมอดูเลตความเข้มแสง

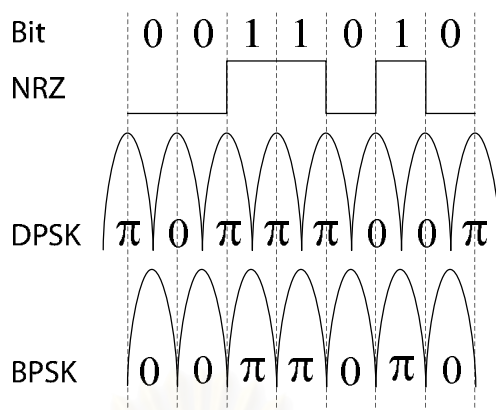
การมอดูเลตความเข้มแสงที่นิยมใช้ในการส่งสัญญาณแสงคือ OOK ซึ่งเป็นการมอดูเลตที่ส่งกำลังทางแสงอยู่ 2 ระดับ คือเมื่อต้องการส่งบิต 1 ก็จะมีพัลส์สัญญาณแสง และเมื่อเป็นบิต 0 ก็จะไม่มีการส่งพัลส์สัญญาณ นอกจากนี้เรายังมีแบบสัญญาณ OOK ออกเป็นอีก 2 ชนิดคือ NRZ และ RZ ซึ่งมีลักษณะ Eye diagram ดังรูปที่ 2.10 จะเห็นได้ว่าสัญญาณแบบ NRZ จะมีกำลังสัญญาณของบิต 1 จะคงที่ตลอดช่วงบิต (Bit period) แต่ RZ กำลังสัญญาณจะกลับสู่ระดับ 0 ดังนั้นการส่งสัญญาณแบบ NRZ จำเป็นต้องใช้กำลังงานเฉลี่ยที่สูงกว่า RZ แต่จะใช้แบนด์วิดท์ที่ต่ำกว่า RZ ดังเห็นได้จากสเปกตรัมของสัญญาณทั้งสองในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.3 สเปกตรัมและ Eye diagram ของสัญญาณ OOK แบบ (ก) NRZ (ข) RZ

2.1.1.1.2 การมอดูเลตเชิงมุม

การมอดูเลตเชิงมุมที่นิยมใช้ในการส่งสัญญาณแสงคือ DPSK ซึ่งเป็นการมอดูเลตที่เก็บข้อมูลบิตไว้ที่ความแตกต่างเฟสของสัญญาณ ดังรูปที่ 2.4 จะพบว่าเมื่อมีต้องการส่งข้อมูลบิต 1 เฟสของสัญญาณจะไม่เปลี่ยนแปลง แต่เมื่อต้องการส่งบิต 0 เฟสของสัญญาณจะเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม p ซึ่งการเก็บข้อมูลที่ความแตกต่างเฟสของสัญญาณทำให้ในการรับสัญญาณไม่จำเป็นต้องใช้สัญญาณเฟสอ้างอิงเหมือนกับการส่งสัญญาณแบบ BPSK ซึ่งเป็นการเก็บข้อมูลบิตไปที่เฟสของสัญญาณโดยตรง

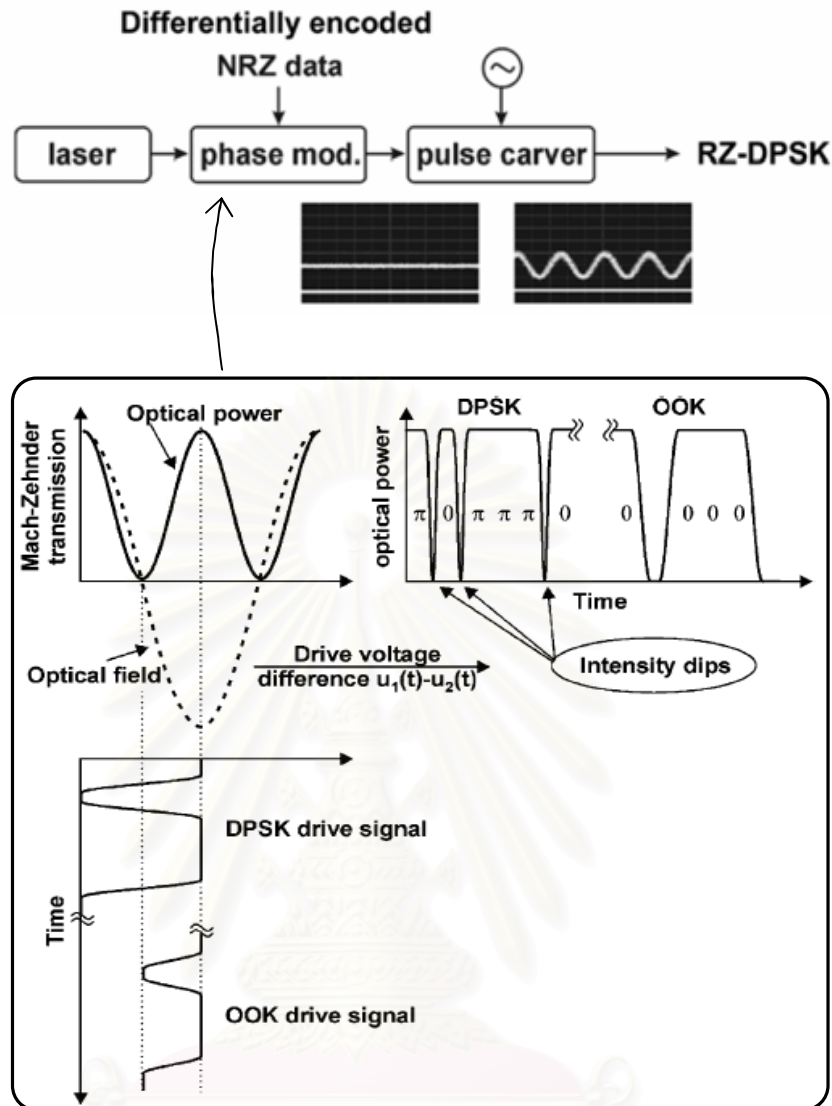


รูปที่ 2.4 การมอดูเลตสัญญาณ DPSK

อุปกรณ์ที่ใช้ในการส่งสัญญาณแบบ DPSK ประกอบด้วย 3 ส่วน คือ 1) Light source ซึ่งทำหน้าที่ให้เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณแสงที่มีความถี่ที่ต้องการส่งสัญญาณ 2) Phase Modulator ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณไปตามกำลังของสัญญาณไฟฟ้าโดยสำหรับสัญญาณ DPSK จะต้องการเปรียบเทียบบิตก่อน และ 3) Pulse carver ซึ่งเป็นส่วนที่ทำหน้าที่ปรับกำลังของสัญญาณแสงจากแบบ NRZ ให้เป็นแบบ RZ โดยอาศัยสัญญาณไฟฟ้าแบบไซน์เป็นตัวขับสัญญาณ โดยส่วนนี้จะใช้สำหรับการส่งสัญญาณแบบ RZ-DPSK เท่านั้น ลักษณะการต่ออุปกรณ์ที่ใช้ในการส่งสัญญาณแบบ DPSK จะแสดงในรูปที่ 2.5

2.1.2 เส้นใยแสง

เส้นใยแสงทำหน้าที่เป็นตัวกลางในการนำสัญญาณแสงจากต้นทางไปยังปลายทาง เส้นใยแสงที่ใช้งานอยู่จะแบ่งออกเป็น 2 ชนิดหลักๆ คือ SMF และ MMF ซึ่งความแตกต่างของเส้นใยแสงทั้งสองชนิดคือ ขนาดของแกน SMF จะมีขนาดเล็กกว่า MMF ซึ่งขนาดแกนที่เล็กกว่านี้จะทำให้โหมดหรือเส้นทางในการเดินแสงใน SMF มีเพียงเส้นทางเดียว ทำให้ค่าการลดทอน และการเกิด Dispersion ที่น้อยกว่า MMF ดังนั้น MMF จึงเหมาะสมในการใช้ในระยะทางที่สั้นๆ เช่น ภายในชั้นวางอุปกรณ์ หรือภายในห้อง และสำหรับ SMF จะเป็นเส้นใยแสงที่ใช้ในโครงข่ายทางแสง จะมีแบ่งออกเป็นอีกหลายชนิดเช่นการแบ่งตาม Dispersion เป็น SSMF, DSF, NZDSF หรือการแบ่งตามความไม่เป็นเชิงเส้น เช่น HNLF



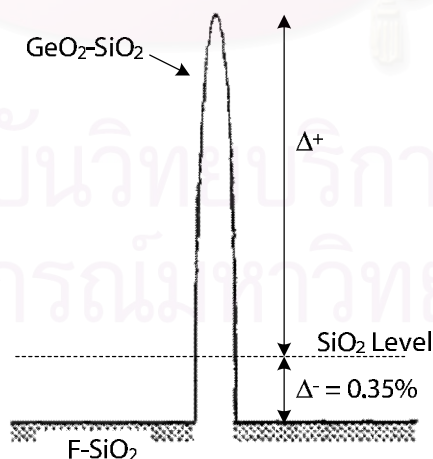
รูปที่ 2.5 การต่ออุปกรณ์ที่ใช้ในการส่งสัญญาณ DPSK

SSMF เป็นเส้นใยแสงที่มีดิสเพอร์ชันต่ำสุดที่ความยาวคลื่นประมาณ 1310 nm แต่เนื่องจากเส้นใยแสงจะมีค่าลดทอนต่ำสุดที่ 1550 nm ดังนั้นจึงมีการผลิต DSF ที่มีดิสเพอร์ชันต่ำสุดที่ 1550 nm ตรงกับบริเวณที่มีการลดทอนต่ำสุดพอดี แต่ DSF ยังไม่เหมาะในการส่งสัญญาณในระบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น (Wavelength Division Multiplexing, WDM) จึงมีการผลิต NZDSF ขึ้นมา ส่วนเส้นใยแสงแบบ HNLF จะเป็นเส้นใยแสงที่เหมาะสมในการนำไปใช้ในอุปกรณ์ไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear devices) เช่น Regenerator [19] และ Nonlinear optical loop mirror (NOLM) [21] เนื่องจากเป็นเส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นที่สูงมาก

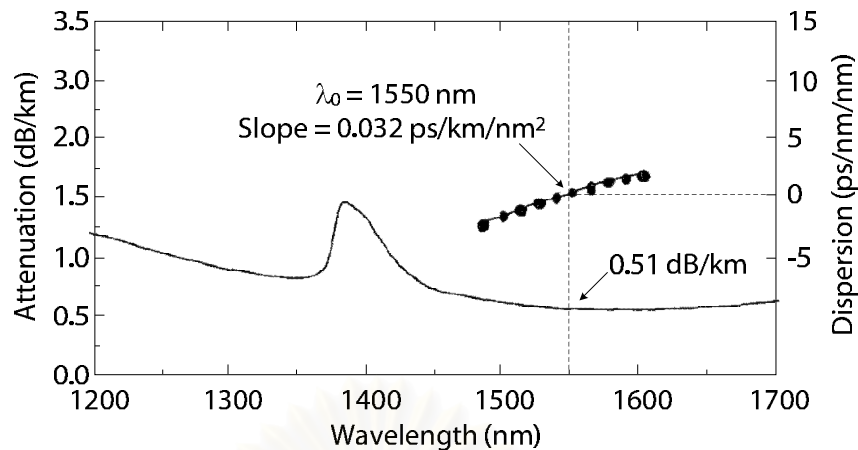
2.1.2.1 เส้นใยแสงแบบ HNL-DSF

เราสามารถให้เส้นใยแสงแบบ DSF มาใช้ในอุปกรณ์แบบไม่เป็นเชิงเส้นได้ เนื่องจากมีค่าสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นที่สูงกว่า SMF แต่การนำ DSF มาใช้นั้นจำเป็นต้องมีความยาวหลายกิโลเมตรขึ้นไป เนื่องจากยังมีค่าสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นที่ไม่สูงมาก ดังนั้นในงานวิจัย [22] ได้เสนอให้ใช้เส้นใยแสงแบบ HNL-DSF ซึ่งมีค่าสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นสูงถึง $20.4 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$ แทน โดยมีรายละเอียดการออกแบบและคุณสมบัติดังนี้

รูปที่ 2.6 แสดงคุณลักษณะของดัชนีหักเหของเส้นใยแสงแบบ HNL-DSF โดยค่า Δ^+ และ Δ^- แสดงค่าแตกต่างระหว่างดัชนีหักเหบริเวณกึ่งกลางของ Core และ Cladding กับระดับดัชนีหักเหของซิลิกาบริสุทธิ์ โดยที่ส่วน Core ของ HNL-DSF จะถูก dope ด้วยเจอร์มาเนียม (Germanium) ให้มีดัชนีหักเหแบบต่อเนื่อง (Graded index profile) และส่วน Cladding จะถูก dope ด้วยฟลูออรีน (Fluorine) ทำให้มี $\Delta^- = 35\%$ เพื่อให้สัมประสิทธิ์การลดทอนมีค่าต่ำ ในงานวิจัย [22] พบว่าถ้าใช้ $\Delta^+ = 2.9$ จะได้เส้นใยแสงที่มีสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นเป็น $20.4 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$ และมีคุณสมบัติอื่นๆ ดังในรูปที่ 2.7 ซึ่งแสดงสัมประสิทธิ์การลดทอนและดิสเพอร์ชันของเส้นใยแสงแบบ HNL-DSF ที่ค่าความยาวคลื่นต่างๆ และ ตารางที่ 2.1 ซึ่งแสดงคุณสมบัติต่างๆ ของ HNL-DSF และ DSF โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้เส้นใยแสงที่มีคุณสมบัติเหมือนกับ HNL-DSF แบบ A ในตารางที่ 2.1 ซึ่งมีค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนต่ำสุดที่ 1550 นาโนเมตร และมีความชันดิสเพอร์ชันเป็น 0.032 ps/nm/km^2



รูปที่ 2.6 คุณลักษณะของดัชนีหักเหของเส้นใยแสงแบบ HNL-DSF



รูปที่ 2.7 สัมประสิทธิ์การลดทอนและดิสเพอร์ชันที่ความยาวคลื่นต่างๆ

ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติต่างๆ ของ HNL-DSF แบบ A และ B และ DSF

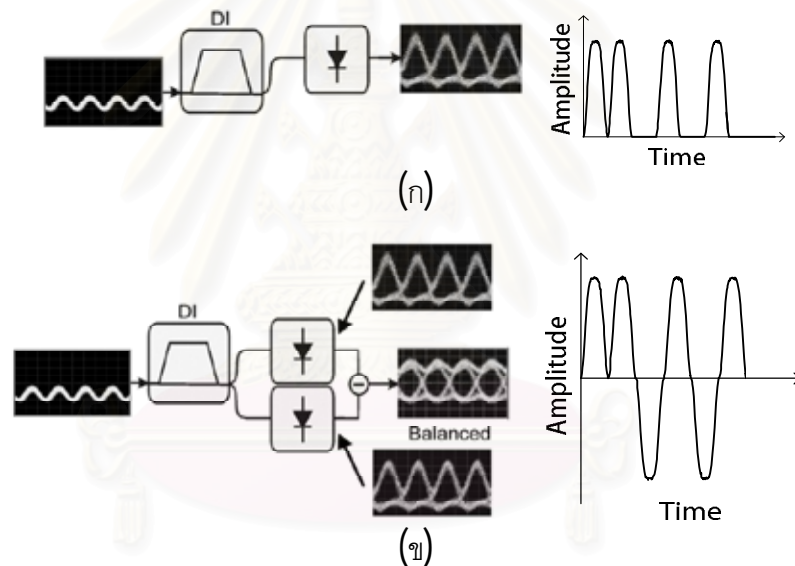
Fiber	Δ^+ (%)	Δ^- (%)	Attenuation (dB/km)	A_{eff} (μm^2)	γ ($\text{W}^{-1}\text{km}^{-1}$)	λ_0 (nm)	Slope (ps/km/nm ²)
HNL-DSF A	2.9	0.35	0.51	10.7	20.4	1550	0.032
HNL-DSF B	2.1	0.35	0.34	13.8	13.2	1551	0.032
Conv. DSF	-	-	0.20	50.0	2.7	1547	0.066

2.1.3 การรับสัญญาณแสง

การรับสัญญาณแสงแบบ OOK สามารถใช้ Photodetector เพียงตัวเดียวในการรับสัญญาณ เนื่องจาก Photodetector สามารถเปลี่ยนกำลังของสัญญาณแสงเป็นกำลังของสัญญาณไฟฟ้าโดยตรง ซึ่งตรงกับการมอดูเลตแบบ OOK

การรับสัญญาณแสงแบบ DPSK สามารถใช้อุปกรณ์ได้ 2 แบบ คือ Single-end detector และ Balance detector ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.8 โดยอุปกรณ์ทั้งสองจะต้องมีอุปกรณ์ 1-Bit Delay เหมือนกัน ซึ่ง 1-Bit Delay เป็นอุปกรณ์ interferometer ชนิดหนึ่งที่ทำหน้าที่ Delay บิตก่อนหน้ามาแทรกสอดกับบิตปัจจุบัน ทำให้ออกของ 1-Bit Delay จะมีด้วยกัน 2 พอร์ตคือ Constructive port และ Destructive port โดยเมื่อสัญญาณบิตที่แทรกสอดกันมีเฟสที่เหมือนกันจะมีพัลส์สัญญาณออกมาที่ Constructive port และในทางกลับกันถ้าเฟสต่างกันก็จะมีพัลส์สัญญาณออกมาที่ Destructive port โดยรูปที่ 2.8 (ก) ซึ่งแสดงอุปกรณ์รับสัญญาณ DPSK แบบ Single-end detector สัญญาณไฟฟ้าที่ได้เกิดจากการนำสัญญาณแสงจาก Constructive port มาต่อเข้า

กับ Photodetector 1 ตัว เพื่อเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า จะเห็นได้ว่าเราจะได้พัลส์สัญญาณไฟฟ้าที่มีลักษณะเป็นแบบ OOK และสำหรับ Balanced detector จะต้องอาศัยสัญญาณจากทั้ง Constructive และ Destructive port โดยทำการเปลี่ยนสัญญาณแสงจาก port ทั้ง 2 เป็นสัญญาณไฟฟ้าด้วย Photodetector 2 ตัว จากนั้นนำสัญญาณไฟฟ้าที่ได้มาหักล้างกัน ดังกราฟในรูปที่ 2.8 (ข) ซึ่งแสดงลักษณะสัญญาณไฟฟ้าที่ได้จาก Balanced detector ซึ่งกับสัญญาณทั้งในช่วงบวกที่มีจาก Constructive port และช่วงลบที่มาจาก Destructive port ซึ่งข้อดีของ Balanced detector คือมีความไว (Sensitivity) ที่สูงกว่า Single-end detector เนื่องจากลักษณะทางกายภาพของ Balanced detector มีการนำสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนปนอยู่ 2 สัญญาณมาหักล้างกัน จึงทำให้สัญญาณรบกวนน้อยลง หรือได้สัญญาณไฟฟ้าที่มีค่า SNR มากกว่าแบบ Single-end detector



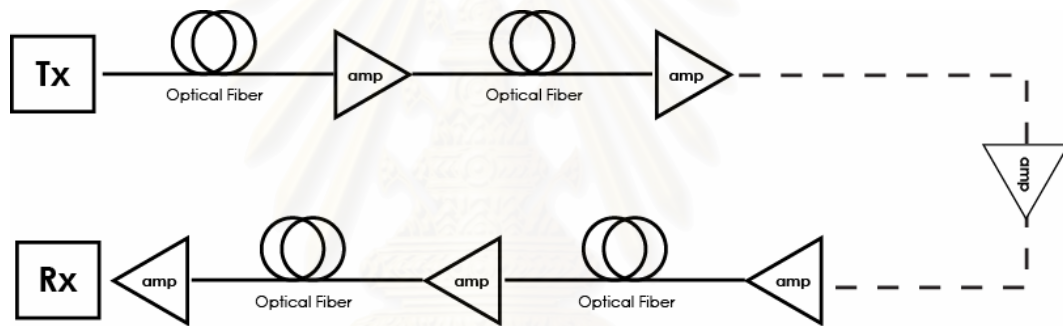
รูปที่ 2.8 ลักษณะของอุปกรณ์ และสัญญาณไฟฟ้าที่ได้จาก

(ก) Single-end detector (ข) Balanced detector

องค์ประกอบอีกส่วนของอุปกรณ์รับสัญญาณแสงหลังจากได้สัญญาณไฟฟ้าแล้ว คือวงจรตัดสินใจ (Decision circuit) ทำหน้าที่ตัดสินใจว่าสัญญาณไฟฟ้าที่ได้ควรจะเป็นบิต '0' หรือ '1' ซึ่งขึ้นอยู่กับค่า Decision threshold ที่ใช้ในวงจรตัดสินใจ

2.1.4 การส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแสงระยะไกล

สำหรับระบบการส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแสงระยะไกล (Long-haul transmission system) แสดงให้เห็นในรูปที่ 2.9 จะเห็นได้ว่าจำเป็นต้องมีอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง (Optical amplifier) หรือ อุปกรณ์ทวนสัญญาณ (Repeater) วางคั่นระหว่างทางเป็นช่วงๆ เนื่องจากการสูญเสียกำลังงานที่เกิดขึ้นในเส้นใยแสงโดยจะขึ้นอยู่กับค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณทางแสงในแต่ละย่านความยาวคลื่น (Optical attenuation coefficient: a dB/km) ทำให้กำลังงานสัญญาณแสงลดลงและอาจจะเป็นผลให้อุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณแสง (Optical detector) ไม่สามารถตรวจจับกำลังงานแสงได้ สำหรับค่ากำลังงานต่ำสุดที่อุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณแสงจะสามารถแปลงกำลังงานแสงเป็นกำลังงานไฟฟ้าได้คือค่าความไว (Sensitivity) ซึ่งขึ้นอยู่กับแต่ละชนิดของอุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณ



รูปที่ 2.9 ระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงในระยะทางไกล

2.2 ทฤษฎีการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสง

เนื่องจากสัญญาณแสงเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าชนิดหนึ่ง ดังนั้นสมการต่างๆที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณแสงย่อมมีความสัมพันธ์กับสมการของแมกซ์เวลล์ (Maxwell's equation) โดยเริ่มต้นพิจารณาการเดินทางของสัญญาณแสงจากสมการความหนาแน่นกระแสและสมการความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก จนทำที่สุด จะได้สมการการเดินทางของสัญญาณแสงในเส้นใยแสงเป็นไปดังสมการ (2.1) ซึ่งมีชื่อเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า สมการความไม่เป็นเชิงเส้นของชเรอดิงเงอร์ (Nonlinear Schrödinger equation, NLSE) [30]

$$\frac{\partial A}{\partial z} = -\frac{1}{2} a A - \frac{i}{2} b_2 \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} + i g |A|^2 A \quad (2.1)$$

โดยที่ A เป็นกรอปกคลื่น (Envelope) ของสัญญาณ, a เป็นค่าสัมประสิทธิ์การลดทอน (Attenuation Constant), b_2 เป็นค่าที่บ่งบอกถึงค่าจีวีดี (Group-velocity dispersion, GVD), g เป็นค่าสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear coefficient), z เป็นระยะทางที่สัญญาณแสงเดินทางในเส้นใยแสง และ T เป็นกรอปป้องอิงเวลาที่เคลื่อนที่ไปพร้อมกับความเร็วกลุ่ม (v_g) ซึ่งสามารถแสดงดังในสมการ (2.2)

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

โดยที่ t เป็นเวลาจริง เมื่อพิจารณาพจน์ทางขวามือของสมการ (2.1) ซึ่งแสดงถึงปัจจัยที่มีผลต่อพัลส์สัญญาณ พจน์แรกคือการสูญเสีย (Loss) กำลังสัญญาณ ซึ่งมากขึ้นไปตามระยะทางของเส้นใยแสง แต่สามารถชดเชยกำลังสัญญาณได้ด้วยเครื่องขยายสัญญาณแสง สำหรับพจน์ที่สองคือ GVD (b_2) ซึ่งส่งผลให้สัญญาณพัลส์ขยายกว้างออก และสำหรับพจน์สุดท้ายคือ ผลของปรากฏการณ์เคอร์ (Kerr effect) ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ความไม่เป็นเชิงเส้นภายในเส้นใยแสงที่ทำให้เฟสของสัญญาณแสงเปลี่ยนแปลงไปตามระยะทาง และส่งผลให้สเปกตรัมของสัญญาณขยายออกอีกด้วย โดยที่ความรุนแรงของปรากฏการณ์เคอร์ในเส้นใยแสงจะขึ้นอยู่กับกำลังงานสูงสุด (Peak power) ของสัญญาณ ในหัวข้อถัดไปเป็นการแยกพิจารณาปัจจัยที่มีผลต่อพัลส์สัญญาณดังที่ได้กล่าวมาแล้วอย่างละเอียด

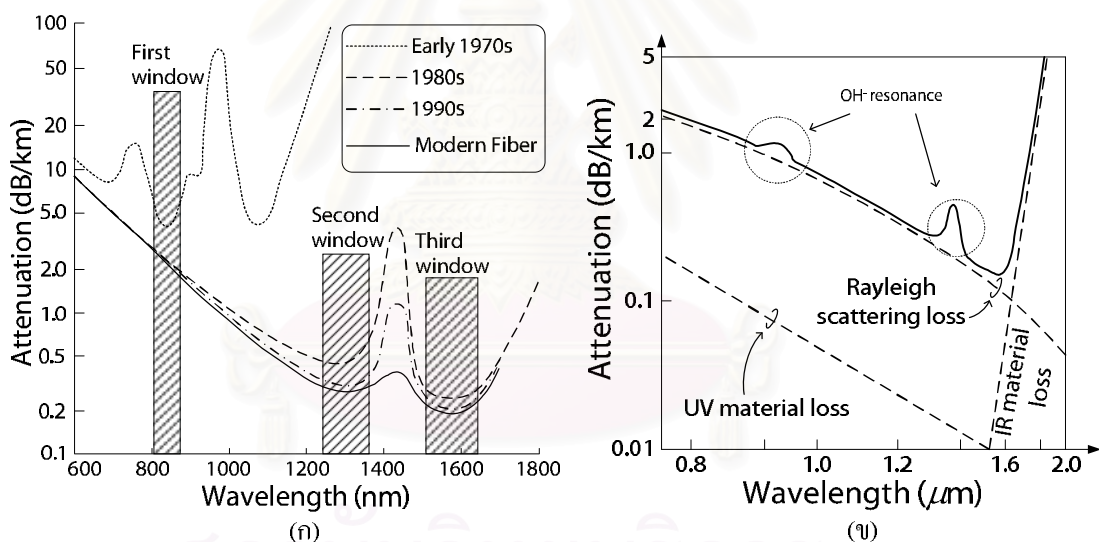
2.2.1 การสูญเสียกำลังสัญญาณ (Attenuation loss)

อัตราการสูญเสียของกำลังของแสงที่เดินทางในเส้นใยแสง เป็นส่วนสำคัญของการกำหนดคุณลักษณะในการออกแบบโครงข่ายทางแสง เนื่องจากสามารถกำหนดกำลังงานที่ออกจากเครื่องส่งสัญญาณแสง ที่มีค่าเหมาะสมกับระยะทางของเส้นใยแสง, ความไวของเครื่องรับสัญญาณแสง และปริมาณการใช้เครื่องขยายสัญญาณแสง โดยที่การสูญเสียกำลังในเส้นใยแสงเกิดจาก 3 สาเหตุหลักคือ การดูดซึม (Absorption) ที่เกิดจากคุณสมบัติของวัสดุเอง, การกระเจิง (Scattering) ที่เกิดจากทั้งคุณสมบัติของวัสดุและความไม่สมบูรณ์ของท่อนำคลื่น (Waveguide) และการแผ่รังสี (Radiation) ที่เกิดจากรูปทรงของเส้นใยแสง

แสงที่เดินทางในเส้นใยแสงจะถูกลดทอนพลังงานแบบเอกซ์โพเนนเชียลไปตามระยะทาง โดยที่ให้ $P(0)$ คือ กำลังสัญญาณพัลส์ทางแสงที่เครื่องส่งสัญญาณที่มีหน่วยเป็นเดซิเบล (dB), $P(L)$ คือ กำลังของสัญญาณพัลส์ทางแสงที่ระยะ L จากเครื่องส่งสัญญาณที่มีหน่วยเป็นเดซิเบล (dB) และ a คือ ค่าคงตัวของการลดทอนที่มีหน่วยเป็น เดซิเบล/กิโลเมตร (dB/km) จะได้อัตราการสูญเสียกำลังของแสงในหน่วยของเดซิเบลดังสมการ (2.3)

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

โดยที่ค่าคงตัวของการลดทอน (a) จะมีค่าแตกต่างกันไปในแต่ละความยาวคลื่นดังรูปที่ 2.10 (ก) ซึ่งแสดงการพัฒนาเส้นใยแสงให้มีอัตราการสูญเสียที่น้อยลงเรื่อยๆ โดยในยุคแรก (First Window) นั้นใช้ความยาวคลื่นประมาณ 850 นาโนเมตร ซึ่งจะช่วงที่มีอัตราการสูญเสียในเส้นใยแสงน้อยที่สุดที่ผลิตได้ในตอนนั้น หลังจากนั้นได้มีการพัฒนาเส้นใยแสงให้มีการสูญเสียกำลังสัญญาณที่น้อยลง ในยุคที่ 2 (second window) ซึ่งแสดงโดยเส้นประ ที่ความยาวคลื่น 1310 นาโนเมตร มีอัตราการสูญเสียกำลังสัญญาณต่ำกว่า 0.5 dB/km และในช่วงปี 1977 Nippon Telegraph and Telephone (NTT) ได้พัฒนาการใช้งานระบบระบบเส้นใยแสงมาสู่ยุคที่ 3 (third window) ที่ใช้การส่งสัญญาณแสงที่มีความยาวคลื่น 1550 นาโนเมตร ที่มีอัตราการสูญเสียสัญญาณต่ำสุดเป็น 0.2 dB/km และในปัจจุบันบริษัท All-Wave® fiber สามารถออกแบบเส้นใยแสงที่มีอัตราการสูญเสียกำลังสัญญาณบริเวณความยาวคลื่น 1400 นาโนเมตร น้อยมากได้ ดังกราฟเส้นทึบใน รูปที่ 2.10 (ก)



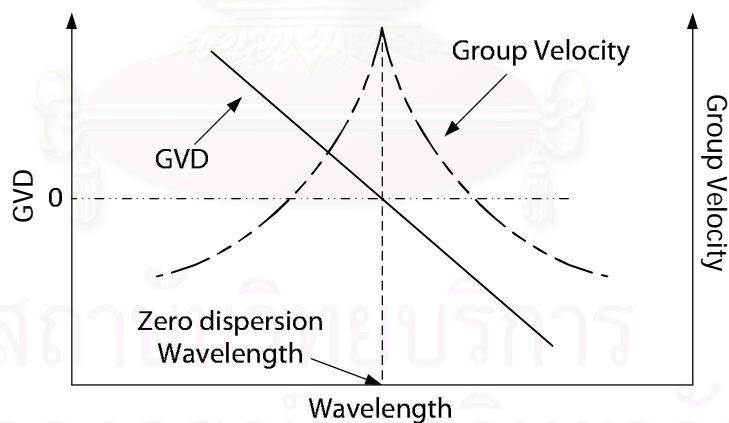
รูปที่ 2.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าการสูญเสียกำลังงาน และความยาวคลื่น (ก) อัตราการสูญเสียของเส้นใยแสงที่ผลิตมาตั้งแต่ปีค.ศ. 1970 (ข) องค์ประกอบของการสูญเสียในเส้นใยแสง

ในรูปที่ 2.10 (ข) แสดงองค์ประกอบของการสูญเสียกำลังสัญญาณในเส้นใยแสง ซึ่งประกอบไปด้วย ส่วนแรกคือ การสูญเสียในวัสดุ (Material Loss) ซึ่งมีอยู่ 2 แถบความถี่คือ ย่านรังสีอัลตราไวโอเล็ตที่เกิดจากย่านการดูดซึมอิเล็กตรอน (Electronic absorption bands) และย่านรังสีอินฟราเรดที่เกิดจากแถบการสั่นของอะตอม (Atomic vibration bands) ส่วนที่สองคือ การสูญเสียจากการกระเจิงแสงแบบเรย์ลี (Rayleigh scattering loss) ซึ่งเกิดจากการสั่นเนื่องจากโครงสร้างอะตอมมีความหนาแน่นไม่เท่ากันตลอดเส้นใยแสง เพราะโครงสร้างอะตอมของแก้วที่ใช้

ทำเส้นใยแสงมีโครงสร้างที่เป็นลักษณะของการรวมตัวแบบสุ่มของโมเลกุล SiO_2 และนอกจากนี้ แก้วที่ใช้ทำเส้นใยแสงยังมีส่วนประกอบของโมเลกุลอื่นที่ไม่ใช่ SiO_2 ปะปน เช่น GeO_2 และ P_2O_5 เป็นต้น ดังนั้นค่าดัชนีหักเหของเส้นใยแสงจะมีค่าไม่คงที่ตลอดทั้งเส้นซึ่งทำให้เกิดการสูญเสียในส่วนนี้ และส่วนสุดท้ายคือ การสูญเสียที่เกิดจากโมเลกุลของน้ำ เนื่องจากในขั้นตอนผลิตเส้นใยแสงจะมีความชื้นอยู่ ทำให้มีโมเลกุลของ OH^- ปะปนในเส้นใยแสง ซึ่งโมเลกุลนี้จะดูดซึมสัญญาณแสงบางความถี่ ซึ่งเป็นความถี่ที่ตรงค่าการสั่นพ้อง (Resonance) ของขนาดโมเลกุล OH^-

2.2.2 Group velocity dispersion (GVD)

โดยทั่วไปการกระจาย (Dispersion) ที่เกิดขึ้นในเส้นใยแสง มีสองประเภทด้วยกัน คือ อินเตอร์โมดอลดิสเพอร์ชัน (Inter-modal dispersion) สำหรับเส้นใยแสงแบบหลายโหมด (Multimode fiber, MMF) และ โครมาติกดิสเพอร์ชัน (Chromatic dispersion) สำหรับเส้นใยแสงแบบโหมดเดียว (Single-mode fiber, SMF) ในการส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแสงระยะไกล เราจะเลือกใช้ SMF เพราะว่า SMF สามารถส่งข้อมูลด้วยอัตราบิตที่สูงกว่าเนื่องจากแบนด์วิดท์ในการส่งข้อมูลกว้างกว่า รวมไปถึงอัตราการสูญเสียกำลังงานที่น้อยกว่า ดังนั้นดิสเพอร์ชันที่ส่งผลกระทบต่อระบบจะเป็นแบบ Chromatic dispersion

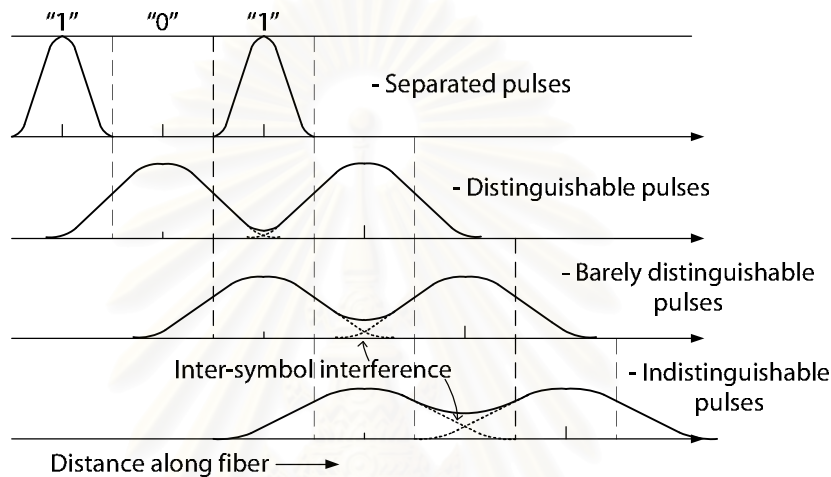


รูปที่ 2.11 การแจกแจงของความเร็วกลุ่มและ GVD เทียบกับความยาวคลื่น

Chromatic dispersion สัญญาณแสงแต่ละความยาวคลื่นมีความเร็วกลุ่มที่ไม่เท่ากัน ทำให้สัญญาณพัลส์ที่ประกอบด้วยหลายความยาวคลื่นเดินทางมาถึงปลายทางไม่พร้อมกันเป็นผลให้สัญญาณพัลส์ที่ปลายทางขยายออก รูปที่ 2.11 แสดงถึงตัวอย่างการแจกแจงความเร็วกลุ่มและ GVD เทียบกับความยาวคลื่น ซึ่งเห็นได้ว่าความเร็วกลุ่มของแต่ละความยาวคลื่นมีค่าแตกต่างกัน

และจะมีค่าสูงสุดที่ความยาวคลื่นที่มีดิสเพอร์ชันเป็นศูนย์ (Zero-dispersion wavelength, ZDWL)

เราสามารถแบ่งช่วงของดิสเพอร์ชันในรูปที่ 2.11 ออกเป็น 3 ช่วงได้แก่ ดิสเพอร์ชันปกติ (Normal dispersion) ซึ่งเป็นช่วงที่มีค่า $b_2 > 0$ โดยในช่วงนี้สัญญาณที่มีความยาวคลื่นน้อยจะมีความเร็วกลุ่มมากกว่า, ดิสเพอร์ชันผิดปกติ (Anomalous dispersion) ซึ่งเป็นช่วงที่มีค่า $b_2 < 0$ โดยในช่วงนี้สัญญาณที่มีความยาวคลื่นน้อยจะมีความเร็วกลุ่มน้อยกว่า และ ดิสเพอร์ชันเป็นศูนย์ (Zero dispersion) ซึ่งเป็นช่วงที่มีค่า $b_2 = 0$ โดยสัญญาณที่ความถี่นี้



รูปที่ 2.12 การแสดงการเกิด Inter-symbol interference

GVD จะมีอิทธิพลต่อคุณภาพของสัญญาณพัลส์อย่างมากในกรณีที่มีการส่งสัญญาณพัลส์เป็นขบวนออกไปในเส้นใยแสงเป็นระยะทางไกลๆ และสัญญาณพัลส์ที่อยู่ติดกันจะมีโอกาสเลื่อมกันมากขึ้น (Overlap) จนทำให้เกิดการแทรกสอดจากต่างสัญลักษณ์ (Inter-symbol interference, ISI) และอาจจะทำให้เกิดความผิดพลาดในการตัดสินใจ (Error decision) ว่าสัญญาณแสงที่เข้ามาควรจะเป็น บิต '1' หรือ บิต '0' ซึ่งแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.12 ซึ่งแสดงถึงการเกิด 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

2.2.3 ปราบการณเคอร์ (Kerr effect)

ปราบการณเคอร์เป็นปราบการณที่เกิดจากค่าดัชนีหักเหมีการเปลี่ยนแปลงไปตามกำลังงาน ส่งผลให้เฟสของสัญญาณที่ปลายทางมีการเปลี่ยนแปลงไปและสเปกตรัมของสัญญาณกว้างออกโดยขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณ เฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงนี้เรียกว่า การเลื่อนเฟสอย่างไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear phase shift) เราสามารถแบ่งปราบการณเคอร์ที่มีผลต่อสัญญาณเดินทางในระบบเส้นใยแสงออกเป็น 3 ประเภทหลักคือ Self-phase modulation (SPM), Cross-phase modulation (XPM) และ Four-wave mixing (FWM)

2.2.3.1 Self-Phase Modulation (SPM)

เป็นปราบการณหนึ่งที่เป็นผลสืบเนื่องมาจากปราบการณเคอร์ที่ทำให้สเปกตรัมของสัญญาณขยายออกเมื่อเดินทางไปในเส้นใยแสง โดยเมื่อพิจารณาสมการ (2.1) โดยไม่คำนึงถึงผลของดิสเพอร์ชัน ($b_2 = 0$) และ แทนกรอบคลื่นด้วยแอมพลิจูดบรรทัดฐาน (Normalized Amplitude) $U(z, t)$ ที่คิดผลของการสูญเสียกำลัง ตามสมการ (2.4) ซึ่งจะได้ผลดังสมการ (2.5)

$$A(z, t) = \sqrt{P_0} \exp(-az/2)U(z, t) \quad (2.4)$$

$$\frac{\partial U}{\partial z} = \frac{ie^{-az}}{L_{NL}}|U|^2U \quad (2.5)$$

เมื่อแยกพิจารณาสมการ (2.5) ในรูปแอมพลิจูดและเฟสโดยให้ $U = Ve^{if_{NL}}$ โดยที่ V คือแอมพลิจูด และ f_{NL} คือ เฟสของสัญญาณ จะได้ผลดังสมการ (2.6) เมื่อ $L_{NL} = (gp_0)^{-1}$

$$\frac{\partial V}{\partial z} = 0 \quad \text{และ} \quad \frac{\partial f_{NL}}{\partial z} = \frac{e^{-az}}{L_{NL}}V^2 \quad (2.6)$$

ซึ่งสมการ (2.6) แสดงให้เห็นได้ว่า SPM ไม่ส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูด แต่ส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณ และเมื่อทำการอินทิเกรตสมการ (2.6) จะได้ผลเฉลยทั่วไปดังสมการ (2.7)

$$U(L, T) = U(0, T) \exp[if_{NL}(L, T)] \quad (2.7)$$

เมื่อ

$$f_{NL} = |U(0, T)|^2 \frac{L_{eff}}{L_{NL}} \quad (2.8)$$

โดยที่ $L_{eff} = (1 - e^{-aL})/a$ คือระยะทางประสิทธิผลที่เกิดผลของความไม่เป็นเชิงเส้น (L_{eff}) ซึ่งจะสั้นกว่าระยะทางจริง (L) เนื่องจากพลังงานมีการสูญเสียไปตามระยะทาง และในสมการ (2.8) ค่าเฟสของความไม่เป็นเชิงเส้นจะมีความมากที่สุดเมื่ออยู่ที่ตำแหน่งที่พัลส์สัญญาณมี

แอมพลิจูดสูงสุด นั่นคือกึ่งกลางของพัลส์สัญญาณ ($T = 0$) นั่นเอง ดังนั้นจะได้สมการค่าเฟสของ ความไม่เป็นเชิงเส้นสูงสุดเป็นดังสมการ (2.9)

$$f_{NL,max} = \frac{L_{eff}}{L_{NL}} = gP_0 L_{eff} \quad (2.9)$$

และยังสามารถหาค่า chirp ของความถี่ (Frequency chirp) ซึ่งเป็นค่าที่บ่งบอกถึงการ เปลี่ยนแปลงองค์ประกอบความถี่ไปจากจุดกึ่งกลางของพัลส์ของสัญญาณ โดยสามารถหาได้จาก ค่าลบของอัตราการเปลี่ยนแปลงเฟสของความไม่เป็นเชิงเส้นของพัลส์สัญญาณ เป็นดังสมการ (2.10)

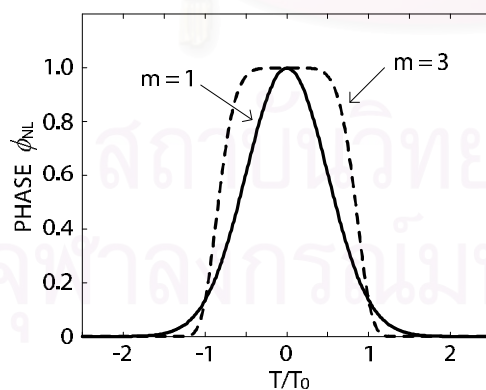
$$dw(T) = -\frac{\partial f_{NL}}{\partial T} = -\left(\frac{L_{eff}}{L_{NL}}\right) \frac{\partial}{\partial T} |U(0,T)|^2 \quad (2.10)$$

รูปที่ 2.13 (ก) แสดงเฟสความไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อส่งพัลส์สัญญาณแบบเกาส์เซียนดัง สมการ (2.11) โดยเมื่อแทนค่าลงในสมการ (2.8) จะสมการนำมาใช้แสดงกราฟในรูปที่ 2.13 (ก) และรูปที่ 2.13 (ข) แสดง chirp ของความถี่ซึ่งจะได้ออกมาจากการแทนค่าสมการ (2.11) ลงในสมการ (2.10) ได้เป็นสมการ (2.13)

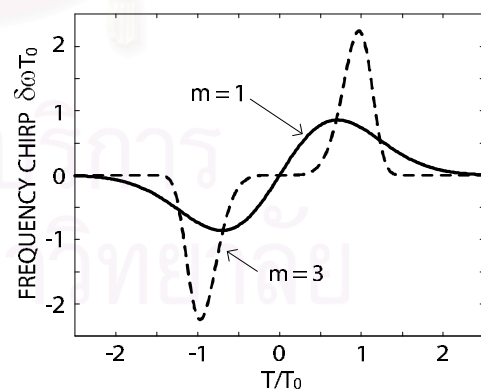
$$U(0,T) = \exp\left[-\left(\frac{T}{T_0}\right)^{2m}\right] \quad (2.11)$$

$$f_{NL} = \left|\exp\left[-\left(\frac{T}{T_0}\right)^{2m}\right]\right|^2 \frac{L_{eff}}{L_{NL}} \quad (2.12)$$

$$dw(T) = \frac{2m}{T_0} \frac{L_{eff}}{L_{NL}} \left(\frac{T}{T_0}\right)^{2m-1} \exp\left[-\left(\frac{T}{T_0}\right)^{2m}\right] \quad (2.13)$$



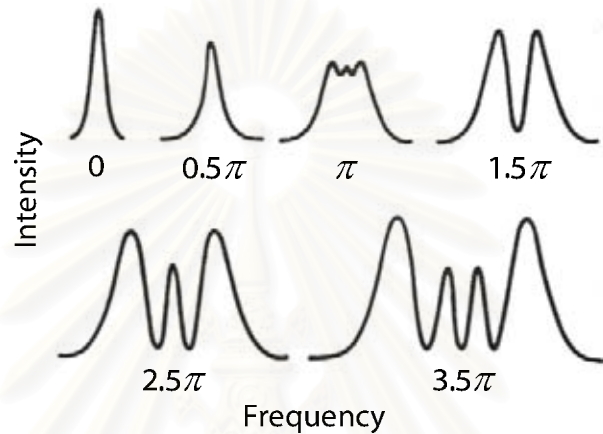
(ก)



(ข)

รูปที่ 2.13 ผลของ SPM ต่อพัลส์สัญญาณแบบเกาส์เซียน (ก) การเปลี่ยนแปลงเฟสที่ ตำแหน่งต่างๆ ของพัลส์สัญญาณ (ข) chirp ของความถี่ที่ตำแหน่งต่างๆ ของพัลส์สัญญาณ

ส่วนรูปที่ 2.14 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่เกิดการขยายออก ที่ได้มาจากการแปลงฟูเรียร์สมการ (2.7) ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่า $f_{NL,max}$ กับจำนวนยอดของสเปกตรัมได้เป็น $f_{NL,max} \approx (M - \frac{1}{2})p$ โดยที่ M คือจำนวนยอดของสเปกตรัมทั้งหมด ซึ่งการขยายออกของสเปกตรัมของสัญญาณทำให้ต้องใช้แบนด์วิดท์ในการส่งสัญญาณมากขึ้น อีกทั้งยังเป็นการรบกวนช่องสัญญาณข้างเคียงถ้าเป็นการส่งแบบหลายความยาวคลื่น (WDM)



รูปที่ 2.14 สเปกตรัมของสัญญาณที่มีเฟสสูงสุดค่าต่างๆ

2.2.3.2 Cross-Phase Modulation (XPM)

เป็นปรากฏการณ์ของความไม่เป็นเชิงเส้นที่เกิดขึ้นเมื่อ มีสัญญาณที่มีความถี่คลื่นพาห์ต่างกันตั้งแต่ 2 สัญญาณขึ้นไป เดินทางไปพร้อมๆกันในเส้นใยแสงเส้นเดียวกัน ซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีหักเหที่เป็นผลมาจากกำลังของสัญญาณทั้งหมด ดังนั้นจากสมการ (2.1) ซึ่งเป็นสมการความไม่เป็นเชิงเส้นของชเรอดิงเงอร์ที่มีเพียงช่องสัญญาณเดียวเท่านั้น สามารถดัดแปลงเป็นสมการ (2.14) ที่ทำการเพิ่มสัญญาณเข้าไปอีกหนึ่งช่องสัญญาณ

$$\frac{\partial A_j}{\partial z} + \frac{a}{2} A_j + \frac{1}{v_{gi}} \frac{\partial A_j}{\partial t} = ig (|A_j|^2 + 2|A_k|^2) A_j \quad (2.14)$$

เมื่อ j คือสัญญาณที่เราสนใจ และ k คือสัญญาณอีกสัญญาณหนึ่งที่ส่งไปพร้อมกัน พจน์แรกทางขวามือของสมการ (2.14) คือผลของ SPM ดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น และพจน์ที่สองก็คือผลของ XPM นั่นเอง จะเห็นได้ว่าพจน์ของ XPM จะมีค่าคงที่เท่ากับ 2 คูณอยู่ด้วย ซึ่งเป็นค่าที่บ่งบอกถึงความรุนแรงของ XPM จะเป็น 2 เท่าของ SPM เมื่อสัญญาณทั้งสองมีกำลังที่เท่ากัน

ค่าเฟสที่เปลี่ยนแปลงไปเนื่องจากผลของ XPM จะหาได้จากการแก้สมการ (2.14) ซึ่งได้เป็น

$$A_j(z, t) = A_j \left(0, t - \frac{z}{v_{gj}} \right) \exp \left(\frac{-az}{2} \right) \exp [if_j(z, t)] \quad (2.15)$$

เมื่อ v_g คือความเร็วกลุ่ม (Group velocity), a คือ ค่าคงที่การลดทอน และ f คือค่าเฟสที่เปลี่ยนแปลงไปเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง [31] ซึ่งหาได้จากสมการ (2.16) เมื่อส่งสัญญาณที่มีความถี่คลื่นพาห้ที่ต่างกัน และมีกำลังเป็น P_{10} และ $P_{20} + P_{2m} \cos(\omega t + q)$ เข้าไปในเส้นใยแสง

$$f_1(L, t) = g_1(P_{10} + 2P_{20})L_{eff} + \Delta f_1 \cos \left[\omega \left(t - \frac{L}{v_{g1}} \right) + q + j \right] \quad (2.16)$$

โดยที่

$$\Delta f_1 = 2g_1 P_{2m} \sqrt{h_{XPM}} L_{eff} \quad (2.17)$$

$$j = -\arg(-a + i\omega d_{12}) + \arg \left(- (1 - e^{-aL} \omega_0(\omega d_{12} L)) + i e^{-aL} \sin(\omega d_{12} L) \right) \quad (2.18)$$

$$h_{XPM} = \frac{a^2}{\omega^2 d_{12}^2 + a^2} \left[1 + \frac{4 \sin^2 \left(\frac{\omega d_{12} L}{2} \right) e^{-aL}}{(1 - e^{-aL})^2} \right] \quad (2.19)$$

ค่า h_{XPM} ในสมการ (2.17) คือ ประสิทธิภาพของการเกิด XPM เป็นดังสมการ (2.19) โดยค่า d คือ วอล์คออฟพารามิเตอร์ (Walk-off Parameter) ตามสมการ (2.20) ซึ่งค่า d เป็นตัวกำหนดประสิทธิภาพของ XPM เนื่องจากสัญญาณที่มีความถี่คลื่นพาห้ต่างกันเดินทางในเส้นใยแสงด้วยความเร็วกลุ่ม (Group Velocity, v_g) ที่ไม่เท่ากัน ดังนั้นถ้าสัญญาณทั้งสองมีความถี่ของคลื่นพาห้ต่างๆ มากจะทำให้ค่า d มากขึ้น ซึ่งส่งผลให้ประสิทธิภาพของ XPM ลดลงด้วย

$$d_{12} = \frac{1}{v_g(I_1)} - \frac{1}{v_g(I_2)} \quad (2.20)$$

2.2.3.3 Four-Wave Mixing (FWM)

เป็นปรากฏการณ์ที่เกิดมาจากกระบวนการพาราเมทริก (Parametric processes) ซึ่งเกิดจากการผลตอบสนองแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear response) ของอิเล็กตรอนยึดเหนี่ยว (Bound electrons) ภายในตัวกลางที่มีการผ่านสัญญาณแสงเข้าไป สืบเนื่องมาจากสภาพรับไว้ได้แบบไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear susceptibility, c) สามารถแบ่งออกได้เป็น อันดับสองและสาม โดยที่สภาพรับไว้ได้อันดับสอง ($c^{(2)}$) จะมีค่าน้อยมากสำหรับตัวกลางแบบไอโซโทรปิก ดังนั้นเส้นใยแสงที่ทำมาจากแก้วซึ่งเป็นตัวกลางแบบไอโซโทรปิก จึงไม่เกิดกระบวนการพาราเมทริกอันดับสอง แต่สำหรับกระบวนการพาราเมทริกอันดับสามซึ่งเกิดขึ้นในเส้นใยแสงจะเป็นต้นกำเนิดของปรากฏการณ์ FWM นั่นเอง

ปรากฏการณ์ FWM สามารถเกิดขึ้นได้ 2 แบบคือ แบบแรกเกิดจากโฟตอน 3 ตัว ถ่ายเทพลังงานให้กับโฟตอนที่เกิดขึ้นมาใหม่อีกหนึ่งตัว ที่ความถี่ $w_4 = w_1 + w_2 + w_3$ ซึ่งในตอนนี้สามารถเกิดฮาร์มอนิกอันดับสามเมื่อ $w_1 = w_2 = w_3$ หรือเกิดการเปลี่ยนความถี่ (Frequency conversion) เมื่อ $w_1 = w_2 \neq w_3$ ซึ่งในการเกิด FWM แบบแรกนี้จะเกิดขึ้นได้ค่อนข้างยากเนื่องจากเกิดการจับคู่เฟส (Phase-matching) ได้ยากจึงมีประสิทธิภาพในการเกิด FWM ที่ต่ำ แต่ในแบบที่สองเกิดจากโฟตอน 2 ตัว ถ่ายเทพลังงานให้กับโฟตอนที่เกิดขึ้นมาใหม่อีก 2 ตัว ที่ความถี่ในสมการ (2.21) สามารถเกิดขึ้นได้ง่ายกว่า

$$w_3 + w_4 = w_1 + w_2 \quad (2.21)$$

ซึ่งการจับคู่เฟสเพื่อให้เกิดปรากฏการณ์ FWM แบบที่สองนี้จะต้องให้ Δk_M ในสมการ (2.22) มีค่าน้อยที่สุด

$$\Delta k_M = k_3 + k_4 - k_1 - k_2 = (n_3 w_3 + n_4 w_4 - n_1 w_1 - n_2 w_2)/c \quad (2.22)$$

โดยสามารถจัดให้ $\Delta k_M = 0$ ได้ง่ายในกรณีที่ $w_1 = w_2$ ซึ่งเป็นการถ่ายเทพลังงานจากสัญญาณที่มีกำลังสูงมาก ไปยังสัญญาณใหม่ 2 สัญญาณที่เป็นแถบความถี่ข้าง (Sideband) ซึ่งมีความถี่เพิ่มขึ้นและลดลงจากสัญญาณเดิมไปอย่างละ Ω_s ดังสมการ (2.23) เมื่อ $w_3 < w_4$

$$\Omega_s = w_1 - w_3 = w_4 - w_1 \quad (2.23)$$

ประสิทธิภาพในการเกิดของ XPM จะต้องคำนึงถึงผลกระทบ 3 อย่างคือ ดิสเพอร์ชันของวัสดุ (Material dispersion), ดิสเพอร์ชันของท่อนำคลื่น (Waveguide dispersion) และ ผลของความไม่เชิงเส้น ซึ่งผลกระทบจาก Material dispersion คือ Δk_M ดังที่ได้กล่าวไปแล้ว, ผลกระทบจาก Waveguide dispersion ที่เกิดขึ้นกับ SMF จะมีค่าน้อยมาก ($\Delta k_w \approx 0$) และผลกระทบจากความไม่เชิงเส้นซึ่งก็คือ SPM และ XPM เป็นดังสมการ (2.24) นอกจากนี้ยังสามารถประมาณ Δk_M ได้ตามสมการ (2.25) ซึ่งการจับคู่เฟสที่ลงตัวมากที่สุดจะต้องทำให้ k ในสมการ (2.26) มีค่าใกล้เคียงศูนย์มากที่สุด

$$\Delta k_{NL} = g(P_1 + P_2) \quad (2.24)$$

$$\Delta k_M \approx b_2 \Omega_s^2 \quad (2.25)$$

$$k = \Delta k_M + \Delta k_w + \Delta k_{NL} = 0 \quad (2.26)$$

เมื่อ P_1 และ P_2 คือกำลังของสัญญาณที่ความถี่ w_1 และ w_2 ตามลำดับ, g คือสัมประสิทธิ์ความไม่เชิงเส้น และ b_2 คือ สัมประสิทธิ์ GVD ของสัญญาณที่ความถี่ w_1

ในการเพิ่มประสิทธิภาพของ FWM สามารถทำได้โดยลดค่า k ให้น้อยที่สุด ซึ่งสามารถทำได้ 3 วิธี คือ

- 1) ลดค่า Δk_M และ Δk_{NL} โดยเลือกใช้ค่า Ω_s น้อยๆ และ กำลังของสัญญาณน้อยๆ

- 2) เลือกใช้ความถี่ของสัญญาณบริเวณ ZDWL ซึ่งทำให้ Δk_w หักล้างกับ $\Delta k_M + \Delta k_{NL}$
- 3) เลือกใช้ความถี่ในช่วง Anomalous dispersion ซึ่งทำให้ค่า Δk_M ตัดลบ เพื่อหักล้างกับ $\Delta k_{NL} + \Delta k_w$

2.3 การวัดคุณภาพสัญญาณแสง

ในการรับสัญญาณดิจิทัลเราจะทำการเปรียบเทียบระดับพลังงานของสัญญาณกับระดับขีดเริ่มเปลี่ยน (Threshold) ในแต่ละช่วงเวลาบิต ซึ่งสัญญาณอุดมคติที่เราต้องการคือสัญญาณที่เกินระดับ Threshold ตลอดช่วงเวลาบิตสำหรับการส่งบิต 1 และจะต้องต่ำกว่าระดับ Threshold เมื่อเป็นบิต 0 แต่ในการส่งสัญญาณในสภาวะแวดล้อมจริงจะทำให้สัญญาณที่รับได้มีการผิดเพี้ยนไป ซึ่งเกิดขึ้นได้จากสาเหตุหลายอย่างคือ สัญญาณรบกวน, การแทรกสอดของบิตข้างเคียง หรือ แม้กระทั่งความไม่อุดมคติของอุปกรณ์ที่ใช้ในการส่งสัญญาณ ดังนั้นเราจึงต้องการตัววัดคุณภาพของสัญญาณ โดยตัววัดคุณภาพของสัญญาณที่นิยมใช้การสำหรับการส่งสัญญาณดิจิทัลคือ โอกาสผิดพลาด (Probability of Error) หรือ อัตราการผิดพลาด (Rate of error)

ในทางปฏิบัติมีวิธีที่ใช้ในการวัดอัตราการผิดพลาดสำหรับการส่งข้อมูลดิจิทัล ได้หลายอย่าง โดยที่วิธีการวัดโดยตรงสามารถทำได้โดยหาอัตราส่วนจำนวนข้อมูลที่ส่งผิดพลาดต่อจำนวนข้อมูลทั้งหมดที่ส่งในหนึ่งช่วงเวลา หรือเรียกได้ว่า อัตราการผิดพลาดบิต (Bit error rate) ซึ่งสามารถเขียนได้เป็นสมการ (2.27)

$$BER = \frac{N_e}{N_t} \quad (2.27)$$

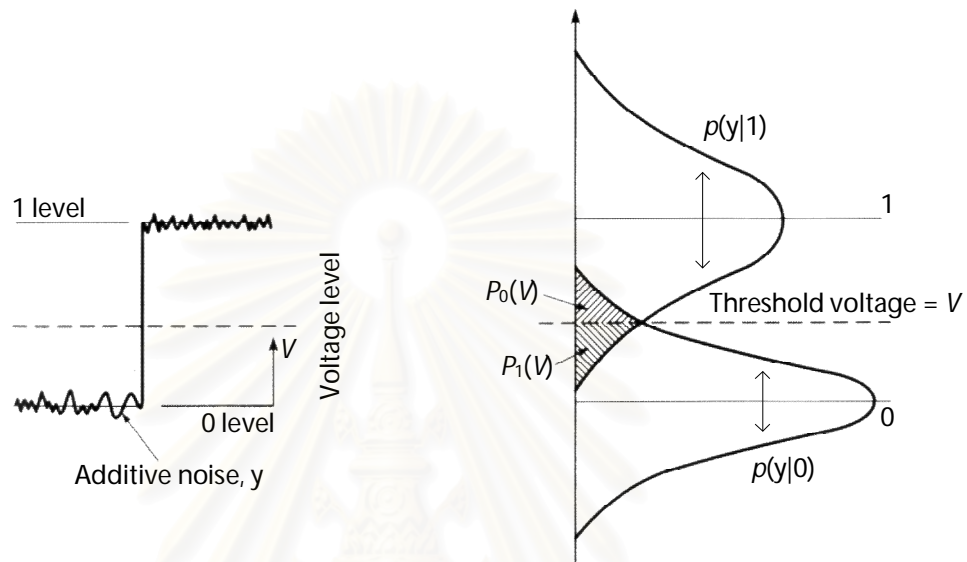
เมื่อ N_e เป็นจำนวนบิตที่ผิดพลาด และ N_t คือจำนวนบิตทั้งหมดที่ส่งในหนึ่งช่วงเวลา

ในการส่งข้อมูลดิจิทัลนิยมส่วนใหญ่มักมีมาตรฐานในการส่งข้อมูลในระดับอัตราการผิดพลาดบิตในช่วง 10^{-9} ถึง 10^{-12} ซึ่งถ้าเราใช้วิธีหาอัตราการผิดพลาดบิตตามสมการ (2.27) จะต้องส่งข้อมูลมากกว่า 10^9 บิต ซึ่งเป็นวิธีการหาอัตราการผิดพลาดที่ค่อนข้างจะยุ่งยาก ดังนั้นเราจะใช้โมเดลในการรับข้อมูลบิตมาซึ่งวัดอัตราการผิดพลาดข้อมูลแทน โดยทำการหาการแจกแจง (Distribution) ของสัญญาณที่เข้ามายังภาครับโดยการส่งสัญญาณบิต 0 และ 1 ก็จะได้การแจกแจงความน่าจะเป็นของบิต 0 และบิต 1 ซึ่งสามารถเขียนได้ดังสมการ (2.28) และ (2.29)

$$P_1(v) = \int_{-\infty}^v p(y|1)dy \quad (2.28)$$

$$P_0(v) = \int_v^{\infty} p(y|0)dy \quad (2.29)$$

โดยในรูปที่ 2.15 แสดงการแจกแจงความน่าจะเป็นของสัญญาณบิต 0 และ 1 ซึ่งจะเห็นได้ว่ารูปร่างของการแจกแจงของบิต 0 และ 1 ไม่เหมือนกัน เนื่องจากในการส่งสัญญาณทางแสง จะเกิดดิสเพอร์ชัน, สัญญาณรบกวนจากเครื่องขยายสัญญาณ, เกิดปรากฏการณ์ความไม่เป็นเชิงเส้น, สัญญาณรบกวนและการเกิด ISI ที่เครื่องรับสัญญาณ

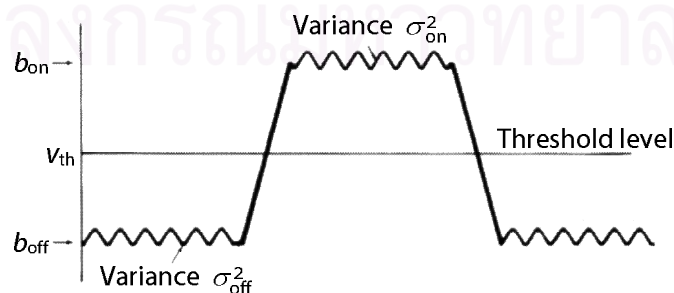


รูปที่ 2.15 การแจกแจงความน่าจะเป็นของสัญญาณบิต 0 และ 1

ถ้าให้ความน่าจะเป็นของการส่งข้อมูลบิต 1 และ 0 มีค่าเท่ากันคือ 0.5 จะโอกาสผิดพลาดเป็นดังสมการ (2.30)

$$P_e = 0.5 \cdot P_1(v_{th}) + 0.5 \cdot P_0(v_{th}) \quad (2.30)$$

โดยถ้าสมมติให้การแจกแจงความน่าจะเป็นของสัญญาณบิต 0 และ 1 มีลักษณะเป็นเกาส์เซียน จะสามารถเขียนการแจกแจงความน่าจะเป็นในรูปของค่าเฉลี่ยและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานตามรูปที่ 2.16 ได้ดังสมการ (2.31) และ (2.32) และจะได้อัตราการผิดพลาดบิตเป็นดังสมการ (2.33)



รูปที่ 2.16 ลักษณะสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนที่เกิดขึ้นในสัญญาณที่ระดับ on กับ off

$$P_1(v_{th}) = \frac{1}{\sqrt{2ps_{on}}} \int_{-\infty}^{v_{th}} \exp\left[-\frac{(b_{on} - v)^2}{2s_{on}^2}\right] dv \quad (2.31)$$

$$P_0(v_{th}) = \frac{1}{\sqrt{2ps_{off}}} \int_{v_{th}}^{\infty} \exp\left[-\frac{(v - b_{off})^2}{2s_{off}^2}\right] dv \quad (2.32)$$

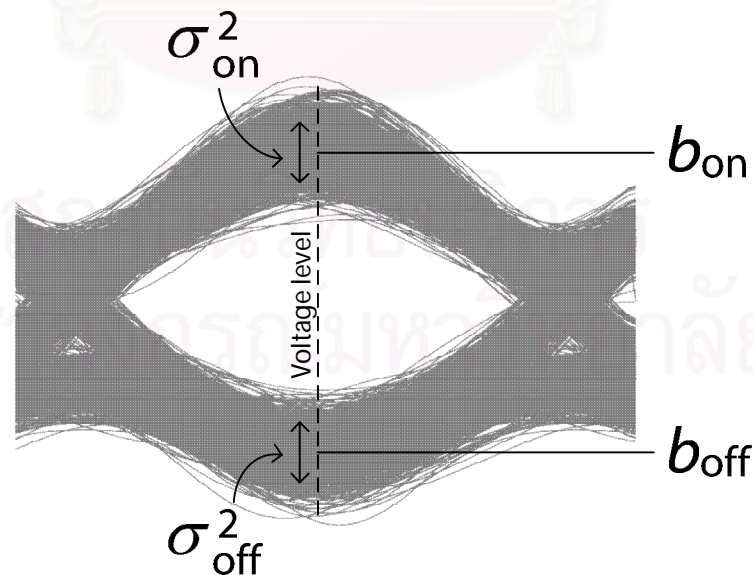
$$\begin{aligned} \text{BER} = P_e(Q) &= \frac{1}{\sqrt{p}} \int_{Q/2}^{\infty} e^{-x^2} dx \\ &= \frac{1}{2} \left[1 - \text{erf}\left(\frac{Q}{2}\right) \right] \approx \frac{1}{\sqrt{2p}} \frac{e^{-Q^2/2}}{Q} \end{aligned} \quad (2.33)$$

เมื่อค่า Q และ $\text{erf}(x)$ เป็นดังสมการ (2.34) และ (2.35)

$$Q = \frac{v_{th} - b_{off}}{s_{off}} = \frac{b_{on} - v_{th}}{s_{on}} = \frac{v_{on} - v_{off}}{s_{on} + s_{off}} \quad (2.34)$$

$$\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{p}} \int_0^x e^{-y^2} dy \quad (2.35)$$

จากสมการ (2.33) พบว่าเราสามารถหาอัตราการผิดพลาดบิตในรูปของ Q ได้ดังนั้นในการจำลองทางคณิตศาสตร์ของการส่งสัญญาณทางแสงจึงนิยมใช้ค่า Q เป็นตัวชี้วัดคุณภาพของสัญญาณซึ่งจะสามารถได้จาก Eye diagram ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 การหาค่าเฉลี่ยและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานจาก Eye diagram

บทที่ 3

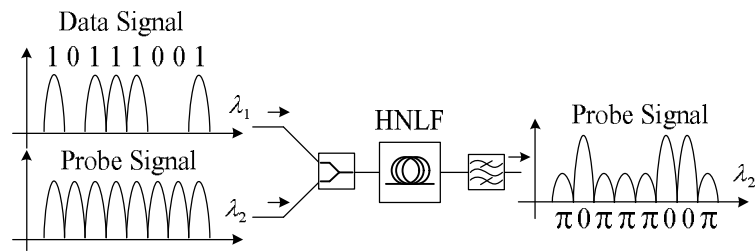
การแปลงแอสแอมบลีทั้งหมดของการมอดูเลตสัญญาณแบบเปิดปิด เป็นพีเอสเคโดยอาศัยปรากฏการณ์ XPM

ในการเปลี่ยนการมอดูเลตสัญญาณในวิทยานิพนธ์นี้จะอาศัยปรากฏการณ์ XPM ซึ่งการเกิดปรากฏการณ์ XPM ในเส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง จะเกิดขึ้นได้เมื่อมีการส่งสัญญาณที่มีคลื่นพาห์ตั้งแต่ 2 ความถี่ขึ้นไป เข้าไปในเส้นใยแสงหนึ่งเส้น เฟสของสัญญาณจะเกิดการเปลี่ยนแปลงไปตามกำลังของสัญญาณอีกความถี่หนึ่ง เนื่องจากเส้นใยแสงมีการเปลี่ยนแปลงดัชนีหักเหไปตามกำลังของสัญญาณ ดังนั้นถ้าทำการส่งสัญญาณ OOK ไปพร้อมกับสัญญาณพัลส์ต่อเนื่องแล้วทำการปรับค่าต่างๆ ให้เหมาะสมก็สามารถเปลี่ยนเฟสของสัญญาณพัลส์ต่อเนื่องไปตามพัลส์สัญญาณ OOK ได้ ในบทนี้กล่าวถึงการออกแบบระบบที่ใช้ในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ โดยแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ การใช้เส้นใยแสงเพียงหนึ่งเส้นและการใช้เส้นใยแสง 2 เส้น

3.1 การแปลงการมอดูเลตสัญญาณโดยใช้เส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงเส้นเดียว

การเปลี่ยนการมอดูเลตสัญญาณจาก OOK เป็น PSK สามารถทำได้โดยส่งสัญญาณ OOK ที่ต้องการเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณเข้าไปในเส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง พร้อมกับสัญญาณพัลส์ต่อเนื่อง ดังแสดงในรูปที่ 3.1 ซึ่งจะเรียกสัญญาณ OOK นี้ว่า "สัญญาณข้อมูล" หรือ "Data Signal" และ เรียกสัญญาณพัลส์ต่อเนื่องว่า "สัญญาณโพรบ" หรือ "Probe Signal" เมื่อสัญญาณทั้งสองเข้าไปใน HNLF กำลังสัญญาณของพัลส์ Data Signal จะทำให้เกิดการเลื่อนเฟสของ Probe Signal ซึ่งการเลื่อนเฟสนี้จะเกิดมากหรือน้อยจะขึ้นอยู่กับระดับกำลังของ Data Signal แต่เนื่องจาก Data Signal เป็นสัญญาณแบบ OOK ดังนั้นพัลส์สัญญาณจะมีเฉพาะบิต 1 เท่านั้น ดังนั้นเฟสของ Probe Signal จะเกิดการเลื่อนเฟสเฉพาะเมื่อ Data Signal เป็นบิต 1 เช่นกัน เมื่อจัดกำลังค่ายอดของสัญญาณบิต 1 ของ Data Signal ให้มีค่าเหมาะสม คือสามารถทำให้เฟสของ Probe Signal เลื่อนเฟสไป p เรเดียนพอดี สัญญาณ Probe Signal ที่ได้จะมีเฟสเป็น p เมื่อ Data Signal เป็นบิต 1 และเฟสเป็น 0 เมื่อ Data Signal เป็นบิต 0 ดังแสดงใน

สัญญาณขาออกจาก HNLF ในรูปที่ 3.1 ซึ่งเป็นลักษณะของ Probe Signal จะต่อกับสัญญาณแบบ BPSK และ DPSK ถ้ามีการเข้ารหัสก่อนหน้า (Pre-Coding) ในสัญญาณ OOK ไปด้วย

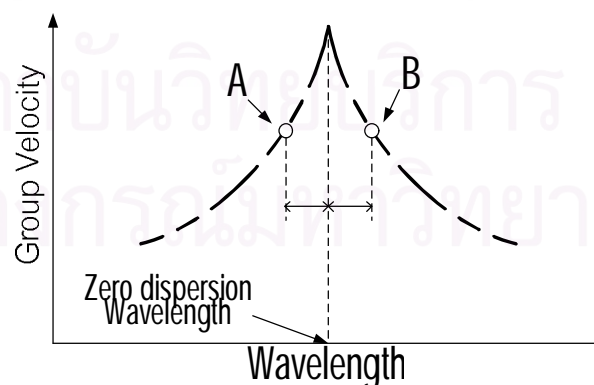


รูปที่ 3.1 การเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณโดยใช้เส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงเพียงเส้นเดียว

การเลื่อนเฟสของสัญญาณ Probe Signal ให้ได้ p เรเดียนพอดีนั้น นอกจากจะต้องปรับค่ากำลังค่ายอดของ Data Signal ให้เหมาะสมแล้ว ยังต้องคำนึงถึงค่าอีก 2 อย่างคือ สัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง และ ความยาวของเส้นใยแสง ตามสมการ (2.16) ซึ่งเป็นสมการแสดงการเลื่อนเฟสของสัญญาณ และเมื่อพิจารณาเฉพาะตำแหน่งค่ายอดของสัญญาณ Probe Signal จะได้เป็นสมการ (3.1)

$$f_{NL} = f_{SPM} + f_{XPM} = gP_{Probe,0}L_{eff} + 2gP_{OOK,0}L_{eff} \quad (3.1)$$

เมื่อ f_{SPM} คือ เฟสที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก SPM, f_{XPM} คือ เฟสที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก XPM, g คือ สัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้น, P_0 คือ กำลังค่ายอดของสัญญาณ และ L_{eff} คือ ระยะทางประสิทธิผลตามสมการ $L_{eff} = (1 - e^{-aL})/a$ โดยที่ L คือ ความยาวของเส้นใยแสง และ a คือ สัมประสิทธิ์การลดทอน ซึ่งการจัดให้สัญญาณโพรบเปลี่ยนแปลงเฟสไป p เรเดียนพอดีนั้น จะคิดเฉพาะผลจาก f_{XPM} เท่านั้นเนื่องจาก f_{SPM} จะมีค่าเท่ากันทุกพัลส์ของสัญญาณโพรบ เพราะสัญญาณโพรบเป็นสัญญาณพัลส์ต่อเนื่องซึ่งจะมีกำลังสัญญาณ P_0 เท่ากันทุกๆ บิต

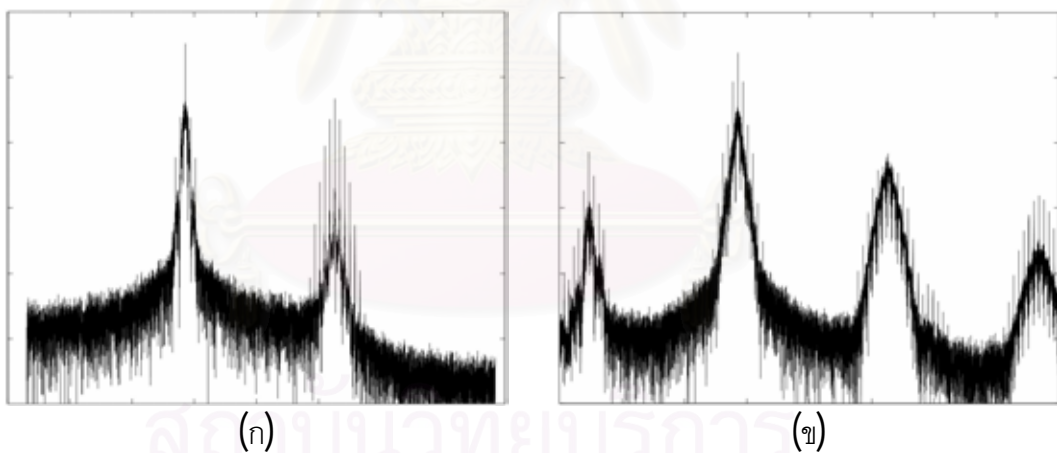


รูปที่ 3.2 การแจกแจงของความเร็วกลุ่มและ GVD เทียบกับความยาวคลื่น

นอกจากนี้จะต้องคำนึงถึงประสิทธิภาพในการเกิดปรากฏการณ์ XPM ด้วยการเพิ่มประสิทธิภาพของ XPM สามารถทำได้โดยลดค่า d ในสมการ (2.19) ให้มีค่าน้อยลง ซึ่งสามารถ

ทำได้โดยเลือกความยาวคลื่นของสัญญาณ OOK และสัญญาณโพรบ ที่มีค่าความเร็วกลุ่มใกล้เคียงกันมากที่สุด ซึ่งเห็นได้จากรูปที่ 3.2 ซึ่งแสดงกราฟของความเร็วกลุ่ม จะพบว่าการเลือกจุด A และ B ในรูปที่ 3.2 เป็นการเลือกความยาวคลื่นของสัญญาณที่มีความเหมาะสมที่สุด เพราะว่าตำแหน่งทั้ง 2 มีความยาวคลื่นซึ่งห่างจากตำแหน่ง ZDWL เท่ากัน ซึ่งจะเป็นความยาวคลื่นที่มีความเร็วกลุ่มเท่ากันพอดี

จากที่กล่าวมาข้างต้น Probe Signal ที่ออกจาก HNLF จะมีเฟสเหมือนสัญญาณ BPSK ก็จริง แต่กำลังของพัลส์สัญญาณในแต่ละบิตจะมีค่าที่ไม่เท่ากัน ซึ่งจะเห็นได้ว่าพัลส์ที่มีเฟสเป็น "0" จะมีกำลังงานที่มากกว่าพัลส์ที่มีเฟสเป็น "p" เนื่องจากพัลส์ของสัญญาณโพรบที่มีเฟสเป็น "p" เกิดจากสัญญาณพัลส์ "1" ของ OOK เกิดปรากฏการณ์เคอร์กับพัลส์ของสัญญาณโพรบ ซึ่งปรากฏการณ์เคอร์ไม่ได้มีเพียงแค่ XPM เท่านั้นแต่ยังมี FWM ด้วย ซึ่งปรากฏการณ์ FWM นี้เองเป็นตัวที่ทำให้กำลังงานของพัลส์สัญญาณหายไป โดยจะถ่ายเทไปยังสัญญาณที่มีความยาวคลื่นใหม่สองสัญญาณ ดังรูปที่ 3.3 ซึ่งแสดงสเปกตรัมของสัญญาณก่อนและหลัง HNLF จะเห็นได้ว่าสเปกตรัมของสัญญาณหลังออกจาก HNLF จะมีสัญญาณเกิดเพิ่มขึ้นมาอีกสองสัญญาณที่ความถี่ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขของปรากฏการณ์ FWM

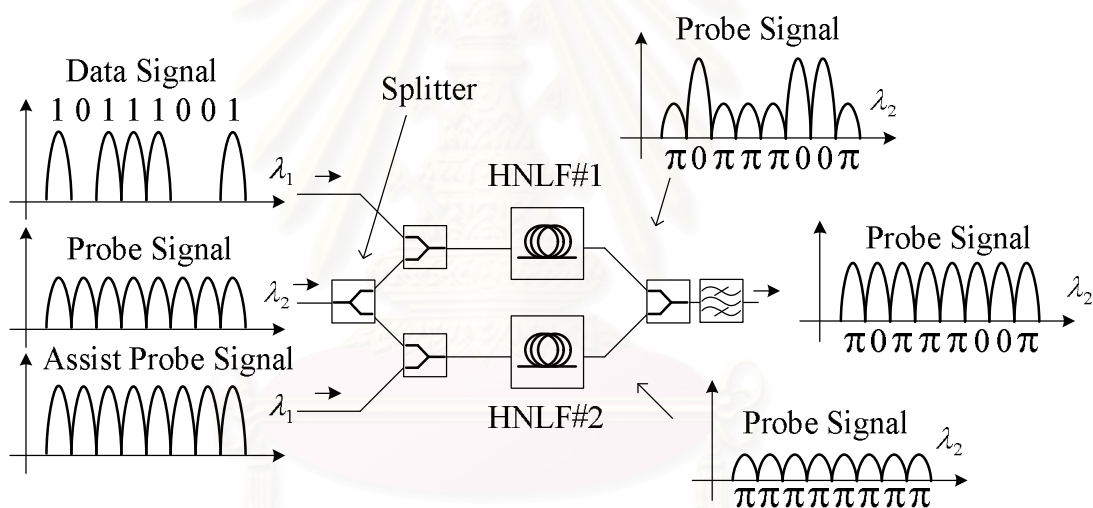


รูปที่ 3.3 สเปกตรัมของสัญญาณ (ก) ก่อนเข้า HNLF (ข) หลังออกจาก HNLF

การออกแบบระบบสำหรับการเปลี่ยนการมอดูเลตสัญญาณ โดยใช้การใช้เส้นใยแสงเพียงเส้นเดียวนั้น สามารถย้ายข้อมูลจากกำลังสัญญาณของ Data Signal ไปยังเฟสของ Probe Signal ได้อย่างถูกต้องคือ ทำให้เฟสของ Probe Signal ความต่างเฟสระหว่างบิต 1 และ 0 เป็น p ได้ แต่ลักษณะพัลส์ของ Probe Signal ก็ยังคงไม่เหมือนกับสัญญาณแบบ DPSK หรือ BPSK เนื่องจากกำลังสัญญาณในแต่ละบิตยังไม่คงที่ ดังนั้นจึงต้องมีการออกแบบระบบขึ้นมาใหม่ในหัวข้อถัดไป

3.2 การแปลงการมอดูเลตสัญญาณโดยใช้เส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงสองเส้น

ในการออกแบบระบบสำหรับการเปลี่ยนการมอดูเลตสัญญาณนี้ จะทำการแก้ปัญหาที่ กำลังของสัญญาณ Probe Signal แต่ละบิตไม่เท่ากัน โดยทำการเพิ่ม HNLF ที่มีคุณสมบัติ เหมือนกับ HNLF เดิม อีก 1 เส้น และ เพิ่มสัญญาณพัลส์ต่อเนื่องอีก 1 สัญญาณ โดยจะเรียก สัญญาณที่เพิ่มขึ้นมานี้ว่า "สัญญาณช่วยโพรบ" หรือ "Assist Probe Signal" ดังแสดงในรูปที่ 3.4 ซึ่งจะเห็นได้ว่า สัญญาณที่ใส่เข้าไปใน HNLF เส้นที่ 1 จะมีลักษณะเหมือนกับระบบเดิมที่ออกแบบ ไว้ในรูปที่ 3.1 คือมีการใส่สัญญาณ Data Signal และ Probe Signal เข้าไป ดังนั้นสัญญาณ Probe Signal ที่ออกมาจาก HNLF#1 จะมีลักษณะที่เหมือนเดิมคือ เป็นพัลส์ที่มีเฟส 0 และ p และกำลังของพัลส์สัญญาณที่มีเฟสเป็น 0 จะมากกว่าเฟส p เนื่องจากไม่เกิด FWM

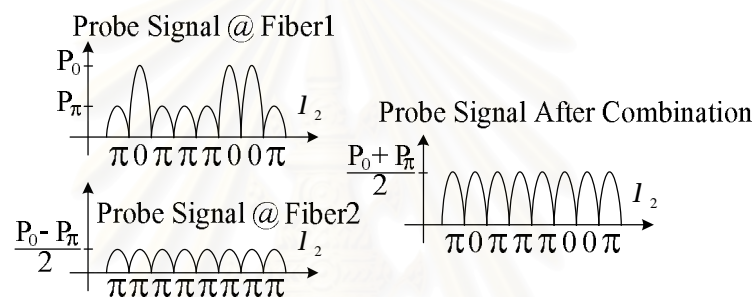


รูปที่ 3.4 การเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณโดยใช้เส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงสองเส้น

ส่วน HNLF#2 จะทำการใส่สัญญาณเข้าไป 2 สัญญาณ คือ Probe Signal และ Assist Probe Signal ซึ่งเป็นสัญญาณพัลส์ต่อเนื่องทั้งคู่ โดยกำลังของสัญญาณ Assist Probe Signal จะต้องทำให้เฟสของสัญญาณ Probe Signal ที่เข้าไปใน HNLF#2 ด้วยกัน เลื่อนเฟสไป p เรเดียน เช่นเดียวกับสัญญาณ Probe Signal ใน HNLF#1 ที่วิ่งไปพร้อมกับบิต 1 ของ Data Signal ซึ่งก็คือ ค่ายอดกำลังของสัญญาณ Assist Probe Signal ที่ใช้จะต้องเท่ากับ Data Signal นั้นเอง

สัญญาณ Probe Signal ที่ออกมาจาก HNLF#2 จะมีเฟสเป็น p ทั้งหมด จากนั้นเราจะ นำสัญญาณ Probe Signal จาก HNLF ทั้งสองมารวมกัน พัลส์สัญญาณ Probe Signal จาก

HNLF#1 ที่มีเฟสเป็น p จะแทรกสอดแบบเสริมกับ Probe Signal จาก HNLF#2 และในทางกลับกัน Probe Signal จาก HNLF#1 ที่มีเฟสเป็น 0 จะแทรกสอดแบบหักล้างกับสัญญาณโพรบจาก HNLF #2 เพื่อให้ Probe Signal ที่ได้จากการแทรกสอดของสัญญาณทั้งสอง มีกำลังสัญญาณเท่ากันในทุกๆ บิต จะต้องปรับค่ากำลังสัญญาณของ Probe Signal ให้มีค่าที่เหมาะสม ดังแสดงในรูปที่ 3.5 ถ้า Probe Signal ที่ออกจาก HNLF#1 มีกำลังค่ายอดของพัลส์สัญญาณที่มีเฟสเป็น 0 และ p เป็น P_0 และ P_p ตามลำดับ Probe Signal จาก HNLF#2 จะต้องมีการปรับค่ายอดของพัลส์สัญญาณเป็น $(P_0 - P_p)/2$ จึงจะทำให้การแทรกสอดแบบเสริมมีกำลังสัญญาณเป็น $P_p + (P_0 - P_p)/2 = (P_0 + P_p)/2$ และการแทรกสอดแบบหักล้างมีกำลังสัญญาณเป็น $P_0 - (P_0 - P_p)/2 = (P_0 + P_p)/2$ เท่ากัน



รูปที่ 3.5 กำลังงานสัญญาณที่เหมาะสมที่ทำให้สัญญาณที่ผ่านการแปลงมีแอมพลิจูดแต่ละบิตเท่ากัน

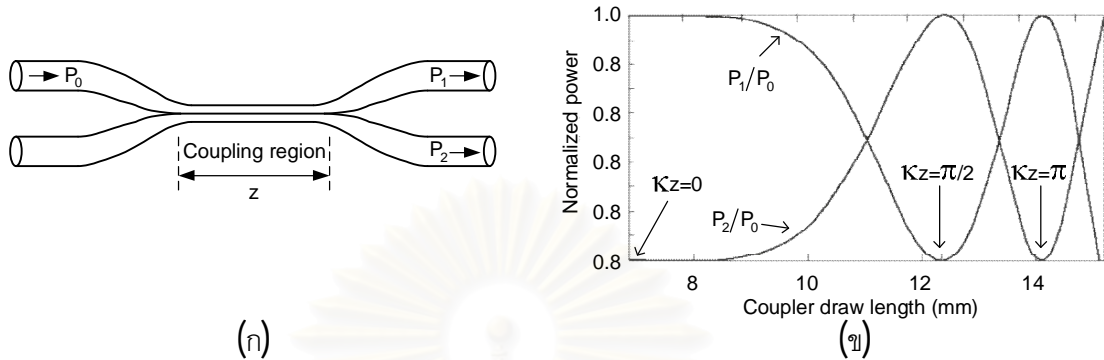
ในการปรับกำลังสัญญาณ Probe Signal จาก HNLF#2 สามารถทำได้โดยเลือกอัตราส่วนการแยก (Splitting ratio) ของ Splitter ให้มีความเหมาะสม โดยการปรับ Splitting ratio ของ Splitter สามารถทำได้โดยใช้อุปกรณ์ที่เรียกว่า Coupler ซึ่งมีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 3.6 (ก) Coupler เป็นอุปกรณ์ที่สามารถนำมาใช้เป็น Combiner, Splitter และ อุปกรณ์ Trap สัญญาณได้ โดยทำมาจากเส้นใยแสง 2 เส้นมาหลอมติดกัน (Fused Fiber) โดยคุณลักษณะของ Coupler จะขึ้นอยู่กับระยะ Coupling region ซึ่งเป็นความยาวที่เส้นใยแสงทั้ง 2 หลอมติดกัน ดังแสดงในรูปที่ 3.6 (ข) ซึ่งแสดงอัตราส่วนกำลังสัญญาณขาออกจาก Coupler (P_1, P_2) ต่อกำลังสัญญาณขาเข้า (P_0) เมื่อเทียบกับความยาวของ Coupling region โดยถ้าให้ Coupler เป็นแบบไม่มีอัตราสูญเสีย จะได้กราฟทั้ง 2 เส้น จะเป็นดังสมการ (3.2) และ (3.3)

$$P_2 = P_0 \sin^2(kz) \quad (3.2)$$

$$P_1 = P_0 - P_2 = P_0 \cos^2(kz) \quad (3.3)$$

เมื่อ k คือ Coupling coefficient และมี Splitting ratio เป็นดังสมการ (3.4)

$$\text{Spitting ratio} = \left(\frac{P_2}{P_1 + P_2} \right) \times 100\% \quad (3.4)$$



รูปที่ 3.6 Coupler (ก) ลักษณะของ Coupler (ข) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Splitting ratio และ ความยาวของ Coupling region

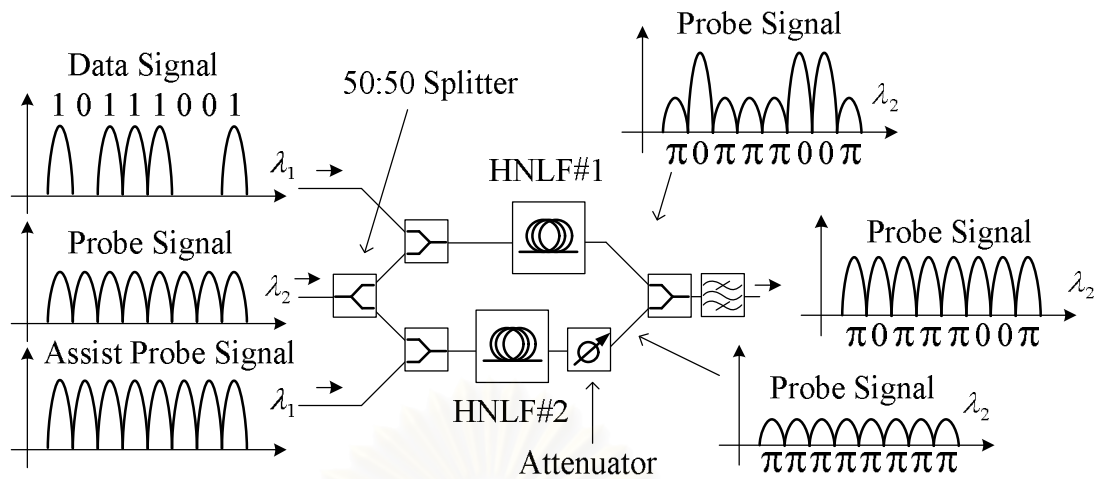
ถ้าค่า Splitting ratio ที่เหมาะสมมีค่าไม่เป็น 0.5 (หรือ 50%) จะส่งผลให้กำลังสัญญาณ Probe Signal ที่แยกไปยัง HNLF#1 และ #2 ไม่เท่ากัน ซึ่งจะทำให้ f_{SPM} ภายใน HNLF ทั้งสองมีค่าไม่เท่ากันด้วย ส่งผลให้ต้องปรับกำลังสัญญาณ Data Signal และ Assist Probe Signal ให้มีค่าที่ต่างกันเล็กน้อยดังสมการ (3.7)

$$f_{NL, Fiber\#1} = f_{SPM} + f_{XPM} = g \cdot SR \cdot P_{Probe,0} \cdot L_{eff} + 2 \cdot g \cdot P_{OOK,0} \cdot L_{eff} \quad (3.5)$$

$$f_{NL, Fiber\#2} = f_{SPM} + f_{XPM} = g \cdot (1 - SR) \cdot P_{Probe,0} \cdot L_{eff} + 2 \cdot g \cdot P_{Assist,0} \cdot L_{eff} \quad (3.6)$$

$$\frac{(2 \cdot SR - 1)}{2} P_{Probe,0} = P_{Assist,0} - P_{OOK,0} \quad (3.7)$$

การปรับกำลัง Probe Signal จาก HNLF#2 โดยการเลือกค่า Splitting ratio ที่เหมาะสมนั้นจะทำให้การออกแบบระบบต้องเลือกใช้ Coupler ที่มีความยาว Coupling region ที่ตายตัว จึงทำให้การปรับแต่ง (Tune) ระบบได้ลำบากไม่เหมาะในการใช้งานจริง ดังนั้นการออกแบบระบบที่เหมาะสมกว่าคือการนำเอาอุปกรณ์ลดทอนสัญญาณมาใช้ ดังแสดงในรูปที่ 3.7 ที่มีการนำเอาอุปกรณ์ลดทอนสัญญาณมาต่อหลังจาก HNLF#2 และใช้ 50:50 Splitter เพื่อแยกสัญญาณ Probe Signal ไปยัง HNLF ทั้ง 2 เท่าๆ กัน ซึ่งจะทำให้เกิดการเลื่อนเฟสเนื่องจาก SPM ที่เท่ากัน จึงไม่จำเป็นต้องใช้สมการ (3.7) อีกต่อไป



รูปที่ 3.7 การเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณโดยใช้เส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงสองเส้นร่วมกับอุปกรณ์ลดทอนสัญญาณ

บทที่ 4

ผลการจำลองทางคณิตศาสตร์

ในบทนี้จะทำการหาผลการจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 3 โดยจะแบ่งออกเป็น 8 ส่วนประกอบไปด้วย 1) แสดงรายละเอียดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการจำลอง 2) ผลการจำลองในการหาคุณภาพของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตเปรียบเทียบกับสัญญาณ DPSK 3) การเปรียบเทียบผลกระทบของดิสเพอร์ชันที่มีผลต่อสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตและสัญญาณ DPSK 4) หาผลกระทบของสัญญาณรบกวนในสัญญาณข้อมูลที่มีผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ 5) หาผลกระทบของดิสเพอร์ชันในสัญญาณข้อมูลที่มีผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ 6) หาผลกระทบของการเปลี่ยนกำลังของสัญญาณไปจากค่าที่เหมาะสมที่มีผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ 7) ผลกระทบของการเปลี่ยนความยาวคลื่นไปจากค่าที่เหมาะสมที่มีผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ และ 8) หาผลกระทบของความแตกต่างของความยาวเส้นใยแสงทั้งสองที่มีผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ

4.1 ค่าพารามิเตอร์และการต่ออุปกรณ์ที่ใช้ในการจำลองทางคณิตศาสตร์

ในการจำลองผลทางคณิตศาสตร์ในวิทยานิพนธ์นี้ จะใช้เส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงชนิด HNL-DSF (Highly nonlinear dispersion shifted fiber) [22] ซึ่งเป็นเส้นใยแสงที่ถูกเลื่อนความยาวคลื่นที่มีค่าดิสเพอร์ชันเป็นศูนย์มาที่ 1550 nm เนื่องจากที่ความยาวคลื่นนี้เป็นช่วงที่เส้นใยแสงมีอัตราการลดทอนน้อยที่สุด ทำให้สามารถเลือกใช้ความยาวคลื่นของสัญญาณ OOK และสัญญาณโพรบในตำแหน่งที่ห่างจาก ZDWL เท่ากันได้และยังมีอัตราการลดทอนน้อยด้วยเช่นกัน โดยคุณสมบัติต่างๆ ของ HNL-DSF และ ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการจำลอง แสดงไว้ในตารางที่ 4.1 โดยสัญญาณ Data Signal จะเป็นสัญญาณ OOK แบบเกาส์เซียนที่มี Duty cycle 50 %, Probe Signal เป็นสัญญาณพัลส์ต่อเนื่องที่มี Duty cycle เป็น 66% และสัญญาณ Assist Probe Signal เป็นสัญญาณพัลส์ต่อเนื่องแบบเกาส์เซียนที่มี Duty cycle 50%

ตารางที่ 4.1 คุณสมบัติของ HNL-DSF และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลอง

ค่าพารามิเตอร์ และคำอธิบาย	ค่าที่ใช้	หน่วย
a อัตราการลดทอนของ HNL-DSF	0.51	dB/km
ZDWL ค่าความยาวคลื่นที่มีดิสเพอร์ชันเป็นศูนย์ของ HNL-DSF	1550	nm
Dispersion Slope ความชันดิสเพอร์ชันของ HNL-DSF	0.032	ps ² /(nm.km)
Nonlinear Coefficient สัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นของ HNL-DSF	20.4	(W.km) ⁻¹
Length ความยาวของ HNL-DSF	3.054	km
I_{probe} ความยาวคลื่นของ Probe Signal	1552.52	nm
I_{OOK} ความยาวคลื่นของ Data Signal	1547.72	nm
I_{assist} ความยาวคลื่นของ Assist Probe Signal	1547.72	nm
$P_{probe,0}$ กำลังค่ายอดของ Probe Signal	2	mW
$P_{OOK,0}$ กำลังค่ายอดของ Data Signal	37.8	mW
$P_{Assist,0}$ กำลังค่ายอดของ Assist Probe Signal	37.8	mW
Attenuation ค่าการลดทอนในอุปกรณ์ลดทอนสัญญาณ	21.8	dB
Sampling Frequency ความถี่ในการสุ่ม	1.28	THz
PBRS จำนวนบิตข้อมูลแบบเลขสุ่มเทียม	2 ¹¹ -1	Bits

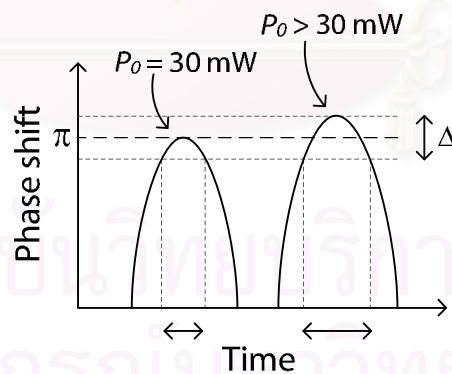
โดยเมื่อทำการคำนวณตามสมการ (3.1) จะพบว่าการเลื่อนเฟสที่เกิดจากปรากฏการณ์ XPM ให้ได้เป็น p พอดีแสดงในสมการ (4.1)-(4.3)

$$a = \frac{a_{dB}}{4.343} = \frac{0.51}{4.343} = 0.117 \quad (4.1)$$

$$L_{eff} = \frac{1 - e^{-aL}}{a} = \frac{1 - e^{-0.117 \times 3.054}}{0.117} = 2.566 \quad (4.2)$$

$$f_{XPM} = 2gP_{OOK,0}L_{eff} = 2 \times 20.4 \times 30e^{-3} \times 2.566 = 3.141 \approx p \quad (4.3)$$

จากสมการ (4.1)-(4.3) จะพบว่ากำลังค่ายอดที่ทำให้เฟสของ Probe Signal เปลี่ยนไป p พอดีได้คือ 30 mW แต่เนื่องจากในการคำนวณในสมการ (4.1)-(4.3) ไม่ได้คำนึงถึงผลของดิสเพอร์ชันที่เกิดในเส้นใยแสงซึ่งทำพัลส์สัญญาณขยายตัวออกและกำลังค่ายอดลดลง ดังนั้นจึงต้องเพิ่มกำลังของสัญญาณ Data Signal ให้สูงขึ้นไปอีกเล็กน้อยชดเชยกับการเกิดดิสเพอร์ชัน และที่สำคัญ Data Signal เป็นสัญญาณแบบพัลส์ OOK แบบเกาส์เซียนซึ่งจะมีกำลังสูงสุด เฉพาะตำแหน่งกึ่งกลางพัลส์ ดังนั้นการเลื่อนเฟสของ Probe Signal ไป p ก็จะทำให้เกิดเฉพาะที่ตำแหน่งกึ่งกลางพัลส์เช่นกัน เพื่อในเฟสของ Probe Signal ส่วนใหญ่เลื่อนไปในช่วงประมาณ p จะต้องเพิ่มกำลังค่ายอดของ Data Signal ให้สูงขึ้นกว่าค่าที่คำนวณไว้ ดังแสดงในรูปที่ 4.1 โดยจากการจำลองพบว่าจะต้องใช้กำลังค่ายอดของ Data Signal เป็น 37.8 mW



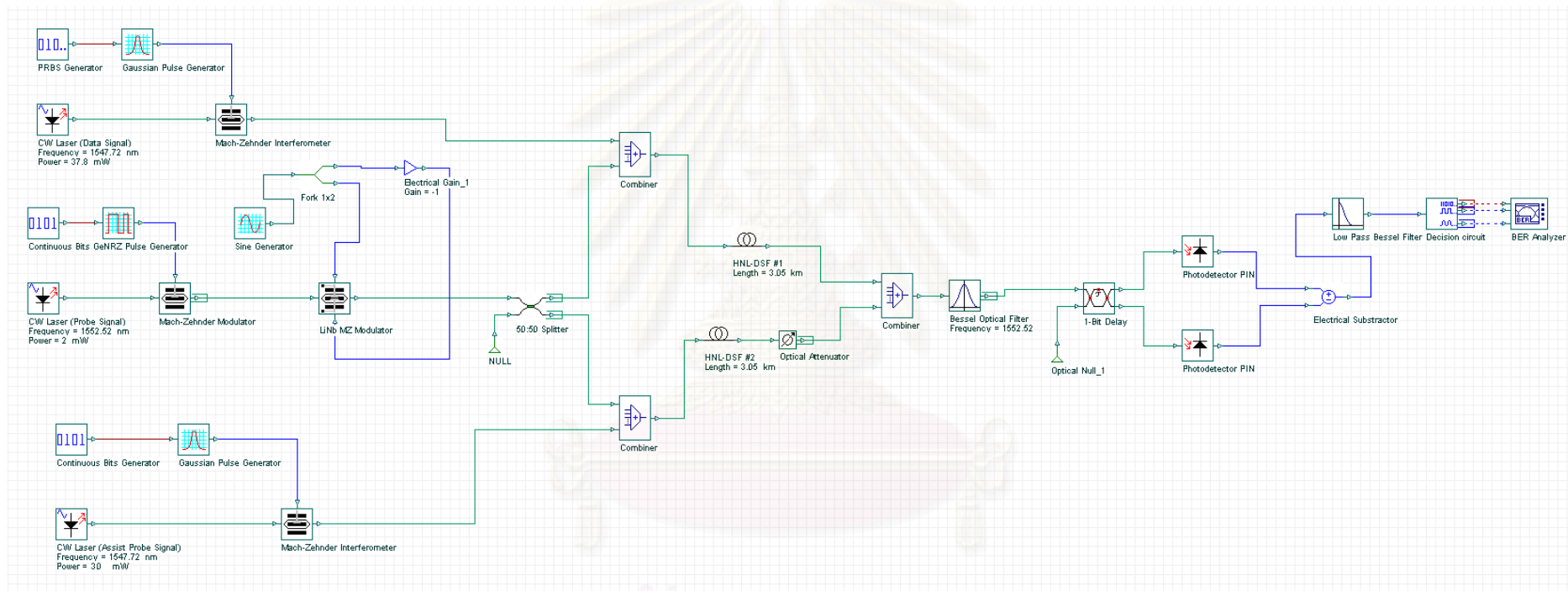
รูปที่ 4.1 กำลังของสัญญาณ Probe ที่ออกมาจาก HNLF#2

รูปที่ 4.2 แสดงรูปแบบการต่ออุปกรณ์ต่างๆ ในการจำลองทางคณิตศาสตร์ โดยประกอบไปด้วยอุปกรณ์ส่งสัญญาณ 3 อุปกรณ์คือ Data Signal, Probe Signal และ Assist Probe Signal จากนั้นจะทำการแบ่งสัญญาณ Probe Signal ออกเป็น 2 ส่วนด้วย 50:50 splitter เพื่อนำไปรวมกับ Data Signal และ Assist Probe Signal แล้วส่งเข้าไปยังเส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง

เส้นที่ 1 และ 2 ตามลำดับ จากนั้นนำสัญญาณที่ออกจากเส้นใยแสงเส้นที่ 2 มาผ่าน Attenuator เพื่อปรับกำลังสัญญาณให้สามารถชดเชยกับกำลังสัญญาณที่หายไปของเส้นใยแสงเส้นที่ 1 ที่เกิดจากปรากฏการณ์ FWM และนำสัญญาณที่ออกจากเส้นใยแสงสัญญาณรวมกันแล้วกรองให้เหลือเฉพาะสัญญาณ Probe Signal ด้วยฟิลเตอร์ทางแสง และส่วนสุดท้ายคืออุปกรณ์รับสัญญาณแบบ Balanced detector ซึ่งประกอบไปด้วย 1-Bit Delay, Photodetector และ Decision Circuit



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.2 รูปแบบการต่ออุปกรณ์ต่างๆ ในการจำลองทางคณิตศาสตร์

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

4.2 การเปรียบเทียบค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ กับสัญญาณ DPSK จริง

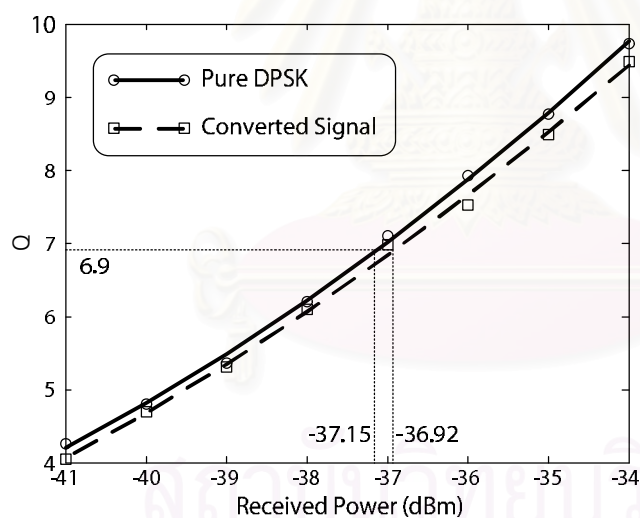
เพื่อทำการเปรียบเทียบคุณภาพของสัญญาณที่ได้จากการแปลงการมอดูเลตสัญญาณกับสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแบบ DPSK โดยตรง สามารถทำได้โดยเปรียบเทียบค่า Q ของสัญญาณทั้งสองตามสมการ (2.34) ในบทที่ 2 โดยที่สัญญาณ Probe Signal ที่ใช้ในการจำลองนี้จะเป็นสัญญาณพัลส์ต่อเนื่องที่มี Duty cycle เป็น 66% ดังนั้นจึงใช้เปรียบเทียบกับสัญญาณ DPSK ที่มี Duty cycle 66% เหมือนกัน

ในการหาคุณภาพของสัญญาณทำได้โดยนำสัญญาณทั้ง 2 มาผ่านอุปกรณ์ลดทอนสัญญาณ (Attenuator) เพื่อลดกำลังของสัญญาณลง เนื่องจากการใช้ Attenuator สามารถแทนลักษณะการลดลงของกำลังสัญญาณตามระยะทางที่เดินทางไปในเส้นใยแสง หลังจากนั้นนำสัญญาณที่ได้ต่อไปยังอุปกรณ์รับสัญญาณแบบ Balanced detector เพื่อเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า และนำสัญญาณไฟฟ้าที่ได้มาหาค่า Q ซึ่งจะทำได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และกำลังสัญญาณแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ

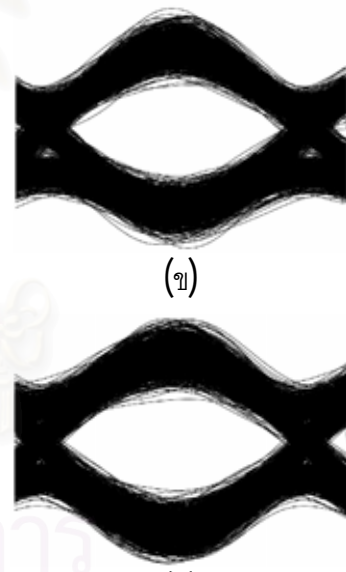
ในการเปรียบเทียบการส่งสัญญาณที่อัตราข้อมูล 20 Gbps ได้แสดงค่า Q เมื่อทำการเปลี่ยนกำลังของสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณให้เป็นค่าต่างๆ ไว้ในตารางที่ 4.2 และในรูปที่ 4.3 ได้แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และกำลังของสัญญาณแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ จะเห็นได้ว่าเมื่อเพิ่มกำลังของสัญญาณแสงขึ้น ก็จะทำให้คุณภาพของสัญญาณหรือค่า Q เพิ่มขึ้นเนื่องจาก อุปกรณ์รับสัญญาณแสงที่ใช้ไม่เป็นแบบอุดมคติคือ ไม่สามารถเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าแบบแปรผันโดยตรง แต่จะต้องมีการเพิ่มสัญญาณรบกวนเข้ามาด้วย ดังนั้นเมื่อกำลังของสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณมีค่าน้อยจะส่งผลให้ค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจะเพิ่มมากขึ้นทำให้คุณภาพของสัญญาณที่รับได้ลดลง และเมื่อพิจารณา กำลังของสัญญาณแสงเมื่อมีค่า Q เป็น 6.9 (หรือมีอัตราความผิดพลาดบิตเป็น 10^{-12}) เมื่อส่งสัญญาณที่อัตราบิต 20 Gbps พบว่าสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตมีกำลังที่สูงกว่าสัญญาณที่มอดูเลตแบบ DPSK โดยตรง อยู่ 0.23 dB หรือเรียกว่ามีค่า Power penalty 0.23 dB และผลจำลองการส่งสัญญาณที่อัตราบิต 40 Gbps ซึ่งแสดงในตารางที่ 4.3 และรูปที่ 4.4 พบว่ามีค่า Power penalty 0.38 dB ที่อัตราความผิดพลาดบิต 10^{-12} เช่นกัน ซึ่งสูงกว่าอัตราบิต 20 Gbps อยู่ 0.15 dB แต่ก็ยังคงมีค่าไม่มากเมื่อเทียบกับข้อดีของสัญญาณ DPSK ที่ดีกว่าสัญญาณ OOK อยู่ถึง 3 dB

ตารางที่ 4.2 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต และสัญญาณ DPSK จริง ที่กำลังสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับ เมื่อใช้อัตราข้อมูล 20 Gbps

กำลังของสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับ (dBm)	Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต	Q ของสัญญาณ DPSK จริง
-41	4.0506	4.2493
-40	4.6882	4.8012
-39	5.2998	5.3640
-38	6.1049	6.2073
-37	6.9710	6.7570
-36	7.5127	7.9203
-35	8.4902	8.7704
-34	9.4880	9.7306



(ก)

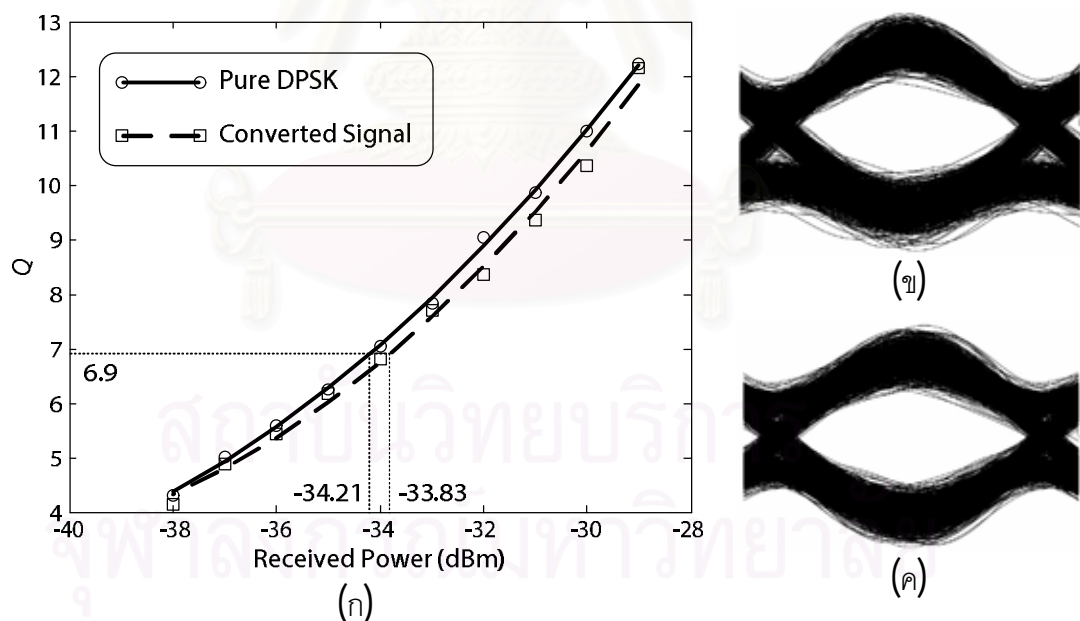


(ค)

รูปที่ 4.3 (ก) กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และกำลังสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับสัญญาณที่อัตราข้อมูล 20 Gbps (ข) Eye diagram ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตที่กำลังสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับ -37 dBm (ค) Eye diagram ของสัญญาณ DPSK จริงที่กำลังสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับสัญญาณ -37 dBm

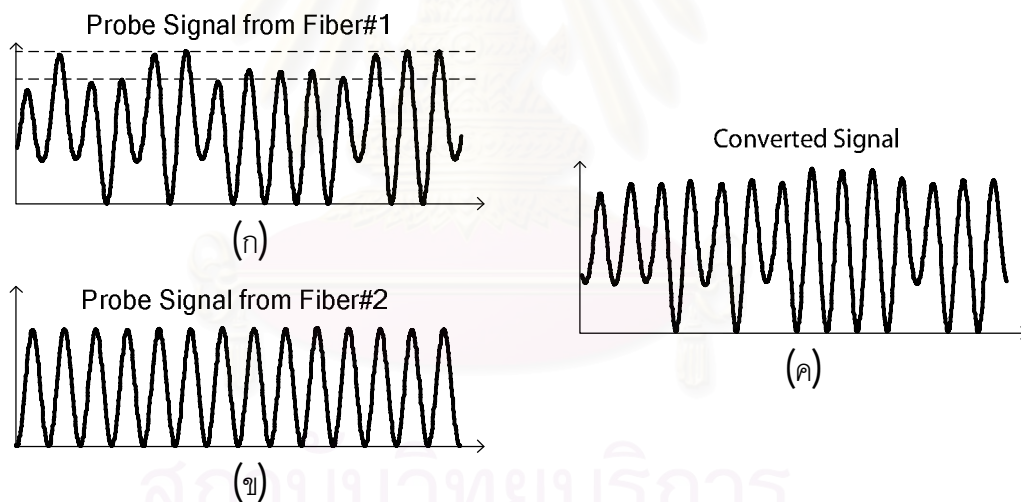
ตารางที่ 4.3 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต และสัญญาณ DPSK จริง ที่กำลังสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับ เมื่อใช้อัตราข้อมูล 40 Gbps

กำลังของสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับ (dBm)	Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต	Q ของสัญญาณ DPSK จริง
-38	4.1468	4.3783
-37	4.8740	5.0234
-36	5.4433	5.5806
-35	6.1647	6.2922
-34	6.8038	7.0710
-33	7.6871	8.0311
-32	8.3504	8.7861
-31	9.3591	10.1950
-30	10.3641	11.0838
-29	12.1351	12.5962



รูปที่ 4.4 (ก) กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และกำลังสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับสัญญาณที่อัตราข้อมูล 40 Gbps (ข) Eye diagram ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตที่กำลังสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับ -34 dBm (ค) Eye diagram ของสัญญาณ DPSK จริงที่กำลังสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับสัญญาณ -34 dBm

การที่สัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตมีคุณภาพต่ำกว่าสัญญาณ DPSK อยู่ 0.23 และ 0.38 dB เนื่องจากการเกิดปรากฏการณ์ FWM ใน HNL-DSF ซึ่งเป็นการถ่ายเทพลังงานไปยังความยาวคลื่นใหม่ เกิดไม่เท่ากันตลอด ขึ้นอยู่กับรูปแบบบิตข้อมูลของ Data Signal ทำให้การลดลงในแต่ละบิตไม่เท่ากัน ดังแสดงในรูปที่ 4.5 (ก) ซึ่งแสดงสัญญาณที่ออกจากเส้นใยแสงเส้นแรก พบว่าพัลส์สัญญาณจะมีระดับพลังงานอยู่ 2 ระดับเนื่องจากพัลส์บางส่วนเดินทางไปพร้อมกันบิต 0 ของ Data Signal ซึ่งจะไม่เกิด FWM ทำให้เหลือกำลังสัญญาณที่สูงกว่าพัลส์ที่เหลือ ซึ่งเดินทางไปพร้อมกับบิต 1 ของ Data Signal ทำให้เกิดจาก FWM แต่การลดลงของกำลังสัญญาณนี้ไม่เท่ากันขึ้นอยู่กับรูปแบบจำนวนบิต 1 ที่ติดกันของ Data Signal และเมื่อนำสัญญาณมาแทรกสอดกับสัญญาณที่ผ่านเส้นใยแสงเส้นที่สองดังรูปที่ 4.5 (ข) ซึ่งเป็นพัลส์กำลังของสัญญาณเท่ากันทุกบิต ทำให้ได้สัญญาณสุดท้ายที่ได้มีกำลังงานไม่เท่ากันในแต่ละบิตด้วย ดังแสดงในรูปที่ 4.5 (ค) และเมื่อนำสัญญาณนี้ไปยังอุปกรณ์รับสัญญาณแบบ Balanced detector จะทำให้เกิดการแทรกสอดกันใน Delay interferometer แบบเสริมและหักล้างที่ไม่พอดีจึงทำให้สัญญาณไฟฟ้าที่ได้มีคุณภาพลดต่ำลงไปด้วย



รูปที่ 4.5 ลักษณะพัลส์ของ Probe Signal (ก) ที่ออกจาก Fiber#1 (ข) ที่ออกจาก Fiber#2 และ (ค) สัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต

4.3 การเปรียบเทียบผลกระทบของดิสเพอร์ชันที่มีผลต่อสัญญาณหลังการแปลงรูปแบบ และสัญญาณ DPSK จริง

ปรากฏการณ์ดิสเพอร์ชันเกิดจากองค์ประกอบความถี่ย่อยๆ ของสัญญาณเดินทางในเส้นใยแสงได้เร็วไม่เท่ากัน ดังนั้นพัลส์สัญญาณที่มีลักษณะกำลังงานที่เหมือนกัน จึงไม่จำเป็นที่จะต้อง

เกิดผลกระทบของดิสเพอร์ชันที่เหมือนกัน ในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการทดสอบผลของดิสเพอร์ชันที่มีต่อสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตเปรียบเทียบกับสัญญาณที่มอดูเลตแบบ DPSK โดยตรง ซึ่งในการทดสอบผลของดิสเพอร์ชันจะใช้การจำลองการเดินทางของสัญญาณทั้ง 2 ผ่านเส้นใยแสง 2 ชนิดคือ SMF และ DCF ซึ่งเส้นใยแสงทั้งนี้จะให้ค่าดิสเพอร์ชันเป็นบวกและลบ กับสัญญาณซึ่งมีความถี่เป็น 1552.52 nm โดยในตารางที่ 4.4 จะแสดงคุณสมบัติของเส้นใยแสงทั้ง 2 ชนิด และตารางที่ 4.5 แสดงค่าดิสเพอร์ชันสะสมของสัญญาณที่มีความยาวคลื่น 1552.52 nm เมื่อเดินทางไปในเส้นใยแสงแบบ SMF และ DCF ที่ระยะทางต่างๆ

ตารางที่ 4.4 คุณสมบัติของเส้นใยแสงแบบ SMF และ DCF

Fiber	Attenuation (dB/km)	Dispersion @ 1550 nm (ps/km/nm)	Dispersion slope (ps/km/nm ²)
SMF	0.2	17	0.075
DCF	0.2	-85	0.3

ตารางที่ 4.5 ค่าดิสเพอร์ชันสะสมตามระยะทางของสัญญาณที่มีความยาวคลื่น 1552.52 นาโนเมตร เมื่อเดินทางไปในเส้นใยแสงแบบ SMF และ DCF มีค่าความยาวต่างๆ

Dispersion (ps/nm)	Fiber	Length (km)
-200	DCF	2.332
-150	DCF	1.749
-100	DCF	1.166
-75	DCF	0.875
-50	DCF	0.583
50	SMF	2.909
75	SMF	4.363
100	SMF	5.818
150	SMF	8.726
200	SMF	11.635

ผลการจำลองหาคุณภาพของสัญญาณที่อัตราข้อมูล 20 Gbps เมื่อทำการลดทอนกำลังของสัญญาณแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณด้วย Attenuator ให้อยู่ในช่วง -41 ถึง -20 dBm และมีผลกระทบจากดิสเพอร์ชันเป็น -200, -100, 100 และ 200 ps/nm แสดงไว้ในตารางที่ 4.6 ซึ่งเป็นตารางแสดงค่า Q และรูปที่ 4.6 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และกำลังของสัญญาณแสง และผลการจำลองที่อัตราข้อมูล 40 Gbps เมื่อทำการลดทอนกำลังของสัญญาณ

แสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณด้วย Attenuator ให้อยู่ในช่วง -38 ถึง -17 dBm และมีผลกระทบจากดิสเพอร์ชันเป็น -75, -50, 50 และ 75 ps/nm แสดงไว้ในตารางที่ 4.7 ซึ่งเป็นตารางแสดงค่า Q และรูปที่ 4.7 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และกำลังของสัญญาณแสง พบว่าสัญญาณทั้ง 2 ที่อัตราบิตเป็น 20 และ 40 Gbps เมื่อได้รับผลกระทบของดิสเพอร์ชันมากขึ้น ไม่ว่าจะ เป็น Anomalous หรือ Normal Dispersion (ดิสเพอร์ชันแบบค่าบวกหรือลบ) ก็จะทำให้คุณภาพของสัญญาณลดลง เนื่องจากดิสเพอร์ชันทำให้เกิดปรากฏการณ์ ISI ซึ่งทำให้กำลังสัญญาณของบิตข้างเคียงมารบกวนกำลังของบิตตรงกลาง

ตารางที่ 4.6 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต และสัญญาณ DPSK เมื่อมีดิสเพอร์ชันเป็น -200, -100, 100 และ 200 ps/km ที่กำลังของสัญญาณแสงค่าต่างๆ โดยมีอัตราบิตเป็น 20 Gbps

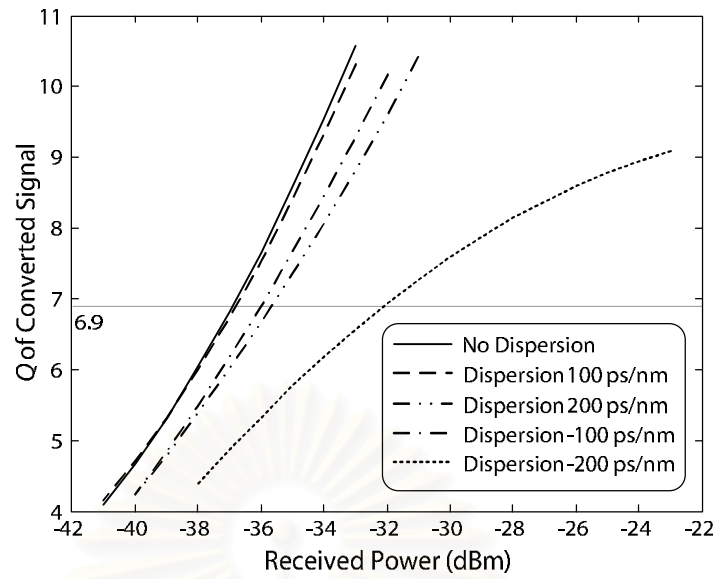
Dispersion (ps/nm)	-200		-100		100		200	
	CS	DPSK	CS	DPSK	CS	DPSK	CS	DPSK
Received Power (dBm) \ signal								
-41	-	-	3.8120	4.0490	4.1354	3.9978	3.6309	-
-40	-	-	4.2967	4.6638	4.6896	4.5979	4.2715	-
-39	3.9125	4.0296	4.8338	5.2864	5.3397	5.2699	4.7980	3.9131
-38	4.4947	4.4317	5.4150	5.9803	5.9284	5.9154	5.3402	4.4501
-37	4.8078	4.8186	6.1794	6.5250	6.8097	6.5889	6.0307	4.8030
-36	5.2960	5.1488	6.7688	7.2554	7.5771	7.2388	6.6137	5.1295
-35	5.6844	5.7171	7.8903	8.0094	8.4325	8.1474	7.3114	5.7889
-34	6.2158	6.0846	8.4296	9.0732	9.0756	8.9534	7.9576	6.1968
-33	6.5008	6.5063	9.2777	9.9401	10.4656	9.8367	9.0550	6.7200
-32	6.9904	6.8947	10.1324	-	-	-	9.6609	6.9636
-31	7.1816	7.2344	-	-	-	-	10.2857	7.2058
-30	7.6043	7.6168	-	-	-	-	-	7.7159
-29	7.917	7.9329	-	-	-	-	-	7.9054
-28	8.1480	8.4007	-	-	-	-	-	8.2636
-27	8.4300	8.5822	-	-	-	-	-	8.3971
-26	8.7369	8.5914	-	-	-	-	-	8.6183
-25	8.7078	8.7990	-	-	-	-	-	8.9248
-24	8.9014	8.8313	-	-	-	-	-	8.9880
-23	9.0667	9.0916	-	-	-	-	-	9.1565
-22	-	9.2320	-	-	-	-	-	9.2604
-21	-	9.2384	-	-	-	-	-	9.3754
-20	-	9.2805	-	-	-	-	-	9.3366

เมื่อ CS คือ Converted Signal

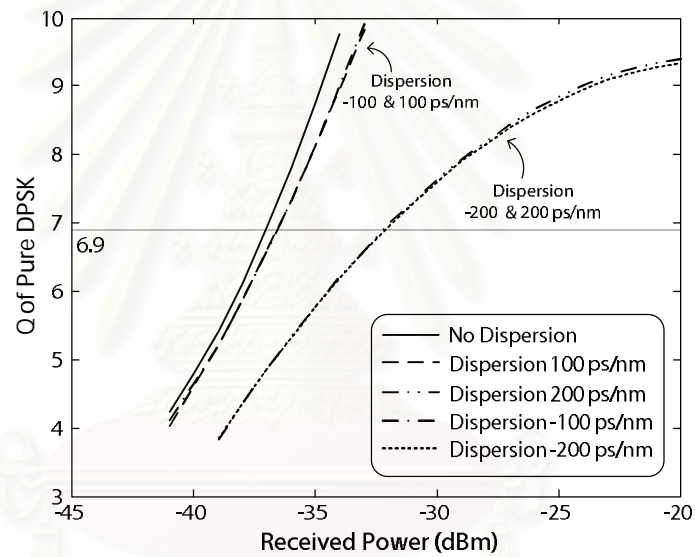
ตารางที่ 4.7 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตและสัญญาณ DPSK เมื่อมีดิสเพอร์ชันเป็น -75, -50, 50 และ 75 ps/km ที่กำลังของสัญญาณแสงค่าต่างๆ โดยมีอัตราบิตเป็น 40 Gbps

Dispersion (ps/nm)	-75		-50		50		75	
	CS	DPSK	CS	DPSK	CS	DPSK	CS	DPSK
signal								
Received Power (dBm)								
-38	-	-	-	4.1175	3.9264	4.0612	-	-
-37	-	-	3.9415	4.4965	4.3883	4.4492	-	-
-36	-	4.1060	4.1856	4.9015	4.9744	4.9135	4.2288	4.1205
-35	-	4.2855	4.8205	5.5111	5.5683	5.4953	4.6530	4.3127
-34	3.8783	4.6514	5.3727	6.0425	6.1544	6.0054	4.9303	4.6787
-33	4.1793	5.0692	5.9131	6.8192	6.9365	6.8713	5.3507	5.1051
-32	4.4779	5.3620	6.5481	7.5507	7.6836	7.5181	5.8395	5.4412
-31	4.7589	5.6448	7.0389	7.8843	8.3576	7.8581	6.1832	5.6754
-30	4.9788	5.9498	7.4939	8.5430	9.4204	8.5426	6.8140	5.9313
-29	5.0745	6.1540	8.1387	9.1316	10.2091	9.3947	7.0036	6.2142
-28	5.3300	6.3315	8.6409	10.0615	-	10.0101	7.4703	6.3369
-27	5.5369	6.5421	9.0231	-	-	-	8.0087	6.5262
-26	5.6983	6.5935	9.6063	-	-	-	8.3644	6.6434
-25	5.7958	6.8523	10.1621	-	-	-	8.7330	6.8877
-24	5.9533	6.8919	-	-	-	-	9.0417	6.9298
-23	5.9605	7.0461	-	-	-	-	9.3156	6.9701
-22	-	7.0602	-	-	-	-	9.6136	7.1968
-21	-	7.1787	-	-	-	-	9.7906	7.2407
-20	-	7.2620	-	-	-	-	9.9742	7.2978
-19	-	7.2637	-	-	-	-	10.1438	7.2915
-18	-	7.3259	-	-	-	-	-	7.3401
-17	-	7.3148	-	-	-	-	-	7.2951

เมื่อ CS คือ Converted Signal



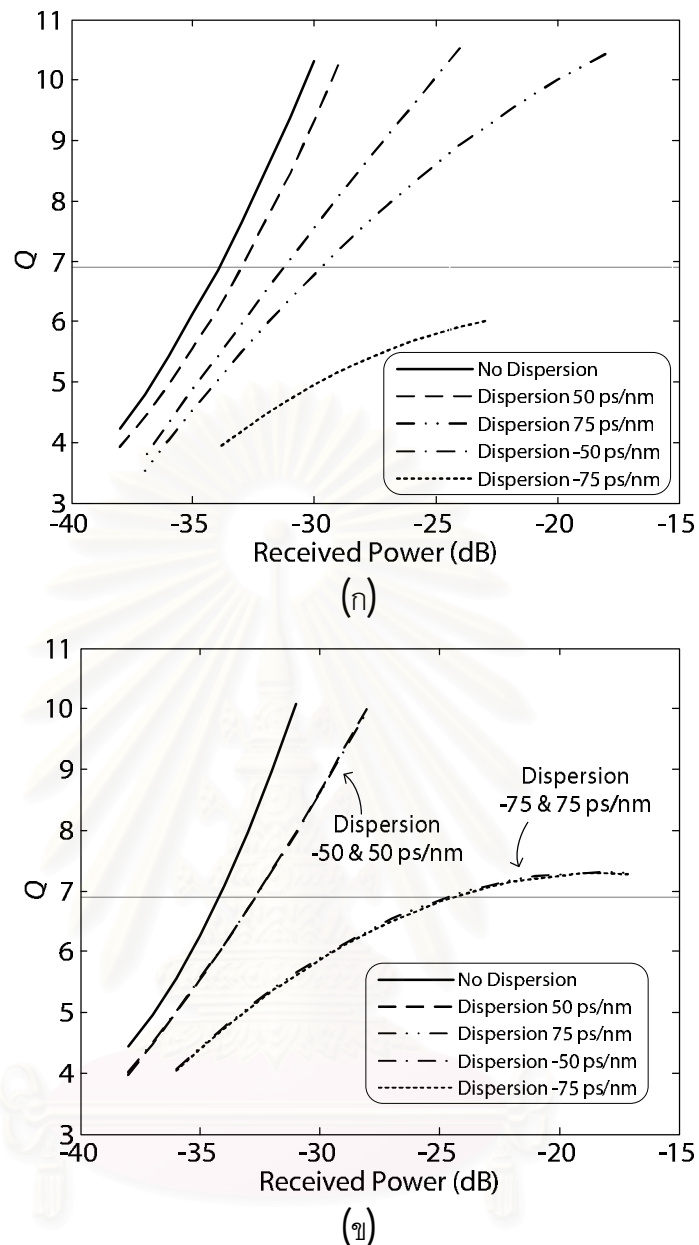
(ก)



(ข)

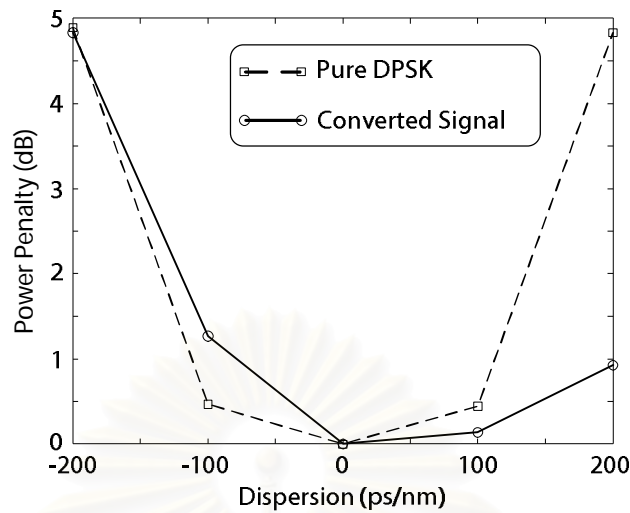
รูปที่ 4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และกำลังของสัญญาณ (ก) ที่ผ่านการแปลงและ (ข) สัญญาณ DPSK ก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ เมื่อมีดิสเพอร์ชันเป็น -200, -100, 100 และ 200 ps/nm โดยมีอัตราบิต เป็น 20 Gbps

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

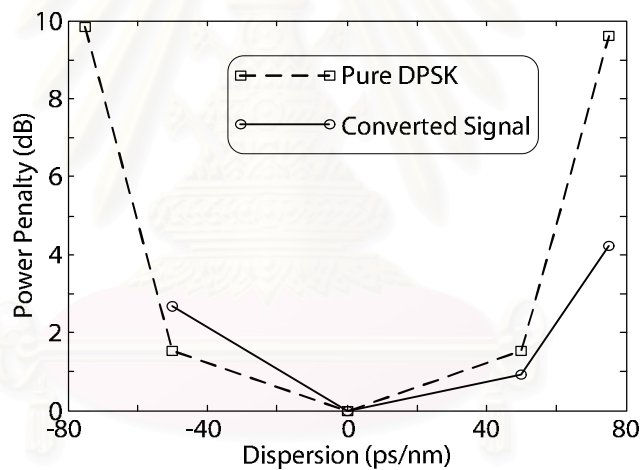


รูปที่ 4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และกำลังของสัญญาณ (ก) ที่ผ่านการแปลงและ (ข) สัญญาณ DPSK ก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ เมื่อมีดิสเพอร์ชันเป็น -75, -50, 50 และ 75 ps/nm โดยมีอัตราบิตเป็น 40 Gbps

มาตรฐานของสัญญาณแสงที่มีคุณภาพดีต้องมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตอยู่ในช่วง 10^{-9} ถึง 10^{-12} ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ 10^{-12} เป็นตัวชี้วัดคุณภาพ ซึ่งจากบทที่ 2 พบว่าเราสามารถหาค่า Q แทนค่าอัตราความผิดพลาดบิตได้ โดยที่อัตราความผิดพลาดบิตเป็น 10^{-12} จะตรงกับค่า Q เป็น 6.9 ดังนั้นในการหาค่า Power penalty ที่ตำแหน่งค่า Q เป็น 6.9 สำหรับการแปลงสัญญาณที่อัตราบิต 20 Gbps จะได้ดังรูปที่ 4.8 และสำหรับอัตราบิต 40 Gbps จะได้ดังรูปที่ 4.9



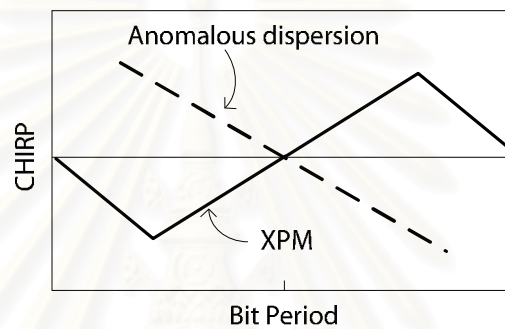
รูปที่ 4.8 ความทนต่อดิสเพอร์ชันของสัญญาณที่ผ่านการแปลง และสัญญาณ DPSK ที่อัตราข้อมูล 20 Gbps



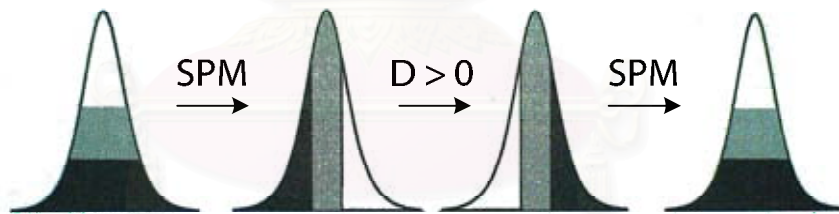
รูปที่ 4.9 ความทนต่อดิสเพอร์ชันของสัญญาณที่ผ่านการแปลง และสัญญาณ DPSK ที่อัตราข้อมูล 40 Gbps

จากรูปที่ 4.8 และรูปที่ 4.9 พบว่าสัญญาณที่ผ่านการแปลงมีความทนต่อดิสเพอร์ชันในช่วงที่เป็นค่าลบหรือ Normal Dispersion ได้น้อยกว่าสัญญาณ DPSK แต่ในช่วงที่ดิสเพอร์ชันเป็นค่าบวกหรือ Anomalous dispersion สัญญาณที่ผ่านการแปลงจะมีความทนต่อดิสเพอร์ชันได้มากกว่า เนื่องจากปรากฏการณ์ XPM ซึ่งจะทำให้พัลส์ของ Probe Signal ให้มี Nonlinear Positive Chirp ดังในรูปที่ 4.10 ซึ่งแสดง Chirp ที่ตำแหน่งต่างๆ ของพัลส์สัญญาณ เห็นได้ว่าบริเวณกลางของพัลส์จะมี Chirp ที่มีลักษณะเป็นเส้นตรงและมีความชันมากกว่า 0 หรือเรียกว่า Positive Chirp ดังนั้น chirp ในส่วนนี้จึงสามารถหักล้างกับ Negative Chirp ของ Anomalous dispersion

ซึ่งแสดงในรูปที่ 4.10 เช่นกัน โดย Chirp ของ Anomalous dispersion จะมีลักษณะเป็นเส้นตรงมีความชันน้อยกว่า 0 ซึ่งลักษณะการหักล้างแบบนี้จะคล้ายกับการส่งสัญญาณแบบ Soliton ที่เกิดจากการหักล้างกันระหว่าง Chirp ของ SPM และดิสเพอร์ชัน ดังแสดงในรูปที่ 4.11 ซึ่งเห็นได้ว่าที่ตำแหน่งต่างๆ ของพัลส์สัญญาณตอนแรกมีองค์ประกอบความถี่ต่างๆ กระจายอยู่เท่ากัน (สีดำและสีขาวเป็นองค์ประกอบความถี่ต่ำและสูงตามลำดับ) เป็นองค์ประกอบปรากฏการณ์ SPM จะทำให้องค์ประกอบความถี่ที่ตำแหน่งต่างๆ ของพัลส์เปลี่ยนไปโดยที่ลักษณะของพัลส์ยังคงเหมือนเดิม ส่วนดิสเพอร์ชันจะทำให้องค์ประกอบความถี่ที่ตำแหน่งต่างๆ ของพัลส์เปลี่ยนไปและยังทำให้พัลส์สัญญาณกว้างขึ้นด้วย ดังนั้นเมื่อให้เกิดปรากฏการณ์ทั้งสองพร้อมกันจะทำให้เกิดการหักล้างกันได้



รูปที่ 4.10 Chirp ของ Anomalous dispersion และ XPM

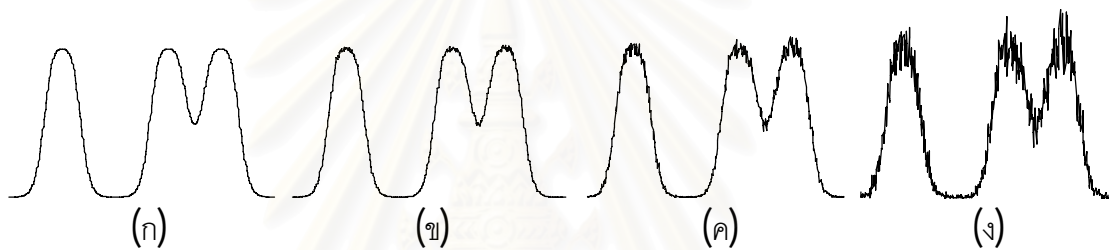


รูปที่ 4.11 การหักล้างกันของ Positive chirp ของ SPM กับ Negative chirp ของ Anomalous dispersion ของปรากฏการณ์ Soliton

4.4 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนในสัญญาณข้อมูลก่อนการแปลงการมอดูเลต ที่ผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ

จากการจำลองก่อนหน้านี้ซึ่งได้ทำการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ โดยอาศัยสัญญาณ Data Signal ที่เป็นแบบอุดมคติเท่านั้น คือ Data Signal ออกมาจากเครื่องส่งสัญญาณโดยตรง แต่เนื่องจากการใช้งานจริงสัญญาณ Data Signal ที่เข้ามายังระบบแปลงการมอดูเลตนั้นจะมี

สัญญาณรบกวนปะปนมาด้วย ทำให้ค่า OSNR ของสัญญาณมีค่าน้อยลง ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงทำการทดสอบผลกระทบของสัญญาณรบกวน โดยเพิ่มสัญญาณรบกวนเข้าไปใน Data Signal ซึ่งแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนมาจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณ (Amplifier) ที่ในการจำลองนี้จะใช้สัญญาณรบกวนแบบ Gaussian White Noise ทำให้พัลส์สัญญาณ Data Signal มีลักษณะดังรูปที่ 4.12 โดยที่สัญญาณรบกวนที่มาจากจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณ (Noise figure) มีค่าเป็น 10, 20 และ 30 dB หรือ เทียบเป็นค่า OSNR ของสัญญาณได้เป็น 59.234, 48.820 และ 38.781 dB ตามลำดับ สำหรับอัตราบิตเป็น 20 Gbps และเป็น 58.578, 48.164 และ 38.125 dB สำหรับอัตราบิตเป็น 40 Gbps จะเห็นได้ว่าเมื่อเพิ่มปริมาณสัญญาณรบกวนให้มากขึ้นจะทำให้พัลส์สัญญาณมีการเปลี่ยนระดับกำลังสัญญาณไปมามากขึ้น ซึ่งจะส่งผลให้ทำให้การเลือนเฟสของสัญญาณ Probe Signal ที่เกิดจากปรากฏการณ์ XPM มีการเปลี่ยนแปลงไปอย่างไม่ต่อเนื่อง

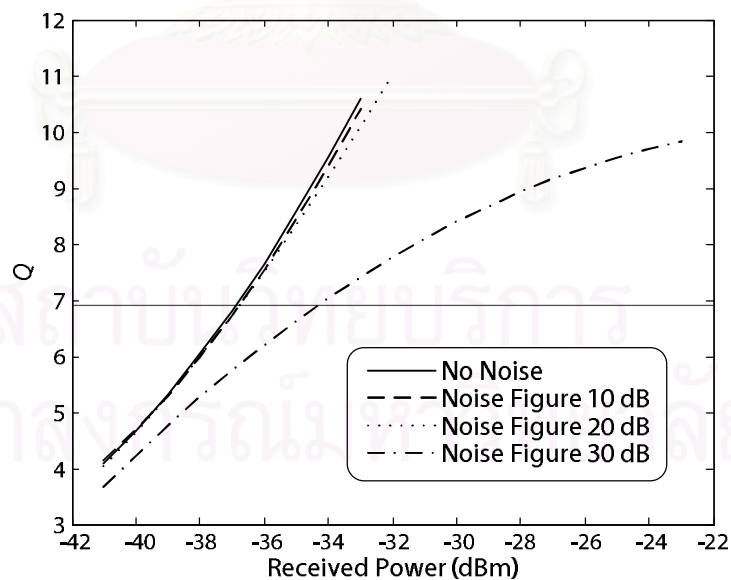


รูปที่ 4.12 พัลส์สัญญาณ Data Signal (ก) เมื่อไม่มีสัญญาณรบกวน
(ข) สัญญาณรบกวน 10 dB (ค) 20 dB (ง) 30 dB

ตารางที่ 4.8 และตารางที่ 4.9 แสดงผลการจำลองเพื่อหาค่า Q เมื่อใส่สัญญาณรบกวนจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณเป็น 10, 20 และ 30 dB โดยทำการลดทอนกำลังของสัญญาณแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณด้วย Attenuator ให้อยู่ในช่วง -41 ถึง -23 สำหรับอัตราบิต 20 Gbps และในช่วง -38 ถึง -23 สำหรับอัตราบิต 40 Gbps ส่วนรูปที่ 4.13 และรูปที่ 4.14 ซึ่งแสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลง กับกำลังงานแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ เมื่อใช้สัญญาณรบกวนค่าต่างๆ จะพบว่าเมื่อเพิ่มสัญญาณรบกวนจะทำให้มากขึ้นก็จะทำให้คุณภาพของสัญญาณที่ได้ลดต่ำลงไม่ว่าจะใช้อัตราบิตที่ 20 และ 40 Gbps

ตารางที่ 4.8 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อมีสัญญาณรบกวนใน Data Signal เป็น 10, 20 และ 30 dB ที่อัตราบิต 20 Gbps

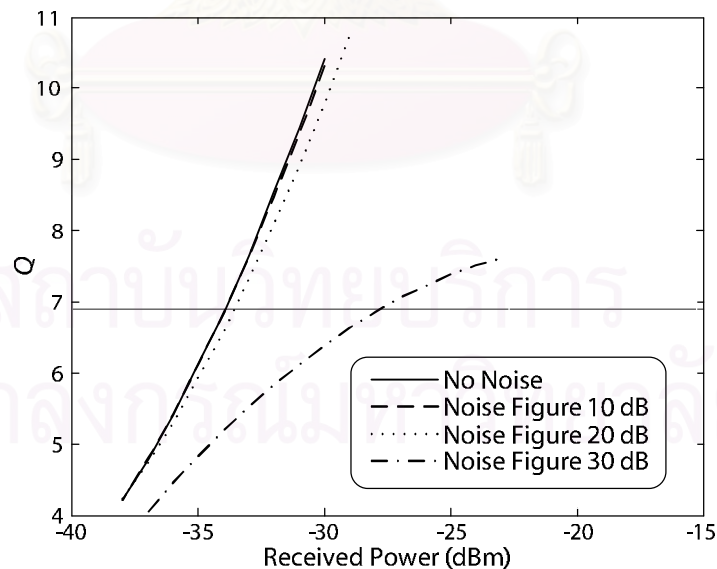
Noise Figure (dB) \ Received Power (dBm)	10	20	30
-41	4.2262	4.0572	3.8262
-40	4.5973	4.5969	4.2117
-39	5.2542	5.2746	4.7364
-38	6.0512	6.0421	5.2866
-37	6.8095	6.7374	5.6111
-36	7.4721	7.5056	6.1489
-35	8.5040	8.2883	6.6098
-34	9.3019	9.2689	7.0126
-33	10.4458	9.9594	7.3270
-32	-	11.1127	7.7076
-31	-	-	8.2726
-30	-	-	8.4667
-29	-	-	8.6501
-28	-	-	9.0196
-27	-	-	9.1917
-26	-	-	9.3296
-25	-	-	9.6204
-24	-	-	9.6375
-23	-	-	9.7585



รูปที่ 4.13 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อไม่มีและมีสัญญาณรบกวนใน Data Signal เป็น 10 dB, 20dB, 30dB เมื่อใช้อัตราบิต 20 Gbps

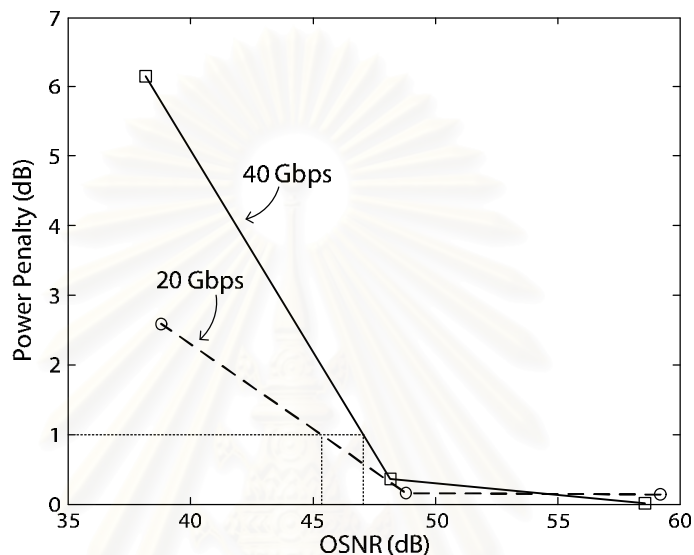
ตารางที่ 4.9 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อมีสัญญาณรบกวนใน Data Signal เป็น 10, 20 และ 30 dB ที่อัตราบิต 40 Gbps

Noise Figure (dB) \ Received Power (dBm)	10	20	30
-38	4.1334	4.2063	-
-37	4.8768	4.7384	4.0603
-36	5.4364	5.2005	4.4941
-35	6.1644	6.0531	4.8019
-34	6.8671	6.7145	5.1235
-33	7.7193	7.4202	5.6132
-32	8.3767	7.8998	5.8258
-31	9.3256	8.8482	5.9442
-30	10.5663	9.6761	6.4612
-29	-	10.8684	6.7266
-28	-	-	6.9307
-27	-	-	7.0792
-26	-	-	7.1893
-25	-	-	7.2742
-24	-	-	7.5400
-23	-	-	7.6493



รูปที่ 4.14 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อไม่มีและมีสัญญาณรบกวนใน Data Signal เป็น 10 dB, 20dB, 30dB เมื่อใช้อัตราบิต 40 Gbps

ในรูปที่ 4.15 ซึ่งแสดงค่า Power penalty สัญญาณที่ทำให้ค่าอัตราการผลิตบิตเป็น 10^{-12} เมื่อใช้อัตราบิตเป็น 20 และ 40 Gbps พบว่าเมื่อใช้สัญญาณ Data Signal ที่มีค่า OSNR มากกว่า 45 dB สัญญาณแสงจะต้องใช้ค่า Power penalty ที่น้อย ซึ่งหมายถึงคุณภาพของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตลดลงจาก สัญญาณ Data Signal แบบที่ไม่มีสัญญาณรบกวนเพียงเล็กน้อย

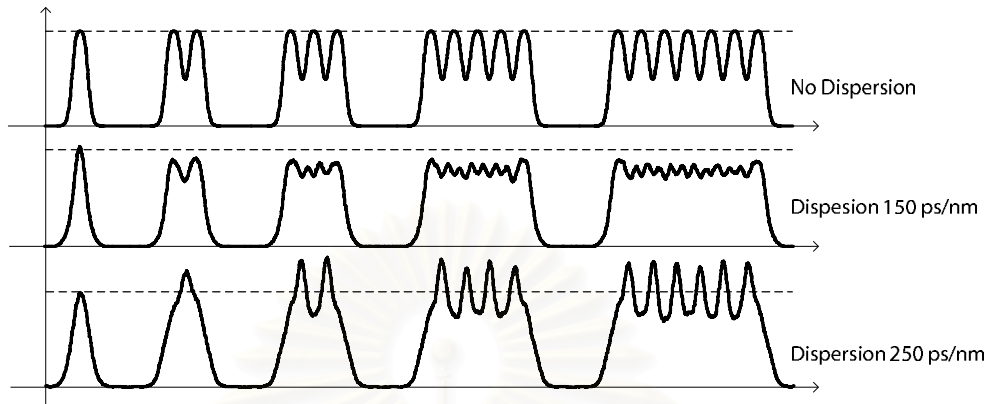


รูปที่ 4.15 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Power penalty และค่า OSNR ของสัญญาณ Data Signal เมื่อใช้อัตราบิตเป็น 20 และ 40 Gbps

4.5 ผลกระทบของดิสเพอร์ชันในสัญญาณข้อมูลก่อนการแปลงรูปแบบ ที่ผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ

สิ่งที่ลดทอนคุณภาพของสัญญาณ Data Signal ที่เข้ามาในระบบแปลงการมอดูเลต นอกจากจะมีสัญญาณรบกวนที่ได้ทดสอบไปแล้วในหัวข้อก่อนหน้านี้แล้ว ยังมีปรากฏการณ์ดิสเพอร์ชัน ซึ่งส่งผลให้พัลส์สัญญาณกว้างขึ้นและกำลังค่ายอดลดลง ดังนั้นดิสเพอร์ชันจะส่งผลกระทบต่อคุณภาพในระบบแปลงการมอดูเลตเนื่องสัญญาณ Data Signal จะต้องมีการลดทอนของสัญญาณที่เหมาะสมจึงจะสามารถเปลี่ยนเฟสของ Probe Signal ได้พอดี ดังนั้นดิสเพอร์ชันใน Data Signal จะทำให้กำลังของพัลส์สัญญาณลดลง และถ้ายิ่งเพิ่มค่าดิสเพอร์ชันขึ้นไปอีกจะทำให้กำลังของสัญญาณมีความหลากหลายมากขึ้นโดยขึ้นอยู่กับรูปแบบของบิตดังแสดงในรูปที่ 4.16 โดยเส้นประคือระดับกำลังงานค่ายอดที่เหมาะสมสำหรับระบบแปลงการมอดูเลตสัญญาณ จะเห็นว่าเมื่อเพิ่มดิสเพอร์ชันเป็น 150 ps/nm กำลังงานค่ายอดของสัญญาณจะลดลงพอๆ กันใน

แต่ละบิต และเมื่อดิสเพอร์ชันขึ้นไปอีกเป็น 250 ps/nm พบว่ากำลังงานยอดมีการแกว่งตัวที่สูงมากและรูปร่างของพัลส์ผิดเพี้ยนไปมากทำให้คุณภาพของสัญญาณ Probe Signal ที่ผ่านการแปลงลดลง



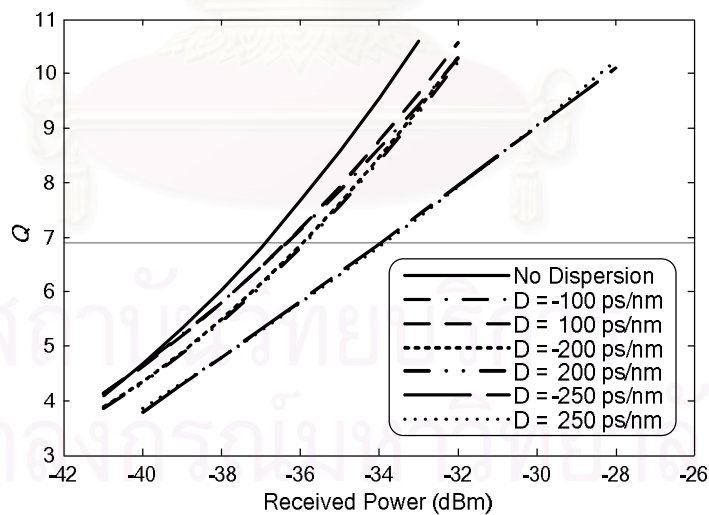
รูปที่ 4.16 ลักษณะพัลส์ของสัญญาณที่อัตราบิตเป็น 20 Gbps
เมื่อไม่มีและมีดิสเพอร์ชันเป็น 150 และ 250 ps/nm

ตารางที่ 4.10 แสดงผลการจำลองเพื่อหาค่า Q เมื่อมีดิสเพอร์ชันในสัญญาณเป็น -250, -200, -100, 100, 200, 250 ps/nm โดยทำลดทอนกำลังของสัญญาณแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณด้วย Attenuator ให้อยู่ในช่วง -41 ถึง -28 dBm สำหรับอัตราบิต 20 Gbps และตารางที่ 4.11 แสดงผลการจำลองเพื่อหาค่า Q เมื่อมีดิสเพอร์ชันในสัญญาณเป็น -75, -50, -25, 25, 50, 75 ps/nm โดยทำลดทอนกำลังของสัญญาณแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณด้วย Attenuator ให้อยู่ในช่วง -38 ถึง -17 dBm สำหรับอัตราบิต 40 Gbps ส่วนรูปที่ 4.17 และรูปที่ 4.18 ซึ่งแสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลง กับกำลังงานแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ เมื่อสัญญาณมีดิสเพอร์ชันเพิ่มขึ้นไม่ว่าจะเป็น Normal หรือ Anomalous Dispersion (ค่าลบหรือบวก) ก็จะทำให้คุณภาพของสัญญาณที่ได้ลดต่ำลงไม่ว่าใช้อัตราบิตที่ 20 และ 40 Gbps

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ 4.10 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อมีมอดิสเพอร์ชันใน สัญญาณเป็น -250, -200, -100, 100, 200, 250 ps/nm ที่อัตราบิต 20 Gbps

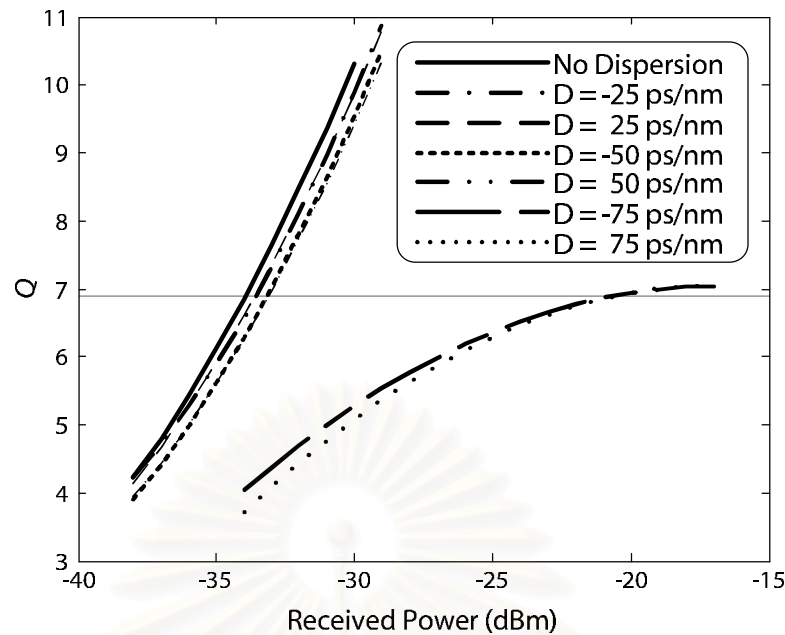
Dispersion (ps/nm) \ Received Power (dBm)	-250	-200	-100	100	200	250
-41	-	3.8408	4.1453	4.1337	3.8307	-
-40	3.8186	4.3844	4.5851	4.6045	4.3072	3.9055
-39	4.2060	4.9608	5.2208	5.1848	4.9602	4.2368
-38	4.9323	5.4140	5.8436	5.7683	5.4313	4.8886
-37	5.2654	6.0668	6.3993	6.5295	6.0848	5.2565
-36	5.6484	6.8461	7.1460	7.3268	6.6582	5.6780
-35	6.4528	7.6880	7.9297	7.7521	7.6079	6.3547
-34	6.8826	8.3827	8.5913	8.6280	8.5211	6.8525
-33	7.5402	9.5190	9.3329	9.7287	9.2233	7.3923
-32	7.8914	10.2209	10.3398	10.5928	10.2045	7.7990
-31	8.4212	-	-	-	-	8.5606
-30	9.1636	-	-	-	-	9.1604
-29	9.2718	-	-	-	-	9.6121
-28	10.2568	-	-	-	-	10.1867



รูปที่ 4.17 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อไม่มีและมอดิสเพอร์ชันใน Data Signal เป็น -250, -200, -100, 100, 200, 250 ps/nm เมื่อใช้อัตราบิต 20 Gbps

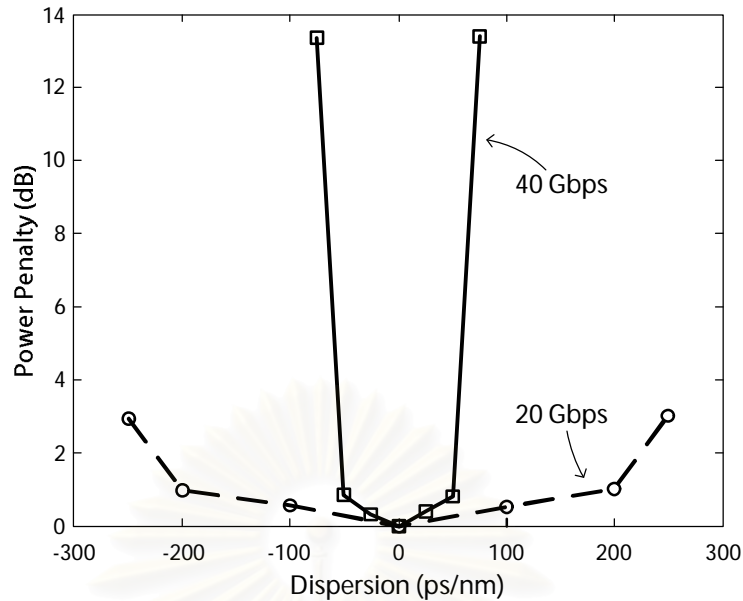
ตารางที่ 4.11 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อมีสัญญาณรบกวนใน Data Signal เป็น 10, 20 และ 30 dB ที่อัตราบิต 40 Gbps

Dispersion (ps/nm) Received Power (dBm)	-75	-50	-25	25	50	75
-38	-	3.8905	4.1434	4.1780	3.8318	-
-37	-	4.4312	4.6455	4.7092	4.3593	-
-36	-	5.0488	5.3198	5.3147	5.0560	-
-35	-	5.6689	5.8627	5.8853	5.7450	-
-34	4.0232	6.3527	6.6727	6.7232	6.2815	3.8318
-33	4.4739	6.9640	7.4191	7.3198	7.0450	4.3593
-32	4.6146	7.6574	8.0225	7.9796	7.7083	5.0560
-31	4.9136	8.4977	8.9796	8.7724	8.4460	5.7450
-30	5.3018	9.2945	9.8905	10.0644	9.5864	6.2815
-29	5.5119	10.4762	10.7772	10.868	10.6028	7.0450
-28	5.8297	-	-	-	-	7.7083
-27	6.0051	-	-	-	-	8.4460
-26	6.2365	-	-	-	-	9.5864
-25	6.3727	-	-	-	-	10.6028
-24	6.5913	-	-	-	-	3.8318
-23	6.6572	-	-	-	-	4.3593
-22	6.7044	-	-	-	-	5.0560
-21	6.7972	-	-	-	-	5.7450
-20	6.8872	-	-	-	-	6.2815
-19	6.9849	-	-	-	-	7.0450
-18	7.1082	-	-	-	-	7.7083
-17	7.0609	-	-	-	-	8.4460



รูปที่ 4.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อไม่มีและมีดิสเพอร์ชันใน Data Signal เป็น $-75, -50, -25, 25, 50, 75$ ps/nm เมื่อใช้อัตรา 40 Gbps

ในรูปที่ 4.19 ซึ่งแสดงค่า Power penalty สัญญาณที่ทำให้ค่าอัตราการผิดพลาดบิตเป็น 10^{-12} เมื่อใช้อัตราบิตเป็น 20 พบว่าสัญญาณ Data Signal ที่มีดิสเพอร์ชันในช่วง -200 ถึง 200 ps/nm สัญญาณที่ผ่านการแปลงจะมีค่า Power penalty ที่น้อย และเมื่อใช้อัตราบิตเป็น 40 พบว่าสัญญาณ Data Signal ที่มีดิสเพอร์ชันในช่วง -50 ถึง 50 ps/nm สัญญาณที่ผ่านการแปลงจะมีค่า Power penalty ที่น้อยเช่นกัน ซึ่งการที่มี Power penalty ที่น้อยหมายถึงคุณภาพของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตจะลดลงจาก สัญญาณที่ไม่มีดิสเพอร์ชันเพียงเล็กน้อยด้วย และนอกจากนี้ยังพบว่ากราฟทั้ง 2 จะมีลักษณะที่สมมาตรกันทั้งด้านที่มีดิสเพอร์ชันเป็นค่าบวกและลบ เนื่องจากความแตกต่างของดิสเพอร์ชันค่าบวกและลบจะต่างกันตรงที่องค์ประกอบความถี่ย่อยภายในเท่านั้น แต่ระบบแปลงการมอดูเลตนี้จะอาศัยเฉพาะกำลังของสัญญาณ Data Signal เพื่อใช้ในการเปลี่ยนเฟสของสัญญาณ Probe Signal เท่านั้น ดังนั้นไม่ว่าจะมีดิสเพอร์ชันเป็นบวกหรือลบก็จะมีลักษณะของกำลังสัญญาณที่เหมือนกัน ผลการจำลองจึงได้สัญญาณที่มีคุณภาพใกล้เคียงกันไม่ว่าสัญญาณ Data Signal จะมีดิสเพอร์ชันค่าบวกหรือลบ

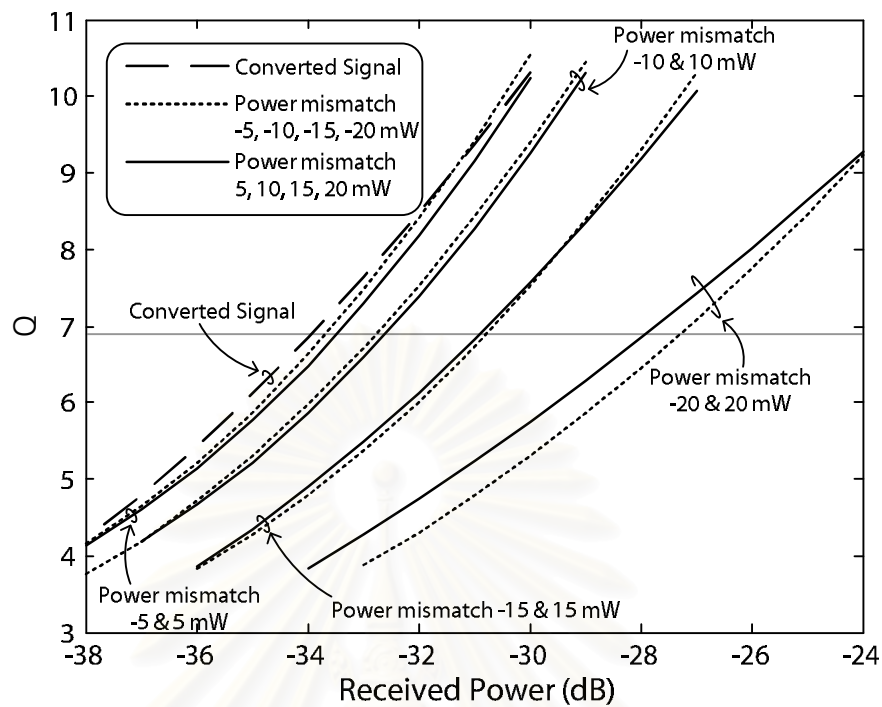


รูปที่ 4.19 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Power penalty และค่าดิสเพอร์ชันของสัญญาณ Data Signal เมื่อใช้อัตราบิตเป็น 20 และ 40 Gbps

4.6 ผลกระทบของการเปลี่ยนกำลังของสัญญาณข้อมูลไปจากค่าที่เหมาะสม ที่มีผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ

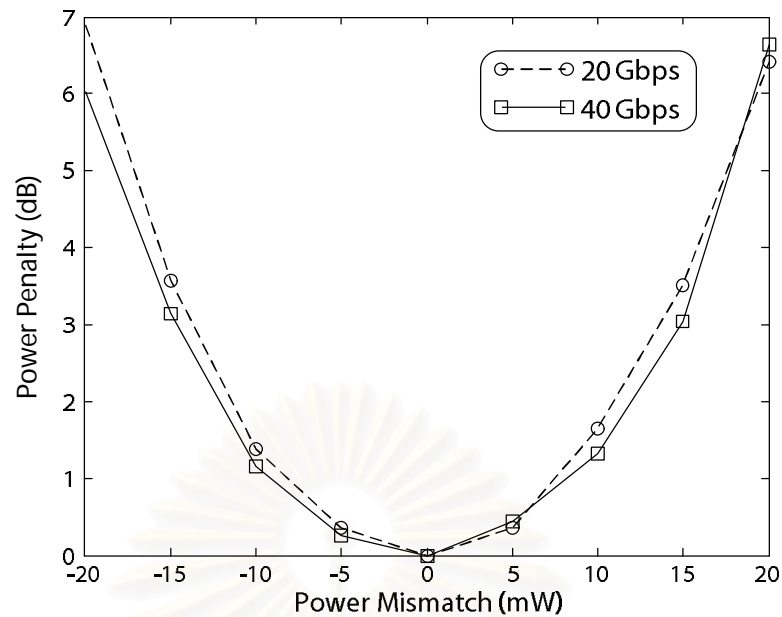
เนื่องจากระบบแปลงการมอดูเลตในวิทยานิพนธ์นี้ได้ออกแบบในสัญญาณ Data Signal ที่เข้ามีจุดทำงานที่ตามตัว คือจะต้องมีกำลังงานค่ายอดที่เหมาะสมเป็น 37.8 mW ถึงจะทำให้สัญญาณ Probe Signal มีเฟสที่เลื่อนไป π พอดี ดังนั้นถ้ากำลังงานค่ายอดของสัญญาณ Data Signal เพิ่มขึ้นหรือลดลงจากค่านี้ จะทำให้คุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณลดลง ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงได้ทำการทดสอบการเปลี่ยนกำลังค่ายอดของสัญญาณ Data Signal ได้จากจุดที่เหมาะสม เพื่อหาช่วงของกำลังค่ายอดที่ระบบแปลงการมอดูเลตนี้สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ตารางที่ 4.12 และตารางที่ 4.13 ตารางที่ 4.10 แสดงผลการจำลองเพื่อหาค่า Q เมื่อกำลังค่ายอดของสัญญาณ Data signal เปลี่ยนจะค่าที่เหมาะสมไป -20, -15, -10, -5, 5, 10, 15 และ 20 mW โดยทำลดทอนกำลังของสัญญาณแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณด้วย Attenuator ให้อยู่ในช่วง -41 ถึง -25 dBm สำหรับอัตราบิต 20 และในช่วง -38 ถึง -24 สำหรับอัตราบิต 40 Gbps ส่วนรูปที่ 4.20 และรูปที่ 4.21 ซึ่งแสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลง กับกำลังงานแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ พบว่าเมื่อกำลังค่ายอดของ



รูปที่ 4.21 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อมีกำลังค่ายอดของ Data Signal เปลี่ยนจะค่าที่เหมาะสมไป -20, -15, -10, -5, 5, 10, 15 และ 20 mW เมื่อใช้อัตราบิต 40 Gbps

ในรูปที่ 4.22 ซึ่งแสดงค่า Power penalty สัญญาณที่ทำให้ค่าอัตราการผลิตบิตเป็น 10^{-12} เมื่อเทียบกับค่า Power Mismatch เมื่อใช้อัตราบิตเป็น 20 และ 40 Gbps พบว่าสัญญาณ Data Signal ที่มีกำลังค่ายอดต่างกับกำลังค่ายอดที่เหมาะสมอยู่ในช่วงระหว่าง -10 ถึง 10 mW สัญญาณที่ผ่านการแปลงจะมีค่า Power penalty ที่น้อย ซึ่งการที่ Power penalty มีค่าน้อย หมายถึงคุณภาพของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตจะลดลงจาก เมื่อใช้สัญญาณ Data Signal ที่มีกำลังค่ายอดที่เหมาะสมคือ 37.8 mW เพียงเล็กน้อย



รูปที่ 4.22 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Power penalty และค่าตามแตกต่างของกำลังสัญญาณ Data Signal กับค่าที่เหมาะสม (Power Mismatch) ที่ 20 และ 40 Gbps

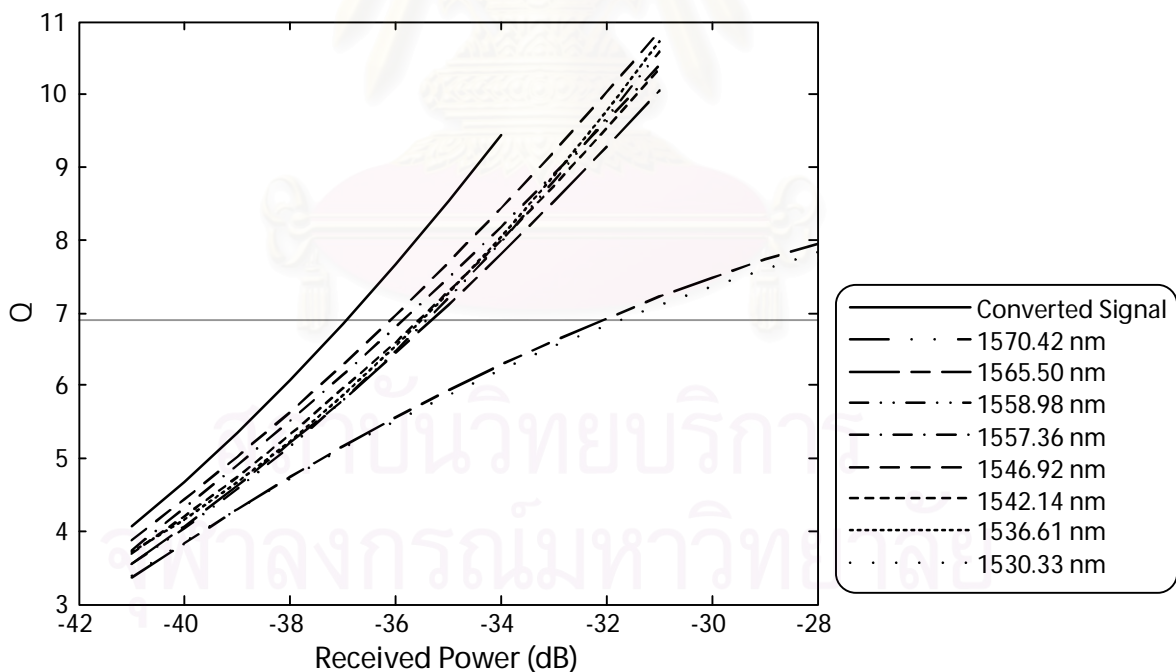
4.7 ผลกระทบของการเปลี่ยนความยาวคลื่นของสัญญาณข้อมูลไปจากค่าที่เหมาะสมที่มีผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ

จากการออกแบบระบบในบทที่ 3 เราใช้ความยาวคลื่นของ Data Signal กับ Probe Signal ให้มีความเร็วกลุ่มที่เท่ากัน ซึ่งก็คืออยู่ในตำแหน่งที่ห่างจาก ZDWL เท่าๆ กันเพื่อให้ XPM มีประสิทธิภาพสูงสุด ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงทำการทดสอบผลกระทบของการเปลี่ยนความยาวคลื่นของ Data Signal ไปจากค่าที่เหมาะสม เพื่อหาช่วงความยาวคลื่นที่ระบบแปลงการมอดูเลตสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ตารางที่ 4.14 และตารางที่ 4.15 แสดงผลการจำลองเพื่อหาค่า Q เมื่อเปลี่ยนความยาวคลื่นของสัญญาณ Data signal เป็น 1546.92, 1542.14, 1536.63 และ 1530.33 nm โดยทำลดทอนกำลังของสัญญาณแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณด้วย Attenuator ให้อยู่ในช่วง -41 ถึง -28 dBm สำหรับอัตราบิต 20 และในช่วง -38 ถึง -27 สำหรับอัตราบิต 40 Gbps ส่วนรูปที่ 4.23 และรูปที่ 4.24 ซึ่งแสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลง กับกำลังงานแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ พบว่าเมื่อความยาวคลื่นของสัญญาณของสัญญาณ Data Signal ยิ่งเปลี่ยนไปจากค่า 1547.72 nm มาก ก็จะทำให้คุณภาพของสัญญาณที่ได้จากการแปลงลดต่ำลง ไม่ว่าจะใช้อัตราบิตที่ 20 และ 40 Gbps ก็ตาม

ตารางที่ 4.14 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อใช้สัญญาณ Data Signal ที่มีความยาวคลื่นเป็น 1546.92, 1542.14, 1536.61 และ 1530.33 nm ที่อัตราบิต 20 Gbps

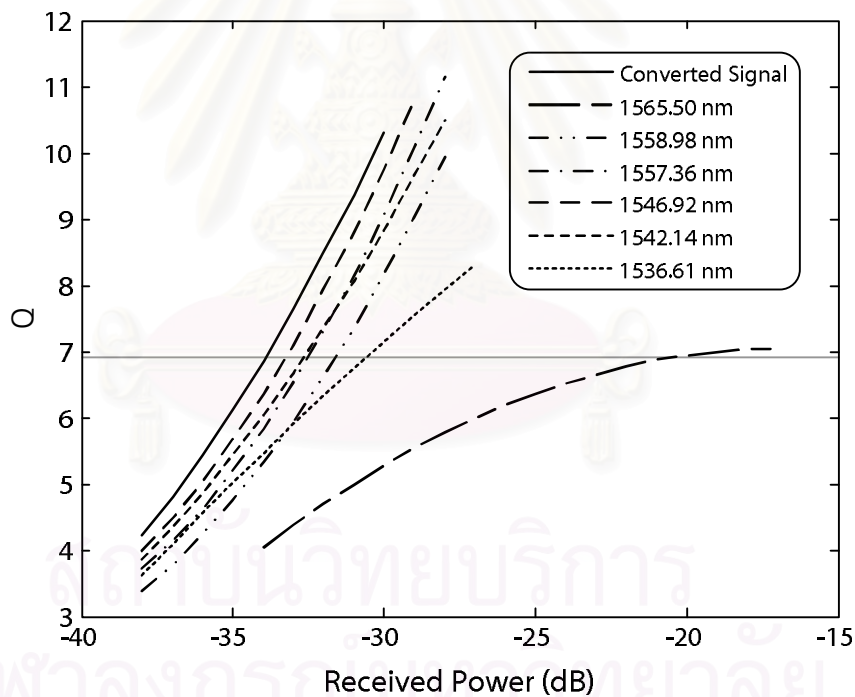
Wavelength (nm) \ Received Power (dBm)	1570.42	1565.50	1558.98	1557.36	1546.92	1542.14	1536.61	1530.33
-41	3.4244	3.5968	3.5365	3.8211	3.9312	3.7328	3.6407	3.4262
-40	3.8825	4.0806	4.0448	4.2781	4.3319	4.0842	4.1856	3.9272
-39	4.2092	4.5237	4.6754	4.8948	5.0957	4.7423	4.7503	4.1744
-38	4.7330	5.1896	5.1369	5.4371	5.6541	5.3640	5.2495	4.7624
-37	5.0090	5.8814	5.8058	6.1216	6.2757	6.1196	5.9527	5.0308
-36	5.6222	6.3386	6.3536	6.8402	6.9328	6.5315	6.4593	5.6131
-35	5.9512	7.1420	7.1728	7.4156	7.6729	7.2707	7.1850	5.9044
-34	6.2321	7.9415	8.1354	8.3417	8.3586	7.8550	8.0294	6.1488
-33	6.5703	8.4947	8.8980	8.8871	9.4014	8.7923	8.8713	6.4862
-32	7.0420	9.2008	9.4780	9.6744	9.9396	9.6500	9.8720	6.8744
-31	7.3698	10.0843	10.6472	10.3332	10.8574	10.3036	10.7046	7.2008
-30	7.3654	-	-	-	-	-	-	7.3681
-29	7.8019	-	-	-	-	-	-	7.5776
-28	7.8616	-	-	-	-	-	-	7.7960



รูปที่ 4.23 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อ Data Signal มีความยาวคลื่นเป็น 1547.72 (Converted Signal), 1546.92, 1546.12 และ 1545.32 nm เมื่อใช้อัตราบิต 20 Gbps

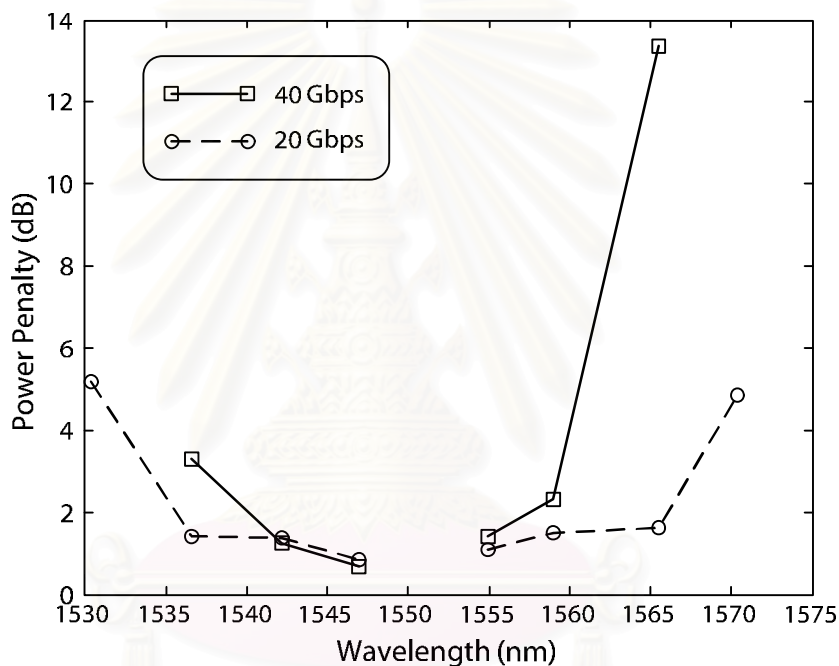
ตารางที่ 4.15 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อใช้สัญญาณ Data Signal ที่มีความยาวคลื่นเป็น 1546.92, 1546.12, 1545.32 และ 1544.53 nm ที่อัตราบิต 40 Gbps

Wavelength (nm) \ Received Power (dBm)	1565.50	1558.98	1557.36	1546.92	1542.14	1536.61
-38	3.4431	3.2704	3.7249	3.8853	3.8139	3.6909
-37	3.6637	3.8913	4.1523	4.4867	4.3558	4.0618
-36	4.0875	4.2840	4.6290	5.2003	4.8600	4.4878
-35	4.2973	4.7207	5.2267	5.6972	5.5482	4.9581
-34	4.5862	5.3508	5.7924	6.4343	6.1015	5.4509
-33	4.9349	5.9837	6.5355	7.0041	6.5979	5.9982
-32	5.1797	6.6107	7.2892	7.9009	7.1595	6.3078
-31	5.5501	7.3715	8.0213	8.6412	8.2861	6.6835
-30	5.7938	8.0738	9.1346	9.7683	8.8364	7.1338
-29	5.8230	8.8771	10.2682	10.8836	9.4446	7.7719
-28	6.1315	10.0776	11.0019	12.0965	10.6192	7.8935
-27	6.2582	-	-	-	-	8.2251



รูปที่ 4.24 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อ Data Signal มีความยาวคลื่นเป็น 1565.50, 1558.98, 1557.36, 1547.72 (Converted Signal), 1546.92, 1546.12 และ 1545.32 nm เมื่อใช้อัตราบิต 40 Gbps

เมื่อพิจารณากำลังของสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ ที่ทำให้สัญญาณที่รับได้มีค่า Q เป็น 6.9 หรืออัตราการผิดพลาดบิตเป็น 10^{-12} ของสัญญาณที่อัตราบิต 20 และ 40 Gbps จะพบว่าเมื่อเปลี่ยนความยาวคลื่นของสัญญาณ Data Signal ไปจากค่าที่เหมาะสมคือ 1547.72 nm มาก จะก็ทำให้คุณภาพของสัญญาณที่ผ่านการแปลงลดลงเนื่องจากความเร็วกลุ่มของสัญญาณ Probe Signal และ Data Signal แตกต่างกันมากขึ้น หรือเรียกว่าปรากฏการณ์ Walk-off effect นั้นเอง โดยมีช่วงแบนด์วิดท์ในการแปลงสัญญาณ Data Signal เป็น 18.45 nm หรือเป็น 2.3 THz สำหรับอัตราบิต 20 Gbps และเป็น 6.4 nm หรือเป็น 0.7 THz สำหรับอัตราบิต 40 Gbps



รูปที่ 4.25 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Power penalty และความยาวคลื่นของสัญญาณ Data Signal เมื่อมีอัตราบิตเป็น 20 และ 40 Gbps

4.8 ผลกระทบของความแตกต่างของความยาวเส้นใยแสงทั้งสอง ที่มีผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ

จากการออกแบบระบบในบทที่ 3 ซึ่งใช้เส้นใยแสงที่มีคุณสมบัติที่เหมือนกันและมีความยาวที่เท่ากัน แต่ในลักษณะการใช้งานจริงเส้นใยแสงที่ใช้ทั้งสองเส้นอาจมีความยาวที่ไม่เท่ากันพอดี ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงทำการศึกษาผลกระทบในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณเมื่อเส้นใยแสง

แบบไม่เป็นเชิงเส้นสูงทั้งสองเส้นมีความยาวที่ไม่เท่ากัน โดยทำการหาช่วงความแตกต่างของความยาวเส้นใยแสงที่ระบบการแปลงยังคงสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ตารางที่ 4.16 และตารางที่ 4.17 แสดงผลการจำลองเพื่อหาค่า Q เมื่อเส้นใยแสงที่ใช้มีความยาวต่างกัน 1, 5, 7.5 และ 10 mm โดยทำลดทอนกำลังของสัญญาณแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณด้วย Attenuator ให้อยู่ในช่วง -41 ถึง -30 dBm สำหรับอัตราบิต 20 และในช่วง -38 ถึง -28 สำหรับอัตราบิต 40 Gbps ส่วนรูปที่ 4.26 และรูปที่ 4.27 ซึ่งแสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลง กับกำลังงานแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ พบว่าเมื่อความแตกต่างของความยาวเส้นใยแสงมากขึ้นจะทำให้คุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณลดลง ไม่ว่าจะใช้อัตราบิตที่ 20 หรือ 40 Gbps ก็ตาม

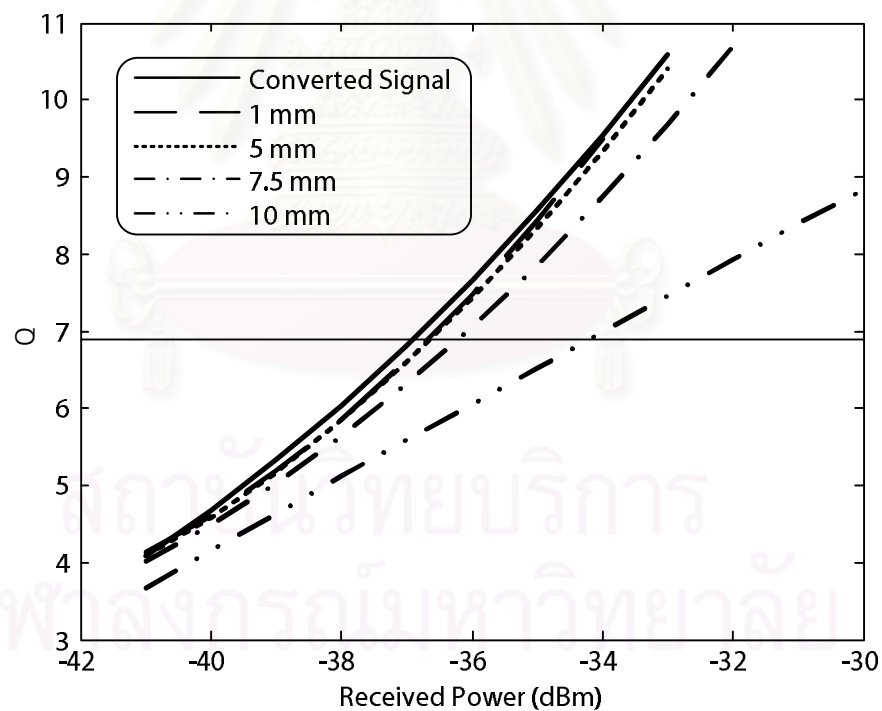
จากรูปที่ 4.28 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า Power penalty และความแตกต่างของความยาวเส้นใยแสงเมื่อพิจารณาที่อัตราการผิดพลาดบิตเป็น 10^{-12} ที่อัตราบิตเป็น 20 และ 40 Gbps โดยพบว่าที่อัตราบิตต่ำมีความทนต่อความแตกต่างของความยาวเส้นใยแสง ได้มากกว่าอัตราบิตสูงเนื่องจากความกว้างของพัลส์สัญญาณมีอัตราบิตต่ำจะกว้างกว่าอัตราบิตสูง และยังพบว่าที่อัตราบิต 20 Gbps ระบบแปลงการมอดูเลตสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพเมื่อมีความแตกต่างของความยาวเส้นใยแสงไม่เกิน 8 mm และที่อัตราบิต 40 Gbps ระบบแปลงการมอดูเลตสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพเมื่อมีความแตกต่างของความยาวเส้นใยแสงไม่เกิน 2 mm

ตารางที่ 4.16 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อเส้นใยแสงที่ใช้มีความยาวต่างกัน 1, 5, 7.5 และ 10 mm ที่อัตราบิต 20 Gbps

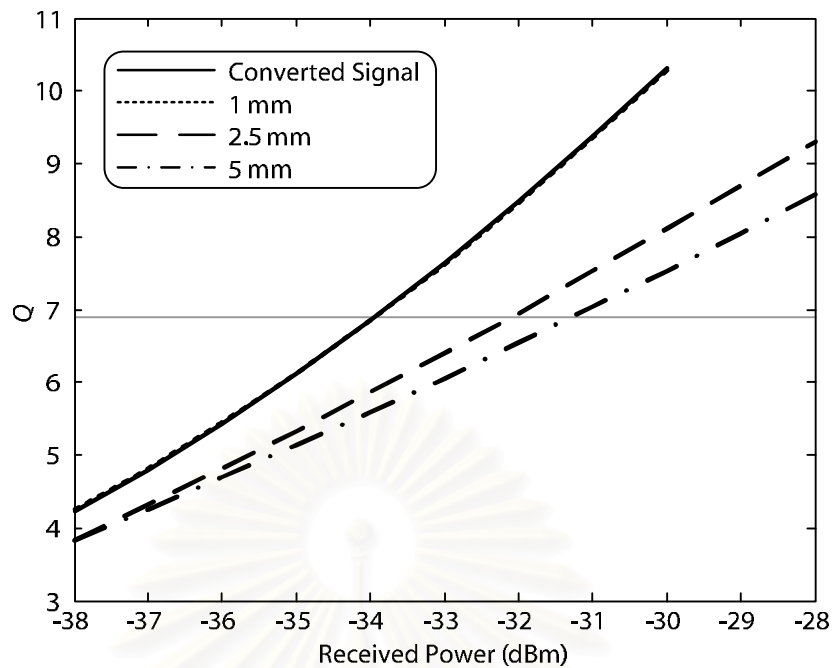
Mismatch length (mm)	Received Power (dBm)			
	1	5	7.5	10
-41	4.0759	4.0238	3.8721	3.7111
-40	4.6261	4.5929	4.6613	4.1651
-39	5.1984	5.2170	4.9783	4.5753
-38	5.9300	5.9039	5.7047	5.1099
-37	6.6745	6.6781	6.2892	5.5187
-36	7.3430	7.2953	7.0524	5.9860
-35	8.2766	8.2997	7.9702	6.5509
-34	9.6212	9.2774	8.5573	7.0092
-33	-	10.5016	9.5384	7.5750
-32	-	-	10.8539	8.0165
-31	-	-	-	8.2496
-30	-	-	-	8.8358

ตารางที่ 4.17 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต
เมื่อเส้นใยแสงที่ใช้มีความยาวต่างกัน 1, 2.5 และ 5 mm ที่อัตราบิต 40 Gbps

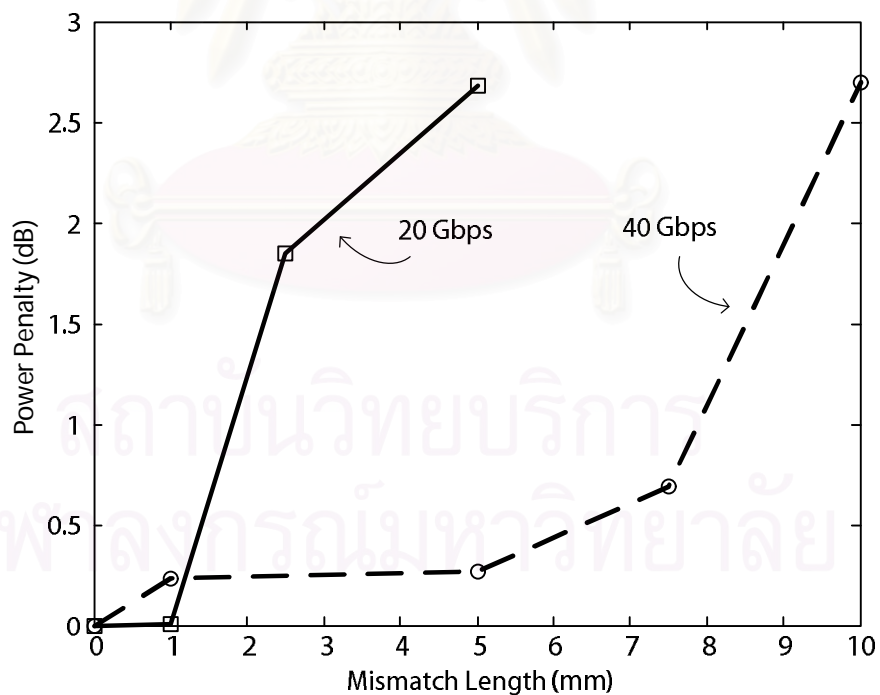
Mismatch length (mm)	Received Power (dBm)		
	1	2.5	5
-38	4.2238	3.8579	3.8164
-37	4.8893	4.3085	4.2431
-36	5.4145	4.8440	4.7844
-35	6.0413	5.3253	5.0738
-34	6.8732	5.8259	5.5607
-33	7.7323	6.3082	6.0433
-32	8.4290	6.9234	6.5426
-31	9.2932	7.5444	7.0065
-30	10.3199	8.2717	7.5853
-29	-	8.7069	8.0642
-28	-	9.2169	8.5356



รูปที่ 4.26 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ
และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อเส้นใยแสงที่ใช้มี
ความยาวต่างกัน 1, 5, 7.5 และ 10 mm เมื่อใช้อัตราบิต 20 Gbps



รูปที่ 4.27 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตเมื่อเส้นใยแสงที่ใช้ มีความยาวต่างกัน 1, 2.5 และ 5 mm ที่อัตราบิต 40 Gbps



รูปที่ 4.28 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Power penalty และความแตกต่างของความยาวเส้นใยแสง เมื่อมีอัตราบิตเป็น 20 และ 40 Gbps

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ศึกษาการแปลงเชิงแสงทั้งหมดของการมอดูเลตสัญญาณแบบเปิดปิดเป็นพีเอสเค โดยอาศัยปรากฏการณ์ XPM เนื่องจากโครงข่ายทางแสงในอนาคตมีแนวโน้มในการเปลี่ยนไปใช้การมอดูเลตแบบเชิงมูมโดยเฉพาะอย่างยิ่งสัญญาณแบบดีพีเอสเค ซึ่งมีข้อดีกว่าสัญญาณแบบเปิดปิดถึง 3 dB ดังนั้นในช่วงรอยต่อของการยกระดับ (Upgrade) โครงข่ายไม่สามารถหลีกเลี่ยงที่จะต้องมีการอัปเกรดที่สามารถรองรับกับสัญญาณแบบเปิดปิดและดีพีเอสเคได้อยู่ในระบบเดียวกัน ด้วยเหตุนี้จึงมีความจำเป็นที่จะต้องใช้อุปกรณ์ที่สามารถแปลงการมอดูเลตสัญญาณระหว่างสัญญาณแบบเปิดปิดและดีพีเอสเคได้ โดยถ้ายังเป็นอุปกรณ์แปลงแบบเชิงแสงทั้งหมดที่สามารถลดจำนวนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีราคาที่สูงลงได้ การแปลงการมอดูเลตโดยอาศัยปรากฏการณ์ XPM ในวิทยานิพนธ์นี้เกิดขึ้นในเส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง ซึ่งพบว่าถ้าหากใช้เส้นใยแสงเพียงเส้นเดียว สัญญาณที่ได้จากการแปลงจะมีคุณภาพที่ต่ำมากเนื่องจากผลของ FWM ซึ่งจะทำให้กำลังของพัลส์บางพัลส์ถ่ายเทพลังงานไปยังความยาวคลื่นใหม่ ดังนั้นจึงได้นำเสนอการชดเชยกำลังของพัลส์ที่ถูกถ่ายเทพลังงานไป โดยทำการเพิ่มเส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงอีกหนึ่งเส้น เพื่อให้มีสัญญาณมาเสริมและหักล้าง กับพัลส์สัญญาณจะเส้นใยแสงเส้นเดิม จากผลการศึกษาพบว่าสามารถทำการแปลงการมอดูเลตสัญญาณที่อัตราบิต 20 และ 40 Gbps ได้อย่างมีประสิทธิภาพใกล้เคียงการสัญญาณแบบดีพีเอสเค คือมี Power penalty ต่ำเพียง 0.23 และ 0.38 dB ตามลำดับ และยังพบว่าสัญญาณที่ผ่านการแปลงมีความทนทานต่อดิสเพอร์ชันในช่วง Anomalous dispersion ที่ดีกว่าสัญญาณแบบดีพีเอสเค นอกจากนี้ยังพบว่าการแปลงการมอดูเลตสัญญาณยังคงมีประสิทธิภาพเมื่อ มีดิสเพอร์ชันในสัญญาณแบบเปิดปิดในช่วง -200 ถึง 200 ps/nm สำหรับอัตราบิต 20 Gbps และในช่วง -50 ถึง 50 ps/nm สำหรับ 40 Gbps, มีค่า OSNR ของสัญญาณแบบเปิดปิดที่มากกว่า 45 dB และ มีกำลังสัญญาณต่างจากค่าที่เหมาะสมในช่วง -10 และ 10 mW และการหาช่วงความถี่ที่สามารถแปลงได้อย่างมีประสิทธิภาพพบว่าสามารถแปลงสัญญาณเปิดปิดได้ในช่วงความถี่ 2.3 THz สำหรับอัตราบิต 20 Gbps และ 0.7 THz สำหรับอัตราบิต 40 Gbps

5.2 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต

ศึกษาการแปลงการมอดูเลตสัญญาณไปเป็นแบบ QPSK เนื่องจากการมอดูเลตแบบ QPSK มีประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์มากกว่าสัญญาณแบบ BPSK เป็น 2 เท่า ด้วยเหตุนี้จึงมีแนวโน้มว่างานวิจัยในอนาคตน่าจะให้ความสนใจกับการมอดูเลตแบบ QPSK มากขึ้น



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รายการอ้างอิง

- [1] G. Keiser. Optical Fiber Communications, 3th edition. McGraw-Hill, 2000.
- [2] P. J. Winzer and R. Essiambre. Advanced Optical Modulation Formats. Proceeding of the IEEE. 94 (May 2006): 952-985.
- [3] R. D. Maurer. Glass Fibers for Optical Communications. Proceeding of the IEEE. 61 (April 1973): 452-462.
- [4] M. Tanaka, T. Okuno, H. Omori, T. Kato, Y. Yokoyama, S. Takaoka, K. Kunitake, K. Ushiyama, S. Hanasuka, and M. Nishimura. Water-peak-suppressed non-zero dispersion shifted fiber for full spectrum coarse WDM transmission in metro networks. in Proceedings Optical Fiber Communication Conference. (2002): 171-173.
- [5] E. Desurvire and J. R. Simpson. Amplification of Spontaneous Emission in Erbium-Doped Signal-Mode Fibers. J. Lightwave Technology. 7 (May 1989): 835-845.
- [6] B. Jopson and A. H. Gnauck. Dispersion compensation for optical fiber systems. IEEE Commun. Mag. 33 (June 1995): 96-102.
- [7] S. Watanabe, T. Chikama, G. Ishikawa, T. Terahara, H. Kuwahara. Compensation of Pulse Shape Distortion Due to Chromatic Dispersion and Kerr Effect by Optical Phase Conjugation. IEEE Photonics Technology Letters. 5 (October 1993): 1241-1243.
- [8] B. Mukherjee. WDM Optical Communication Networks: Progress and Challengers. IEEE J. on Selected Areas in Communications. 18 (October 2000): 1810-1824.
- [9] L. Song, M. Yu, And M. S. Shaffer. 10- and 40-Gb/s Forward Error Correction Devices for Optical Communications. IEEE J. of Solid-State Circuits, 37 (November 2002).
- [10] A. H. Gnauck and P. J. Winzer. Optical Phase-Shift-Keyed Transmission. J. Lightwave Technology. 23 (January 2005): 115-130.
- [11] B. Zhu, L. Leng, A. H. Gnauck, M. O. Pedersen, D. Peckham, L. E. Nelson, S. Stulz, S. Kado, L. Gruner-Nielsen, R. L. Lingle, Jr., S. Knudsen, J. Leuthold, C. Doerr, S. Chandrasekhar, G. Baynham, P. Gaarde, Y. Emori, and S. Namiki.

- Transmission of 3.2 Tb/s (80 x 42.7 Gb/s) over 5200 km of UltraWave™ fiber with 100-km dispersion-managed spans using RZ-DPSK format. in Proceeding European Conf. and Exhibition on Optical Communication. (September 2002): PD4.2.
- [12] J. X. Cai, D. G. Foursa, C. R. Davidson, Y. Cai, G. Domagala, H. Li, L. Liu, W. W. Patterson, A. N. Plilipetskii, M. Nissov, and N. S. Bergano. A DWDM Demonstration of 3.73 Tb/s over 11,000 km using 373 RZ-DPSK Channels at 10 Gb/s. in Proceedings Optical Fiber Communication Conference. (March 2003): PD22.
- [13] T. Mizuochi, K. Ishida, T. Kobayashi, J. Abe, K. Kinjo, K. Motoshima, and K. Kasahara. A Comparative Study of DPSK and OOK WDM Transmission Over Transoceanic Distances and Their Performance Degradations Due to Nonlinear Phase Noise. J. Lightwave Technonology. 21 (September 2003): 1933-1943.
- [14] C. Xu, X. Liu, L.F. Mollenauer, and X. Wei. Comparision of Return-to-Zero Differential Phase-Shift Keying and ON-OFF Keying in Long-Haul Dispersion Managed Transmission. IEEE Photonics Technology Letters. 15 (April 2003): 617-619.
- [15] S. Ferber, R. Ludwig, C. Boerner, A. Wietfeld, B. Schmauss, J. Berger, C. Schubert, G. Unterboersch, and H.G. Weber. Comparison of DPSK and OOK modulation format in 160 Gbit/s transmission system. Electronics Letters. 39 (October 2003).
- [16] L. Thylen, P. Ohlen, E. Berglind, and U. Westergren. Scalability issues in optical networks. in Proceedings Conference on Lasers and Electro-Optics. (1997): WS4.
- [17] Arne G. Striegler and Bernhard Schmauss. All-Optical DPSK Signal Regeneration Based on Cross-Phase Modulation. IEEE Photonic Technology Letter. 16 (April 2004): 1083-1086.
- [18] Masayuki Matsumoto. Simultaneous reshaping of OOK and DPSK signals by a fiber-based all-optical regenerator. Optics Express. 14 (Febuary 2006): 1430-1438.

- [19] Arne G. Striegler and Bernhard Schmauss. Analysis and Optimization of SPM-Based 2R Signal Regeneration at 40 Gb/s. J. Lightwave Technology. 24 (July 2006): 2835-2843.
- [20] Mehdi Asshari, Ian H. White, and Richard V. Penty. Wavelength Conversion Using Semiconductor Optical Amplifiers. J. Lightwave Technology. 15 (July 1997): 1181-1190.
- [21] Pasu Kaewplung, Non Chinthongprasert, and Puttarak Thipchatchawanwong. All-Optical Wavelength Conversion over C and L Bands. in Proceedings Conference on Lasers and Electro-Optics. (2005): CThC3-P17.
- [22] M. Onishi, T. Okuno, T. Kashiwada, S. Ishikawa, N. Akasaka, and M. Nishimura. Highly nonlinear dispersion shifted fiber and its application to broadband wavelength converter. in Proceeding European Conf. and Exhibition on Optical Communication. (September 1997).
- [23] Atsushi Matsumoto, Kohsuke Nishimura, Katsuyuki Utaka, and Masashi Usami. Operational Design on High-Speed Semiconductor Optical Amplifier With Assist Light for Application to Wavelength Converters Using Cross-Phase Modulation. J. Quantum Electron. 42 (March 2006): 313-322.
- [24] Christian Kollack and Uwe Hempelmann. All-Optical Wavelength Conversion of NRZ and RZ Signals Using a Nonlinear Optical Loop Mirror. J. Lightwave Technology. 15 (October 1997): 1906-1913.
- [25] Lei Xu, Bing C. Wang, Varghese Bay, Ivan Glesk, and Paul R. Prucnal. All-Optical Data Format Conversion Between RZ and NRZ Based on a Mach-Zehnder Interferometric Wavelength Converter. IEEE Photonic Technology Letter. 15 (February 2003): 308-310.
- [26] Tetsuya Kawanishi, Takahide Sakamoto, and Masayuki Izutsu. All-Optical Modulation Format Conversion from Frequency-Shift-Keying to Phase-Shift-Keying by Using Optical Double-Sideband Modulation Technique. in Proceedings Conference on Lasers and Electro-Optics. (2005): CW01.
- [27] G. Berrettini, A. Simi, A. Malacarne, A. Bogoni, and L. Poti. Ultrafast Integrable and Reconfigurable XNOR, AND, NOR, and NOT Photonic Logic Gate. IEEE Photonic Technology Letter. 18 (April 2006): 917-919.

- [28] Jianjun Yu, Yong-kee Yeo, and Gee-Kung Chang. Simultaneous wavelength conversion and format conversion for DSPK signal based on four-wave mixing in nonlinear fiber. in Proceedings Opto-Electronics and Communications Conference. (2005): 6D3-6.
- [29] K. Mishina, A. Maruta, S. Mitani, T. Miyahara, K. Ishida, K. Shimizu, T. Hatta, K. Motoshima, and K. Kitayama. All-optical format conversion from NRZ-OOK to RZ-BPSK using SOA-MZI wavelength converter. in Proceedings Optical Fiber Communication Conference. (2005): OThB2.
- [30] G. P. Agrawal. Nonlinear Fiber Optics, 3th edition. USA: Academic Press, 2001.
- [31] T. Chiang, N. Kagi, M. E. Marhic, and L. G. Kazovsky. Cross-Phase Modulation in Fiber Links with Multiple Optical Amplifier and Dispersion Compensators. J. Lightwave Technology. 14 (March 1996): 249-260.
- [32] J. Toulouse. Optical Nonlinearities in Fibers: Review, Recent Examples, and Systems Applications. J. Lightwave Technology. 23 (November 2005): 3625-3641.
- [33] K. Uchiyama, S. Kawanishi, and M. Saruwatari. Multiple-channel output all-optical OTDM demultiplexer using XPM-induced chirp compensation (MOXIC)



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่

เนื่องจากส่วนหนึ่งของงานวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้ได้รับการตีพิมพ์ และเผยแพร่ในงานประชุมวิชาการทั้งหมด 1 ฉบับ

- บทความวิชาการในงานประชุม The Seventh IASTED International Conference on Wireless and Optical Communications (WOC 2007) จัดขึ้น ณ Quebec, Montréal ประเทศแคนาดา ในวันที่ 30 พฤษภาคม - 1 มิถุนายน 2550 ในชื่อบทความเรื่อง All-Optical Modulation-Format and Wavelength Conversion Using Cross-Phase Modulation Effect

ดังนั้นจึงขอแนะนำบทความที่ได้รับการตีพิมพ์มาเสนออีกครั้ง



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

All-Optical Modulation-Format Wavelength Conversion from OOK to BPSK by Using Cross Phase Modulation Effect

Nattapol Kulsuwan¹ and Pasu Kaewplung²

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Chulalongkorn University,
Bangkok, Thailand 10330 Tel: (662) 2186512 Fax: (662) 2518991

¹N.Kulsuwan@gmail.com, ²Pasu.k@chula.ac.th

Abstract: We propose an all-optical on-off keying to binary-phase-shifted keying conversion using cross-phase modulation. Our simulation shows that the converted signal has error-free conversion with power penalty as small as 0.23 dB.

1. Introduction

Next generation long-haul transmission systems have been inclined to employ advance modulation formats based on optical phase-shifted keying. A format that is currently receiving a lot of interest is the differential phase-shift-keyed (DPSK) modulation because it gives 3-dB benefit [1] over the on-off keying (OOK). During the transition from OOK-based transmission to DPSK-based transmission, it is unavoidable to have both OOK-supported equipments and DPSK-supported equipments operate in the same system. This presents the necessity of some devices that can transparently and all-optically convert from OOK to DPSK and vice versa. There were many works had focused on the all-optical signal processing techniques that can diminish the expensive electrical-to-optical-to-electrical (OEO) equipments. However, there are rarely reports concerning the all-optical conversion techniques which can be served as an interconnection between OOK and DPSK systems. The most recent work [2] used the optical amplifier-based Mach-Zehnder Interferometer (SOA-MZI) and demonstrated an error-free conversion at 10 Gbit/s.

In this paper, we propose a new method to convert modulation format from OOK to binary-phase-shift keying (BPSK) by using the cross-phase modulation (XPM) in a highly nonlinear dispersion shifted fiber (HNL-DSF) [3]. Our simulation shows an error-free conversion at a bit rate of 20 Gbit/s.

2. XPM-based OOK-to-BPSK conversion

Fig. 1(a) shows a schematic diagram of XPM-based OOK-to-BPSK conversion in a single HNL-DSF. When we transmit two signals (data which is OOK at wavelength I_1 and probe signal which is the continue pulses at wavelength I_2) into HNL-DSF, the phase of the probe signal will be changed by the XPM according to the data signal. It is obvious that XPM in a single HNL-DSF can achieve data transfer from intensity of the input signal to phase of the output signal. However the output signal will have unequal intensity among signal bits because the four-wave mixing (FWM) simultaneously occurs with the XPM when both data signal bit and probe signal bit exist. The FWM effect transfers power of both data and probe signals to two new signals at different sideband frequencies. The inset figures in Fig. 1(a) show the spectrum of the data signal and probe at the input and

output ends of the HNL-DSF, obtained by computer simulation.

For simulation setup, the average loss of HNL-DSF is 0.51 dB/km, the zero dispersion wavelength (ZDW) is 1550 nm with the dispersion slope of $0.032 \text{ ps}^2/(\text{nm}\cdot\text{km})$, the nonlinear coefficient is $20.4 (\text{W}\cdot\text{km})^{-1}$, and the length is 3.054 km. The wavelengths of the data and the probe signals are 1547.72 and 1552.52 nm, respectively. These wavelengths of the data and the probe signals are selected equally far from a zero dispersion wavelength in order to have identical group velocity for maximizing the XPM efficiency.

The input powers of the data and probe signals are 37.8 mW and 1 mW, respectively. We can observe clearly the strong FWM between data and probe signals from the spectrum of the output of HNL-DSF. This intensity fluctuation among signal bits will be transferred to phase fluctuation by the Kerr effect.

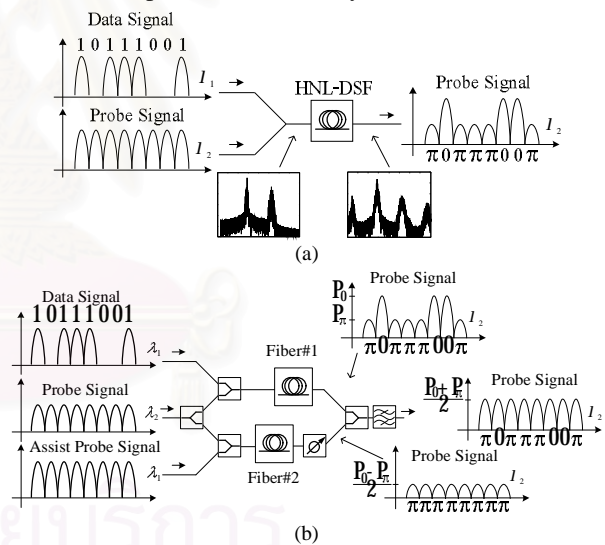


Figure 1 OOK to BPSK conversion (a) Single HNL-DSF (b) Power equalization in a pair of HNL-DSFs

The Intensity fluctuation of the converted data using XPM in signal HNL-DSF can be eliminated by our proposed scheme using an assist probe signal as shown in Fig. 1(b). The probe is split in to two directions, one into fiber#1 which is similar to Fig. 1(a), the other is launched into fiber#2. Also into fiber#2, the assist probe signal at the same wavelength as the data signal is launched with optimal power in order to shift the phase of all probe signal bits by p rad. When the probe signals from two fibers combine together at the output end of HNL-DSFs, the destructive phase interference ($p-0$) causes the reduction in the intensity of that bit, while the constructive phase interference ($p-p$) causes the enhancement in the intensity of that bit. As a result we can achieve the equalization of all converted signal bits

by using the optimal power of the assist probe signal in combination with the optimal attenuation which reduces power of the probe signal from fiber#2 to $(P_0 - P_p)/2$ as shown in Fig. 1(b).

3. Simulation

We perform the numerical simulation in order to explore the performance of our proposed OOK-to-BPSK converter. In the simulation, the parameters are the same as used in section 2 except the power of the probe is increased to 2 mW. The signal is consisted of $2^{11}-1$ bits pulse train whose data rate is 20 and 40 Gbit/s. The optimal attenuation used in the simulation is 21.8 dB. The performance of the converter is expressed in term of the Q factor obtained from back-to-back detection. Fig. 2(a) shows the Q factor as a function of received power of the back-to-back converted signal comparing with the Q factor obtained from the back-to-back detection of pure DPSK signal without format conversion. The result from Fig. 2 shows that, at the bit-error rate of 10^{-12} ($Q = 6.9$), the OOK-to-DPSK converted signal using our proposed scheme exhibits only 0.23-dB and 0.38-dB power penalty from the pure DPSK at bit rate 20 and 40 Gbps, respectively. Fig. 2(b) and (c) show the eye diagrams of the back-to-back detected converted signal and the back-to-back detected pure DPSK signal at received power of -37 dBm at bit rate 20 Gbps, while Fig. 2(d) and (e) show the eye diagrams of the converted signal and the pure DPSK signal at received powers -34 dBm at bit rate 40 Gbps.

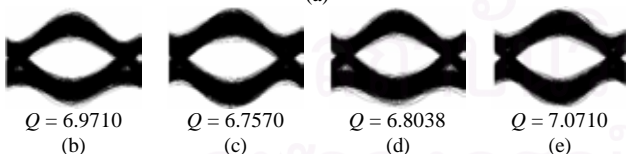
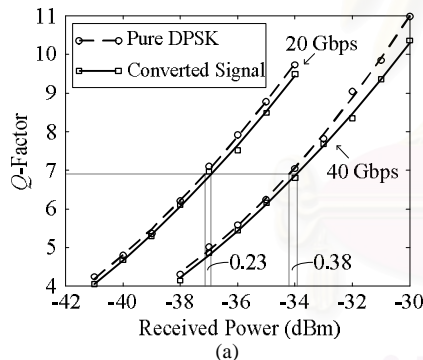


Fig. 2: Result of simulation, (a) Relation between Q -Factor and receiver power of pure DPSK and back-to-back converted signal, (b) Eye diagram of converted signal at bit rate 20 Gbps, (c) Eye diagram of pure DPSK at bit rate 20 Gbps, (d) Eye diagram of converted signal at bit rate 40 Gbps, and (e) Eye diagram of pure DPSK at bit rate 40 Gbps.

Fig. 3 shows the dispersion tolerance of the converted signal at 20 Gbps in term of the power penalty resulted from an amount of dispersion added to the signal. From Fig. 3, the dispersion tolerance for the converted signal is significantly stronger than pure DPSK especially in an anomalous dispersion region. However, in normal dispersion region and the pure DPSK seems to yield higher tolerance than the converted signal. This is because the nonlinear positive chirp of XPM on the signal

cancels with the linear negative chirp of the anomalous dispersion.

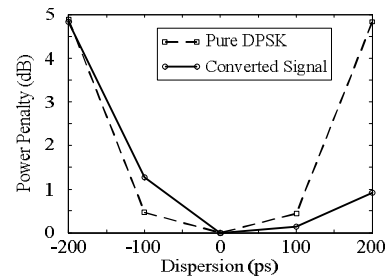


Fig. 3: Dispersion tolerance of the converted signal and the pure DPSK in term of power penalty.

Fig. 4 shows power penalty of the converted signal when the OOK signal power is deviated from the optimal value. At the power penalty of 1 dB, the appropriate range of power mismatch is -8.14 to 7.5 dB.

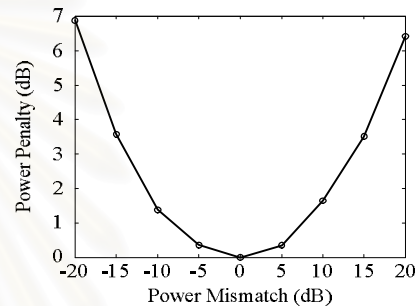


Fig. 4: Power penalty of the converted signal at receiver when the power of OOK signal is deviated from the optimal value.

4. Conclusion

We have demonstrated a novel OOK-to-BPSK format conversion using the XPM effect in a pair of HNL-DSFs. The simulation results demonstrated that received power penalties of the back-to-back detected OOK-to-BPSK-converted signal to the back-to-back detected pure BPSK are as low as 0.23 and 0.38 dB although the data rates are as high as 20 and 40 Gbit/s, respectively. We also showed that the converted signal exhibits sufficiently tolerance against the dispersion and the power mismatch.

Acknowledgment

This work was supported by the cooperation project between department of electrical engineering and private sector for research and development.

References

- [1] A.H. Gnauck, P.J. Winzer, "Optical Phase-Shift-Keyed Transmission," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 23, pp. 115-130, 2005.
- [2] K. Mishina, A. Maruta, S. Mitani, T. Miyahara, K. Ishida, K. Shimizu, T. Hatta, K. Motoshima, and K. Kitayama, "NRZ-OOK-to-RZ-BPSK Modulation-Format Conversion Using SOA-MZI Wavelength Converter," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 24, pp. 3751-3758, 2006.
- [3] M. Onishi, T. Okuno, T. Kashiwada, S. Ishikawa, N. Akasaka, and M. Nishimura, "Highly nonlinear dispersion shifted fiber and its application to broadband wavelength converter," In *Proc. European Conf. and Exhibition on Optical Communication (ECOC'97)*, Edinbourg, U.K., Sept. 22-25, 1997.
- [4] G.P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, 3rd ed, San Diego, CA: Academic, 2001.

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายณัฐพล กุลสุวรรณ เกิดวันที่ 30 พฤศจิกายน พ.ศ. 2525 อำเภอเมือง จังหวัดกาญจนบุรี สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2547 และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2548



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย