

สมรรถนะทางการทดลองของการส่งสัญญาณแสงที่ 10 กิกะบอดสำหรับการกล้าสัญญาณแบบโอไอเค
และดีควีพีเอสเค



บทคัดย่อและแฟ้มข้อมูลฉบับเต็มของวิทยานิพนธ์ตั้งแต่ปีการศึกษา 2554 ที่ให้บริการในคลังปัญญาจุฬาฯ (CUIR)
เป็นแฟ้มข้อมูลของนิสิตเจ้าของวิทยานิพนธ์ ที่ส่งผ่านทางบัณฑิตวิทยาลัย

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
ปีการศึกษา 2558
ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Experimental Performance of 10 Gbaud Optical Transmission for OOK
and DQPSK Modulations

Mr. Phacharaphon Chulok



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

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2015

Copyright of Chulalongkorn University

หัวข้อวิทยานิพนธ์

สมรรถนะทางการทดลองของการส่งสัญญาณแสงที่ 10 กิกะบอดสำหรับการกล้าสัญญาณแบบโอไอเคและดีคิวพีเอสเค

โดย

นายพชรพล ชูโลก

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

รองศาสตราจารย์ ดร. ดวงฤดี วรสุชีพ

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้หัวข้อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาโท

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(รองศาสตราจารย์ ดร. สุพจน์ เตชวรสินสกุล)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

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

..... อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก
(รองศาสตราจารย์ ดร. ดวงฤดี วรสุชีพ)

..... กรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. วันเฉลิม โปรา)

..... กรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ สุวิทย์ นาคพิระยุทธ)

..... กรรมการภายนอกมหาวิทยาลัย
(ดร. อภิชัย ภัทรนันท์)

พชรพล ชูโลก : สมรรถนะทางการทดลองของการส่งสัญญาณแสงที่ 10 กิกะบิตสำหรับการกล้ำสัญญาณแบบโอไอเคและดีควีพีเอสเค (Experimental Performance of 10 Gbaud Optical Transmission for OOK and DQPSK Modulations) อ.ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก: รศ. ดร. ดวงฤดี วรสุชีพ, 122 หน้า.

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการทดสอบสมรรถนะตัวรับส่งสัญญาณแสงที่กล้ำสัญญาณแบบโอไอเคและดีควีพีเอสเค ที่อัตราบิต 10 กิกะบิต ที่ความยาวคลื่นแสง 1550 nm โดยส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน (Standard Single Mode Fiber) ที่ระยะทางต่างๆ เพื่อศึกษาผลกระทบของโครมาติกดิสเพอร์ชัน (Chromatic Dispersion, CD) ด้วยการวิเคราะห์ห้วงเวลาขาขึ้น (Rise-time Budget) จากแผนภาพรูปตาสำหรับการกล้ำสัญญาณแบบโอไอเค และวิเคราะห์ขนาดเวกเตอร์ผิดพลาด (Error Vector Magnitude) จากแผนภาพกลุ่ม (Constellation Diagram) สำหรับการกล้ำสัญญาณแบบดีควีพีเอสเค จากการวัดวิเคราะห์แผนภาพรูปตาสำหรับการกล้ำสัญญาณแบบโอไอเคพบว่าเมื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสงที่ระยะทางเพิ่มมากขึ้น แผนภาพรูปต้ายึดออกทางเวลาสังเกตจากค่าเวลาขาขึ้นเพิ่มสูงขึ้น ในการคำนวณระยะทางสูงสุดที่ถูกจำกัดด้วยโครมาติกดิสเพอร์ชันอย่างคร่าวๆ พบว่าสามารถส่งสัญญาณได้สูงสุดประมาณ 64.4 km ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้เส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชัน (Dispersion Compensating Fiber, DCF) ร่วมกับเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานด้วยระยะทางที่เหมาะสม และทำการวัดอัตราผิดพลาดที่ 10^{-9} โดยแบ่งการพิจารณาเป็น 3 กรณีคือ 1) ส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานโดยไม่ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชัน 2) ส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานและชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันไม่สมบูรณ์ และ 3) ส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานและชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์ จากผลการทดลองทั้งหมดพบว่าเมื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานและชดเชยดิสเพอร์ชันด้วยเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชัน สามารถลดผลกระทบของโครมาติกดิสเพอร์ชันสะสมได้ เส้นกราฟอัตราผิดพลาดเลื่อนกลับมาใกล้เคียงกับกรณีไม่ส่งผ่านเส้นใยนำแสง ยิ่งไปกว่านั้นสามารถส่งสัญญาณได้ไกลที่สุดเท่ากับ 117 km (เส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน 105 km และ เส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชัน 12 km) เมื่อชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

ลายมือชื่อนิสิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

ลายมือชื่อ อ.ที่ปรึกษาหลัก

ปีการศึกษา 2558

5670525621 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEYWORDS: OOK OPTICAL MODULATION, DQPSK OPTICAL MODULATION, DISPERSION COMPENSATING FIBER

PHACHARAPHON CHULOK: Experimental Performance of 10 Gbaud Optical Transmission for OOK and DQPSK Modulations. ADVISOR: ASSOC. PROF. DUANG-RUDEE WORASUCHEEP, Ph.D., 122 pp.

This thesis demonstrates the experimental performance of 10 Gbaud OOK (On-Off Keying) and DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying) optical modulations at 1550 nm wavelength over different distance of Standard Single Mode Fiber (SSMF). The purpose is to study the effect of Chromatic Dispersion (CD) by considering the rise-time budget equation from eye-diagram for OOK modulation and Error Vector Magnitude (EVM) analysis from constellation diagram for DQPSK modulation. According to the eye diagram of OOK, when signal transmits in a long distance of SSMF, eye diagram will be broaden in time with an increase in rise-time. The maximum distance of SSMF is calculated roughly 64.4 km. Therefore, this thesis applies Dispersion Compensating Fiber (DCF) combining with SSMF to reduce the effect of accumulated CD, and measures Bit Error Rate (BER) in different combinations of SSMF and DCF. Moreover, there are 3 cases to consider the BER curves. The first case is over SSMF without compensated CD. The second case is over SSMF with under-compensated CD. The last case is over SSMF with perfect-compensation CD. According to the experimental results, this research achieves can reduce accumulated CD and the BER curves shift leftwards close to back-to-back case. Moreover, the maximum distance is 117 km consisting of 105-km SSMF and 12-km DCF with perfect-compensation CD.

Department: Electrical Engineering Student's Signature

Field of Study: Electrical Engineering Advisor's Signature

Academic Year: 2015

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ต้องกราบขอบพระคุณสำหรับความช่วยเหลือ และให้คำปรึกษาเป็นอย่างดียิ่งตลอดมาของ รศ.ดร. ดวงฤดี วรสุชีพ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ หลักที่ให้คำปรึกษา ข้อเสนอแนะ รวมไปถึงแรงกระตุ้นในการทำงานวิจัย อีกทั้งให้ข้อคิดและประสบการณ์ในการดำเนินชีวิต และ ผศ. สุวิทย์ นาคพิระยุทธ ผู้เปรียบเสมือนอาจารย์ที่ปรึกษา อีกหนึ่งท่านที่ให้ความช่วยเหลือออกแบบโปรแกรมแพทเทินภาครับ เพื่อใช้ในการวัดอัตราบิด ผิดพลาดของสัญญาณดีควีพีเอสเคทำให้งานวิจัยดำเนินได้โดยง่าย และเป็นผู้ถ่ายทอดความรู้ต่างๆ ทั้งทางทฤษฎีและปฏิบัติในด้านการสื่อสารดิจิทัลรวมถึงให้แนวคิดเพื่อนำไปต่องานวิจัย ทำให้ได้รับการตีพิมพ์ในระดับนานาชาติ ขอขอบพระคุณกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ทุกท่าน ที่ให้ข้อเสนอแนะรวมถึงความรู้ต่างๆ และอาจารย์ผู้สอนในรายวิชาเรียนทุกวิชาข้าพเจ้าได้ลงทะเบียนเรียน เพื่อนำความรู้ที่ได้มาประยุกต์ใช้ในวิทยานิพนธ์

ขอขอบพระคุณ Dr. Naoya Wada ผู้อำนวยการห้องปฏิบัติการวิจัย Photonic Network Research Institute ของ National Institute of Communication and Information Technology (NICT) ประเทศญี่ปุ่น ผู้ให้ความรู้ ข้อเสนอแนะ คำปรึกษา อีกทั้งสนับสนุนอุปกรณ์เครื่องมือวัดต่างๆเป็นอย่างดียิ่งตลอดมา จนทำให้วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วง

และขอขอบคุณ Mr. Hiroyuki Sumimoto จาก NICT ประเทศญี่ปุ่น สำหรับคำแนะนำ และให้ความช่วยเหลือในงานวิจัย อีกทั้งสนับสนุนด้านข้อมูลต่างๆด้วยดีมาโดยตลอด

ขอขอบพระคุณอาจารย์วิโรจน์ พิราจเนนชัย และ ดร.วิสิทธิ์ ล้อธรรมจักร มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี สำหรับการให้ความสนับสนุนยืมเครื่องมือวัด Optical Modulation Analyzer (OMA) และขอขอบคุณ คุณองอาจ ลักษณ์พรวงศ์ Solution Manager บริษัท iRC Technologies สำหรับการสอนใช้งานและให้คำปรึกษาด้านเครื่องมือวัดของ บริษัท Agilent Technologies เป็นอย่างดียิ่งตลอดมา

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาและครอบครัวของข้าพเจ้า สำหรับการสนับสนุนเงินทุนการศึกษา และคอยให้กำลังใจตลอดระยะเวลาที่ข้าพเจ้าได้ศึกษาเป็นอย่างดีมา โดยตลอด

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญรูปภาพ.....	ฎ
สารบัญตาราง.....	ณ
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ที่มาและความสำคัญ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์.....	4
1.3 เป้าหมายและขอบเขตงานวิจัย.....	4
1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน.....	5
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	6
1.6 ประมวลวิทยานิพนธ์.....	6
บทที่ 2 หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	8
2.1 ภาคส่งสัญญาณแสง (Optical Transmitter).....	8
2.1.1 การกล้ำสัญญาณทางความเข้ม (Intensity Modulation).....	8
2.1.1.1 การกล้ำสัญญาณแบบโอโอเค (On-Off Keying, OOK).....	10
2.1.2 การกล้ำสัญญาณเฟส (Phase Modulation).....	11
2.1.2.1 การกล้ำสัญญาณแบบบีพีเอสเค (Binary Phase Shift Keying, BPSK).....	11
2.1.2.2 การกล้ำสัญญาณแบบควิพีเอสเค (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK).....	13
2.1.2.3 การเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียล (Differential Coding).....	14

2.1.2.4 การกล้ำสัญญาณแบบดิควิฟเฟอเรนเชียล (Differential Quadrature Phase Shift Keying, DQPSK)	15
2.1.3 การตรวจจับสัญญาณโดยตรง (Direct Detection).....	16
2.1.3.1 ตัวตรวจจับแสงชนิดพีไอเอ็น (Positive Intrinsic Negative, PIN)	17
2.1.3.2 สัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับแสงพีไอเอ็น (PIN Photodetector Noise) 17	
2.1.4 รูปแบบการแยกสัญญาณเชิงเฟส (Phase Demodulation Schemes)	19
2.1.4.1 การแยกสัญญาณแบบโคฮีเรนต์ (Coherent Demodulation)	19
2.1.4.2 การแยกสัญญาณแบบหน่วงเวลา (Delay Demodulation).....	22
2.2 ผลกระทบจากการส่งสัญญาณแสงผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน (Standard Single Mode Fiber, SSMF).....	27
2.2.1 การลดทอนในเส้นใยนำแสง (Fiber Attenuation).....	27
2.2.2 โครมาติกดิสเพอร์ชัน (Chromatic Dispersion).....	28
2.2.3 การจัดการโครมาติกดิสเพอร์ชัน (Chromatic Dispersion Management).....	30
2.3 เกณฑ์กำหนดสมรรถนะ (Performance Criteria).....	30
2.3.1 งบกำลัง (Power Budget).....	31
2.3.2 งบเวลาขาขึ้น (Rise-time Budget)	31
2.3.3 ขนาดเวกเตอร์ผิดพลาด (Error Vector Magnitude)	32
2.3.4 อัตราบิตผิดพลาด (Bit Error Rate, BER).....	33
2.4 ตัวขยายก่อนภาครับ (Pre-receiver Amplifier)	34
2.4.1 ตัวขยายอีดีเอฟเอ (Erbium-Doped Fiber Amplifier, EDFA)	35
2.4.2 สัญญาณรบกวนเอเอสไอ (Amplified Spontaneous Emission-Noise, ASE-Noise) 36	
2.4.3 ตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise Figure, NF)	37

บทที่ 3	อุปกรณ์สำคัญที่ใช้ในโครงข่าย.....	39
3.1	อุปกรณ์ภาคส่งสัญญาณแสง.....	39
3.1.1	แหล่งกำเนิดแสงเลเซอร์ (Laser Source).....	39
3.1.2	ตัวควบคุมโพลาไรเซชัน (Polarization Controller).....	41
3.1.3	ตัวกล้ำสัญญาณแบบโอโอเค (OOK Modulator).....	42
3.1.4	ตัวกล้ำสัญญาณแบบดีควีพีเอสเค (DQPSK Modulator).....	43
3.2	อุปกรณ์ภาครับสัญญาณแสง.....	43
3.2.1	ตัวลดทอนกำลังแสงแบบปรับค่าได้ (Variable Optical Attenuator, VOA).....	44
3.2.2	ตัวขยายอีดีเอฟเอ (Erbium Doped-Fiber Amplifier, EDFA).....	45
3.2.3	ตัวกรองสัญญาณเฉพาะย่านความถี่แสงแบบปรับค่าได้ (Tunable Optical Band Pass Filter, TOBPF).....	46
3.2.4	ดีเลย์อินเตอร์เฟอโรมิเตอร์ (Delay Interferometer, DI).....	47
3.2.5	ตัวตรวจจับแสงพีไอเอ็นแบบบาลานซ์ (Balanced PIN Photo Detector).....	48
3.3	สายส่งสัญญาณ (Transmission Line).....	49
3.3.1	เส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน (Standard Single Mode Fiber, SSMF).....	49
3.3.2	เส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดีสเพอร์ชัน (Dispersion Compensating Fiber, DCF)....	50
บทที่ 4	การทดลองสมรรถนะตัวรับส่งสัญญาณแสงแบบโอโอเค.....	52
4.1	การติดตั้งภาคส่งและภาครับระบบส่งสัญญาณแสงแบบโอโอเค (OOK Experimental Setups).....	52
4.1.1	การปรับตั้งภาคส่งสัญญาณแสงแบบโอโอเค.....	54
4.2	การวิเคราะห์เกณฑ์กำหนดสมรรถนะ (Performance Criteria Analysis).....	56
4.2.1	การวิเคราะห์หังบกกำลัง (Power Budget Analysis).....	56
4.2.2	การวิเคราะห์หังเวลาขาขึ้น (Rise-time Budget Analysis).....	59
4.3	การส่งผ่านสัญญาณในเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานที่ระยะทางต่างๆ.....	61

4.3.1 การวิเคราะห์แผนภาพรูปตา (Eye Diagram Analysis).....	61
4.3.2 การวิเคราะห์สเปกตรัมแสง (Optical Spectrum Analysis).....	64
4.3.3 การวิเคราะห์อัตราบิตผิดพลาด (Bit Error Rate Analysis).....	69
บทที่ 5 การทดลองสมรรถนะตัวรับส่งสัญญาณแสงแบบดีควีพีเอสเค.....	73
5.1 การติดตั้งภาคส่งและภาครับระบบส่งสัญญาณแสงแบบดีควีพีเอสเค.....	73
5.1.1 การปรับตั้งภาคส่งสัญญาณแสงแบบดีควีพีเอสเค.....	75
5.2 เกณฑ์กำหนดสมรรถนะ.....	81
5.2.1 การวิเคราะห์หงบกำลัง (Power Budget Analysis).....	81
5.3 การทดลองส่งผ่านสัญญาณในเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานที่ระยะทางต่างๆ.....	84
5.3.1 การวิเคราะห์แผนภาพกลุ่มและขนาดเวกเตอร์ผิดพลาด (Constellation Diagram and Error Vector Magnitude Analysis).....	84
5.3.2 การวิเคราะห์สเปกตรัมแสง (Optical Spectrum Analysis).....	88
5.3.3 การวิเคราะห์อัตราบิตผิดพลาด (Bit Error Rate Analysis).....	92
บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	97
6.1 สรุปผลการวิจัย.....	97
6.2 ข้อเสนอแนะ.....	98
รายการอ้างอิง.....	100
ภาคผนวก.....	104
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	122

สารบัญรูปร่างภาพ

รูปที่ 1.1 แผนภาพกลุ่ม [2] (ก) โอโอเค (ข) บีพีเอสเค (ค) คิวพีเอสเค หรือ ดีคิวพีเอสเค (ง) คิวพีเอสเคหลายระดับ	2
รูปที่ 2.1 แผนภาพบล็อกระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงเบื้องต้น	8
รูปที่ 2.2 โครงสร้างภายในของตัวกล้าสัญญาณมัลติ-เซนเดอร์	9
รูปที่ 2.3 คุณลักษณะเฉพาะการกล้าสัญญาณของตัวกล้าสัญญาณมัลติ-เซนเดอร์	10
รูปที่ 2.4 รูปคลื่นการกล้าสัญญาณแบบต่างๆ	10
รูปที่ 2.5 รูปคลื่นการกล้าสัญญาณดิจิทัลไบนารีแบบพีเอสเค	11
รูปที่ 2.6 การปรับตั้งค่าพารามิเตอร์ V_{π} ของการกล้าสัญญาณรูปแบบต่างๆ.....	12
รูปที่ 2.7 แผนภาพกลุ่มของสัญญาณบีพีเอสเค	12
รูปที่ 2.8 (ก)แผนภาพบล็อกตัวส่งสัญญาณคิวพีเอสเค (ข) แผนภาพกลุ่มคิวพีเอสเค	13
รูปที่ 2.9 วงจร Pre-Coder	14
รูปที่ 2.10 (ก).แผนภาพบล็อกตัวส่งสัญญาณแสงแบบดีคิวพีเอสเค (ข).แผนภาพกลุ่มดีคิวพีเอสเค ..	16
รูปที่ 2.11 โครงสร้างของตัวตรวจจับแสงชนิดพีไอเอ็นและวงจรป้อนแรงดันไฟฟ้ากลับขั้ว.....	17
รูปที่ 2.12 แผนภาพบล็อกวงจรการแยกสัญญาณแสงแบบโคฮีเรนซ์	20
รูปที่ 2.13 โครงสร้างภายในตัวดีเลย์อินเตอร์ฟีโรมิเตอร์	23
รูปที่ 2.14 แผนภาพบล็อกองค์ประกอบภาครับสัญญาณแบบดีคิวพีเอสเค	24
รูปที่ 2.15 ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนตามความยาวคลื่น	28
รูปที่ 2.16 การถ่างออกของพัลส์แสงตามระยะทาง	29
รูปที่ 2.17 ผลการชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสะสมเมื่อแทรกเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชัน.....	30
รูปที่ 2.18 แบบจำลองการเกิดกำลังสูญเสียระหว่างทางจากภาคส่งถึงภาครับ.....	31
รูปที่ 2.19 ขนาดเวกเตอร์ผิดพลาด	33
รูปที่ 2.20 อัตราบิดผิดพลาดเทียบกับค่าขนาดเวกเตอร์ผิดพลาด	33

รูปที่ 2.21 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราบิดพืดพลาตกับคิวแพคเตอร์	34
รูปที่ 2.22 ตัวขยายก่อนภาครับ	35
รูปที่ 2.23 โครงสร้างภายในตัวขยายอิตีเอฟเอ	35
รูปที่ 2.24 สเปกตรัมแสงของเลเซอร์ปั๊มและสัญญาณรบกวนเอเอสอี	36
รูปที่ 3.1 แผนภาพบล็อกองค์ประกอบหลักภาคส่งสัญญาณแสง.....	39
รูปที่ 3.2 โครงสร้างของแหล่งกำเนิดแสงเลเซอร์ [2].....	40
รูปที่ 3.3 โครงสร้างภายในของดีเอฟบีเลเซอร์	40
รูปที่ 3.4 โครงสร้างภายในของดีบีอาร์เลเซอร์	41
รูปที่ 3.5 แพลตฟอร์มเลเซอร์ปรับค่าได้ของบริษัท Amonics.....	41
รูปที่ 3.6 ตัวควบคุมโพลาริซเซชัน.....	42
รูปที่ 3.7 ชุดตัวกล้ำสัญญาณแบบโอโอเค	42
รูปที่ 3.8 อัตราการขยายของตัวขยายของบริษัท Picosecond Lab.[19]	42
รูปที่ 3.9 ชุดตัวกล้ำสัญญาณแบบดีคิวพีเอสเค.....	43
รูปที่ 3.10 โครงสร้างภายในตัวกล้ำสัญญาณแบบดีคิวพีเอสเค.....	43
รูปที่ 3.11 แผนภาพบล็อกอุปกรณ์ภาครับสัญญาณแสง	44
รูปที่ 3.12 ตัวลดทอนกำลังแสงแบบปรับค่าได้	44
รูปที่ 3.13 ตัวขยายอิตีเอฟเอของบริษัท Amonics.....	45
รูปที่ 3.14 ตัวขยายอิตีเอฟเอของบริษัท JDSU.....	46
รูปที่ 3.15 ตัวกรองสัญญาณเฉพาะย่านความถี่แสงแบบปรับค่าได้ของบริษัท OPTOQUEST	46
รูปที่ 3.16 สเปกตรัมของตัวกรองสัญญาณเฉพาะย่านความถี่แสงแบบปรับค่าได้.....	47
รูปที่ 3.17 ดีเลย์อินเตอร์ฟีโรมิเตอร์.....	47
รูปที่ 3.18 ตัวตรวจจับแสงพีไอเอ็นแบบบาลานซ์	48
รูปที่ 3.19 กราฟคุณลักษณะของตัวขยายจำกัด [26]	49
รูปที่ 3.20 สัญญาณไฟฟ้าขาออกของตัวตรวจจับแสงพีไอเอ็นแบบบาลานซ์	49

รูปที่ 3.21 ผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนของเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน	50
รูปที่ 3.22 ผลการวัดค่าโครมาติกดิสเพอร์ชันของเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน	50
รูปที่ 3.23 ผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนของเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชัน	51
รูปที่ 3.24 ผลการวัดค่าโครมาติกดิสเพอร์ชันของเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชัน	51
รูปที่ 4.1 แผนภาพบล็อกระบบรับส่งสัญญาณแสงแบบโอไอเค	52
รูปที่ 4.2 อุปกรณ์และเครื่องมือวัดที่ใช้ในการทดลองภาครับส่งสัญญาณแสงแบบโอไอเค	53
รูปที่ 4.3 การวัดสัญญาณ ณ ตำแหน่งต่างๆของภาคส่งสัญญาณแสงแบบโอไอเค	54
รูปที่ 4.4 สเปกตรัมของเลเซอร์ปรับค่าได้ ณ ตำแหน่ง A	54
รูปที่ 4.5 สัญญาณข้อมูลไฟฟ้าขาออกจากเครื่องกำเนิดสัญญาณแพลตเทินที่ตำแหน่ง B	55
รูปที่ 4.6 แผนภาพรูปตาสัญญาณขาออกของตัวกล้าสัญญาณมัลติ-เซนเดอร์	55
รูปที่ 4.7 แผนภาพบล็อกตำแหน่งที่ทำการวัดกำลังแสงของระบบส่งสัญญาณแสงแบบโอไอเค	56
รูปที่ 4.8 มิเตอร์วัดกำลังแสงของบริษัท THORLABS	56
รูปที่ 4.9 ผลการวัดค่าเวลาขาขึ้นของภาคส่งและภาครับจากแผนภาพรูปตา	60
รูปที่ 4.10 แผนภาพบล็อกการวัดค่าแผนภาพรูปตา ณ ตำแหน่งต่างๆของกรณีที่ 1	61
รูปที่ 4.11 แผนภาพบล็อกตำแหน่งการวัดสเปกตรัมแสงของระบบรับส่งสัญญาณแบบโอไอเค	65
รูปที่ 4.12 สเปกตรัมของแหล่งกำเนิดแสงเลเซอร์ปรับค่าได้	65
รูปที่ 4.13 สเปกตรัมแสงขาออกของตัวกล้าสัญญาณแบบโอไอเค ณ ตำแหน่งที่ 2	66
รูปที่ 4.14 สเปกตรัมแสงเมื่อผ่านตัวขยายอิตีเอฟเอตัวที่ 1 ณ ตำแหน่งที่ 3	66
รูปที่ 4.15 สเปกตรัมของแสงก่อนและหลังผ่านตัวขยายอิตีเอฟเอ ณ ตำแหน่งที่ 3	67
รูปที่ 4.16 สเปกตรัมแสงเมื่อผ่านตัวขยายอิตีเอฟเอทั้งสองตัว ณ ตำแหน่งที่ 4	67
รูปที่ 4.17 (ก) และ (ข) สเปกตรัมแสงเมื่อผ่านตัวกรองสัญญาณเฉพาะย่านความถี่แสงแบบปรับ ค่าได้	68
รูปที่ 4.18 อัตราบิดมิตพลาตของสัญญาณแสงแบบโอไอเคกรณีไม่ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชัน	69

รูปที่ 4.19 อัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณแสงแบบโอไอเคกรณีชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันไม่สมบูรณ์.....	70
รูปที่ 4.20 Power Penalty ที่ 10^{-9} เทียบกับระยะทางเหลือจากโครมาติกดิสเพอร์ชัน	71
รูปที่ 4.21 อัตราบิดผิดพลาดของระบบส่งสัญญาณแบบโอไอเคเมื่อชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์.....	71
รูปที่ 4.22 อัตราบิดผิดพลาดของระบบส่งสัญญาณแบบโอไอเคกรณีต่างๆเมื่อชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์.....	72
รูปที่ 5.1 แผนภาพบล็อกของระบบรับส่งสัญญาณแสงแบบดีคิวิพีเอสเค	74
รูปที่ 5.2 อุปกรณ์และเครื่องมือวัดที่ใช้ในการทดลองภาครับส่งสัญญาณแสงแบบดีคิวิพีเอสเค	75
รูปที่ 5.3 ตำแหน่งในการวัดสัญญาณภาคส่งสัญญาณแสงแบบดีคิวิพีเอสเค	75
รูปที่ 5.4 สเปกตรัมของเลเซอร์ปรับค่าได้ ณ ตำแหน่ง A.....	76
รูปที่ 5.5 สัญญาณขาออกจากเครื่องกำเนิดสัญญาณแพทเทินพอร์ต Data	76
รูปที่ 5.6 สัญญาณข้อมูลขาออกจากเครื่องกำเนิดสัญญาณแพทเทินพอร์ต Invert Data	77
รูปที่ 5.7 ตัวหน่วงเวลาสายสัญญาณข้อมูลไฟฟ้า	78
รูปที่ 5.8 รูปแบบสัญญาณ I เปรียบเทียบกับสัญญาณ Q เมื่อผ่านตัวหน่วงเวลาสาย	78
รูปที่ 5.9 ตัวขยายสัญญาณก่อนเข้าตัวกล้าสัญญาณแบบดีคิวิพีเอสเค.....	79
รูปที่ 5.10 การปรับค่าแรงดันควบคุมอัตราการขยายของตัวขยาย.....	79
รูปที่ 5.11 การปรับตั้งค่าแรงดันไบแอสของตัวกล้าสัญญาณแบบดีคิวิพีเอสเค.....	80
รูปที่ 5.12 สัญญาณขาออกของตัวกล้าสัญญาณดีคิวิพีเอสเค (ก) ป้อนแรงดันไบแอสให้ตัวเลื่อนเฟสไม่สมบูรณ์ และ (ข) ป้อนแรงดันไบแอสให้ตัวเลื่อนเฟสสมบูรณ์	80
รูปที่ 5.13 ผลการวัดแผนภาพกลุ่มการตั้งค่าภาคส่งสัญญาณแสงแบบดีคิวิพีเอสเค (ก) ป้อนแรงดันไบแอสให้ตัวเลื่อนเฟสไม่สมบูรณ์ [16] และ (ข) ป้อนแรงดันไบแอสให้ตัวเลื่อนเฟสสมบูรณ์..	81
รูปที่ 5.14 แผนภาพบล็อกตำแหน่งต่างๆในการวัดกำลังแสงของระบบรับส่งสัญญาณแสงดีคิวิพีเอสเค	81

รูปที่ 5.15 เครื่องมือวัด Optical Modulation Analyzer.....	85
รูปที่ 5.16 แผนภาพบล็อกการเชื่อมต่ออุปกรณ์เพื่อวิเคราะห์สัญญาณด้วยเครื่อง OMA.....	85
รูปที่ 5.17 แผนภาพบล็อกตำแหน่งการวัดสเปกตรัมแสงของระบบส่งสัญญาณแสงแบบดีควีพีเอสเค.....	89
รูปที่ 5.18 สเปกตรัมของแหล่งกำเนิดแสงเลเซอร์ปรับค่าได้	89
รูปที่ 5.19 สเปกตรัมแสงขาออกของตัวกั้นสัญญาณแบบดีควีพีเอสเค.....	90
รูปที่ 5.20 สเปกตรัมของแสงก่อนและหลังผ่านตัวขยายอีดีเอฟเอ ณ ตำแหน่งที่ 3.....	90
รูปที่ 5.21 สเปกตรัมแสงเมื่อผ่านตัวขยายอีดีเอฟเอทั้งสองตัว ณ ตำแหน่งที่ 4	91
รูปที่ 5.22 สเปกตรัมแสงเมื่อผ่านตัวกรองสัญญาณเฉพาะย่านความถี่แสงแบบปรับค่าได้	92
รูปที่ 5.23 อัตราบิดเบือนพลาตสัญญาณแสงดีควีพีเอสเคกรณีไม่ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชัน	93
รูปที่ 5.24 อัตราบิดเบือนพลาตสัญญาณแสงแบบดีควีพีเอสเคกรณีชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันไม่สมบูรณ์	94
รูปที่ 5.25 Power Penalty ที่ 10^{-9} เทียบกับระยะทางเหลือจากโครมาติกดิสเพอร์ชัน	95
รูปที่ 5.26 อัตราบิดเบือนพลาตของระบบส่งสัญญาณแบบดีควีพีเอสเคกรณีต่างๆเมื่อชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์	95

สารบัญตาราง

ตาราง 2.1 ผลลัพธ์ของวงจร XOR-gate.....	14
ตารางที่ 2.2 การถอดรหัสข้อมูลเฟสเป็นไบนารีของภาครับ.....	27
ตารางที่ 4.1 ผลการวัดค่ากำลังแสง ณ ตำแหน่งต่างๆ.....	57
ตารางที่ 4.2 กำลังสูญเสียในอุปกรณ์.....	58
ตารางที่ 4.3 ผลการวัดแผนภาพรูปร่างตาตัวส่งสัญญาณแสงแบบโอไอเคอร์ณีที่ 1.....	61
ตารางที่ 4.4 ผลการวัดแผนภาพรูปร่างตาตัวส่งสัญญาณแสงแบบโอไอเคอร์ณีที่ 2.....	63
ตารางที่ 4.5 ผลการวัดแผนภาพรูปร่างตาตัวส่งสัญญาณแสงแบบโอไอเคอร์ณีที่ 3.....	64
ตารางที่ 5.1 ผลการวัดค่ากำลังแสง ณ ตำแหน่งต่างๆ.....	82
ตารางที่ 5.2 กำลังสูญเสียแทรกในอุปกรณ์ต่างๆ.....	83
ตารางที่ 5.3 ผลการวัดจากเครื่อง OMA กรณีไม่ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชัน.....	86
ตารางที่ 5.4 ผลการวัดจากเครื่อง OMA กรณีชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันไม่สมบูรณ์.....	87
ตารางที่ 5.5 ผลการวัดจากเครื่อง OMA กรณีชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์.....	88

บทที่ 1

บทนำ

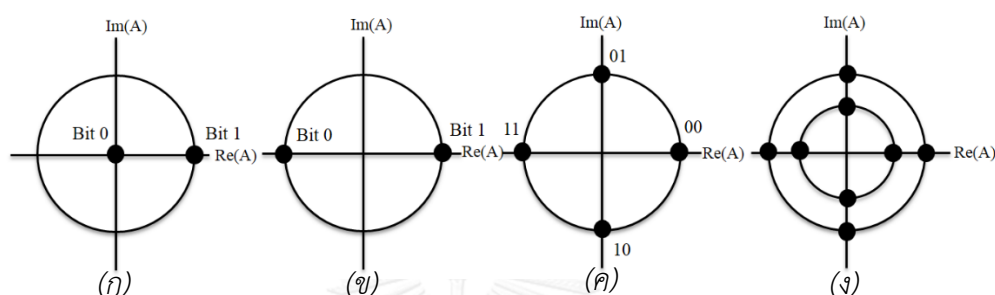
1.1 ที่มาและความสำคัญ

ปัจจุบันการสื่อสารโทรคมนาคมด้วยการรับส่งข้อมูลมีความจำเป็นต่อการใช้ชีวิตประจำวันของมนุษย์ ทั้งในเชิงธุรกิจและการสื่อสารระหว่างมนุษย์ เช่น โทรศัพท์เคลื่อนที่ส่วนบุคคล ตามบ้านเรือนที่อยู่อาศัยและอาคารสำนักงาน ได้มีการติดตั้งอุปกรณ์การรับส่งสัญญาณเชื่อมต่อกับระบบอินเทอร์เน็ต (Internet) หรือโทรทัศน์ระบบดิจิทัล (Digital TV) ที่ต้องการรับชมคุณภาพความคมชัดสูง (High Definition) ทำให้ปริมาณการใช้งานรับส่งข้อมูลเพิ่มขึ้นอย่างไม่มีที่สิ้นสุด การสื่อสารด้วยแสงผ่านเส้นใยนำแสง (Optical Fiber Communication) จึงมีบทบาทอย่างมากเพื่อเข้ามารองรับการใช้งาน ด้วยคุณสมบัติที่ดีของการสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงคือสามารถรับส่งได้ที่อัตราเร็วสูงเป็นกิกะบิตต่อวินาทีต่อหนึ่งช่องความยาวคลื่นแสง รับส่งได้พร้อมกันหลายร้อยช่องความยาวคลื่น สื่อสารได้ในระยะทางไกลเพราะการลดทอนสัญญาณต่ำที่ประมาณ 0.2-0.4 dB/km [1] (ขึ้นอยู่กับ การเลือกใช้ช่วงความยาวคลื่นแสง) ที่สำคัญไม่ได้รับผลกระทบจากการรบกวนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าทำการรับส่งสัญญาณแสงมีคุณภาพสูง

ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงในปัจจุบันเริ่มถูกนำมาติดตั้งใช้งานมากขึ้นในหลายประเทศรวมถึงประเทศไทย โดยใช้งานเป็นโครงข่ายแกนหลัก (Core Network) หรือ Backbone Network ในโครงข่ายโทรคมนาคม ใช้เชื่อมต่อระหว่างสถานีฐาน (Base Station) ของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ และการเชื่อมต่อเคเบิลเส้นใยนำแสงใต้ทะเล (Submarine Optical Cables) ระหว่างประเทศ รวมไปถึงโครงข่ายการเข้าถึง (Access Network) เช่นระบบ Fiber-To-The-Home (FTTH) จึงทำให้มีการพัฒนารูปแบบการส่งสัญญาณหลายมาตรฐานในโครงข่ายการเข้าถึง และในโครงข่ายแกนหลักได้พัฒนารูปแบบการกล้ำสัญญาณที่แตกต่างกันในหลายๆวิธี

รูปแบบการกล้ำสัญญาณแสงถูกพัฒนามาตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน มีแผนภาพกลุ่ม (Constellation Diagram) แสดงในรูปที่ 1.1 [2] โดยเน้นเรื่องการปรับปรุงประสิทธิภาพสเปกตรัม (Spectral Efficiency) ของระบบการรวมแสงหลายความยาวคลื่น (Wavelength Division Multiplexing, WDM) ทำให้ระบบมีสมรรถนะการส่งสัญญาณสูง และสามารถรองรับอัตราบิตที่สูงขึ้นได้ในอนาคต เริ่มจากอดีตโครงข่ายแกนหลักใช้รูปแบบการกล้ำสัญญาณแบบโอโอเค (On-Off Keying, OOK) เป็นการกล้ำสัญญาณทางความเข้ม (Intensity Modulation) ซึ่งเป็นรูปแบบการกล้ำ

สัญญาณที่ง่ายที่สุด ภาครับสามารถตรวจจับสัญญาณได้โดยตรง (Direct Detection) จนกระทั่งหลังปี พ.ศ. 2543 [2] รูปแบบการกล้ำสัญญาณอื่นๆ นอกเหนือจากแบบโอไอเคได้รับความสนใจนำมาใช้ โดยเปลี่ยนจากเดิมที่กล้ำสัญญาณทางความเข้ม มาเป็นรูปแบบการกล้ำสัญญาณเฟสขั้นสูง (Advance Phase Modulation Formats) และพัฒนาต่อเนื่องจากจนสามารถสร้างรูปแบบการกล้ำสัญญาณหลายระดับ (Multi-level Modulation) ได้ ดังนั้นรูปแบบการกล้ำสัญญาณเฟสจึงกลายมาเป็นทางเลือกหลักที่ใช้ในการพัฒนาระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง



รูปที่ 1.1 แผนภาพกลุ่ม [2]

(ก) โอไอเค (ข) บีพีเอสเค (ค) คิวพีเอสเค หรือ ดีคิวพีเอสเค (ง) คิวพีเอสเคหลายระดับ

รูปแบบการกล้ำสัญญาณเฟสรูปแบบแรกคือ บีพีเอสเค (Binary Phase Shift Keying, BPSK) เป็นรูปแบบการกล้ำสัญญาณเฟสไบนารี โดยอาศัยหลักการเปลี่ยนเฟสของคลื่นพาห์ (Carrier Wave) ระหว่าง 0 กับ 180 องศาใช้ให้สอดคล้องกับสัญญาณข้อมูลบิต 1 และ 0 ตามลำดับ ทำให้สัญญาณบีพีเอสเคมีระยะห่างระหว่างบิตเป็น 2 เท่าเมื่อเทียบกับสัญญาณแบบโอไอเค ดังแสดงในรูปที่ 1.1 (ข) ดังนั้นที่ภาครับค่าอัตราบิตผิดพลาด (Bit Error Rate, BER) ของสัญญาณบีพีเอสเคจึงดีกว่าโอไอเคอยู่ 3 dB [3] กล่าวคือบีพีเอสเคจะใช้กำลังแสงน้อยกว่าครึ่งหนึ่งของโอไอเค เพื่อให้มีอัตราบิตผิดพลาดเท่ากัน รายละเอียดการกล้ำสัญญาณแบบบีพีเอสเคอธิบายไว้ในหัวข้อที่ 2.1.2.1 อย่างไรก็ตามการกล้ำสัญญาณแบบบีพีเอสเคมีความจุข้อมูล (Data Capacity) ในการส่งเท่ากับสัญญาณโอไอเค ดังนั้นจึงมีการพัฒนามาใช้การกล้ำสัญญาณเฟสหลายระดับ (Multilevel-Phase Shift Keying, M-PSK) เพื่อเพิ่มความจุข้อมูลที่ต้องการส่ง

การกล้ำสัญญาณเฟสหลายระดับรูปแบบแรกคือ คิวพีเอสเค (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK) มีแผนภาพกลุ่มแสดงดังรูปที่ 1.1 (ค) รูปแบบการกล้ำสัญญาณคิวพีเอสเคนี้ช่วยเพิ่มความจุในการส่งสัญญาณเป็น 2 เท่าจากบีพีเอสเค โดยการสร้างสัญญาณเป็น 2 แกนที่ตั้งฉากกันคือ 1) อินเฟส (In-phase, I) และ 2) ควอดราเจอร์เฟส (Quadrature-phase, Q) สามารถสร้างสัญญาณเป็น 4 เฟส และมีอัตราสัญลักษณ์ (Symbol Rate) เท่ากับ 2 bits/symbol ทำให้อัตราบิตที่ใช้ส่งมีค่าเป็น 2 เท่าเมื่อเทียบกับบีพีเอสเค อีกทั้งยังทนต่อผลกระทบของโครมาติกดิสเพอร์ชัน (Chromatic Dispersion, CD) และโพลาไรเซชันโหมดดิสเพอร์ชัน (Polarization-Mode Dispersion, PMD) ได้

ดีกว่าโอไอเค [4] รายละเอียดการกล้าสัญญาณแบบควิพีเอสเคจะอธิบายในหัวข้อที่ 2.1.2.2 อย่างไรก็ตามภาครับสัญญาณควิพีเอสเคต้องใช้ในการตรวจจับสัญญาณแบบโคฮีเรนต์ (Coherent Detection) ซึ่งต้องใช้โลคอล-ออสซิลเลเตอร์ (Local Oscillator) ในทางปฏิบัติการปรับตั้งค่าโลคอล-ออสซิลเลเตอร์ให้มีเฟสตรงกันกับเฟสสัญญาณที่ต้องการตรวจจับจะทำให้ค่อนข้างยาก รายละเอียดการตรวจจับสัญญาณแบบโคฮีเรนต์ได้อธิบายในหัวข้อที่ 2.2.2.1 ดังนั้นเพื่อให้ภาครับตรวจจับสัญญาณได้ง่ายขึ้นจึงนำสัญญาณข้อมูลไฟฟ้ามาเข้ารหัสดิฟเฟอเรนเชียล (Differential Coding) ก่อนจะทำการกล้าสัญญาณรวมกับคลื่นพาห้

การเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียลของสัญญาณควิพีเอสเคทำให้กลายเป็นสัญญาณแบบ ดีควิพีเอสเค (Differential Quadrature Phase Shift Keying, DQPSK) เป็นที่นิยมใช้งานมากที่สุดสำหรับการกล้าสัญญาณเฟสแสง [3] เนื่องจากภาครับไม่จำเป็นต้องใช้ในการตรวจจับแบบโคฮีเรนต์ แต่ใช้หลักการแยกสัญญาณแบบหน่วงเวลา (Delay Demodulation) ซึ่งในทางปฏิบัติทำได้ง่ายกว่าการตรวจจับแบบโคฮีเรนต์ อีกทั้งอุปกรณ์ที่ใช้มีความซับซ้อนน้อยกว่า แต่ยังคงมีสมรรถนะในการส่งสัญญาณเหมือนกันกับควิพีเอสเค ดังแสดงในรูปที่ 1.1 (ค) กล่าวคือสามารถส่งสัญญาณ 2 bits/symbol โดยใช้ 4 เฟสสัญญาณ ทำให้ความจุในการส่งข้อมูลยังคงเป็นสองเท่าเมื่อเทียบกับโอไอเคและบีพีเอสเค [5] ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเลือกวิธีการส่งสัญญาณแสงที่กล้าสัญญาณแบบ ดีควิพีเอสเคมาทำการวิจัย โดยรายละเอียดการเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียลและการกล้าสัญญาณแบบดีควิพีเอสเค จะอธิบายในหัวข้อที่ 2.1.2.3 และ 2.1.2.4 ตามลำดับ

อย่างไรก็ตามเมื่ออัตราบิตในการส่งสัญญาณเพิ่มสูงขึ้น ตัวอย่างเช่นจาก 10 Gb/s ไปเป็น 40 Gb/s ผลกระทบจากโครมาติกดิสเพอร์ชันและโพลาไรซ์เซชันโหมดดิสเพอร์ชันเมื่อส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน (Standard Single Mode Fiber, SSMF) จะทำให้คุณภาพของสัญญาณที่ภาครับลดลง อัตราบิตผิดพลาดสูง ในกรณีนี้ที่กล้าสัญญาณแบบดีควิพีเอสเค เมื่อสังเกตการเปลี่ยนแปลงแผนภาพกลุ่มจะมีลักษณะฟุ้งกระจายออกจากจุดอ้างอิง [6] ทำให้ค่าขนาดเวกเตอร์ผิดพลาด (Error Vector Magnitude, EVM) เพิ่มสูงขึ้น รายละเอียดเรื่องขนาดเวกเตอร์ผิดพลาดอธิบายไว้ในหัวข้อที่ 2.4.3 ดังนั้นระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงที่ต้องการส่งสัญญาณระยะทางไกลด้วยอัตราบิตสูง จำเป็นต้องลดผลกระทบของโครมาติกดิสเพอร์ชันและโพลาไรซ์เซชันโหมดดิสเพอร์ชันด้วยวิธีต่างๆ ซึ่งวิธีการที่นิยมใช้คือติดตั้งเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชัน (Dispersion Compensating Fiber, DCF) ร่วมกับเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน รายละเอียดจะอธิบายในหัวข้อที่ 2.3.3

ข้อดีของการใช้งานเส้นใยนำแสงแบบชดเชยดิสเพอร์ชันคือสามารถใช้งานร่วมกับเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานด้วยความยาวเหมาะสม บริษัทที่ทำการติดตั้งใช้เงินลงทุนหลักของ

องค์กร (Capital Expenditure, CPEX) ในการลงทุนติดตั้งเพียงครั้งแรกเท่านั้น เนื่องจากเป็นอุปกรณ์พาสซีฟ (Passive Device) ทำให้ประหยัดค่าใช้จ่ายประจำขององค์กร (Operational Expenditure, OPEX) เมื่อเปรียบเทียบกับการใช้งานการจัดการดิสเพอร์ชันด้วยชิพกระบวนการสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing Chips, DSP-Chips) ที่เป็นอุปกรณ์แอ็กทีฟ (Active Device) ซึ่งต้องใช้ไฟฟ้าทำให้เพิ่มค่าใช้จ่ายประจำขององค์กร

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอการทดลองหาสมรรถนะของตัวรับส่งสัญญาณแสงแบบโอโอเค และดีควีพีเอสเค รูปแบบเอ็นอาร์แซท (Non-Return to Zero, NRZ) ที่อัตราบอด 10 Gbaud ความยาวคลื่น 1550 nm โดยเน้นการศึกษาผลกระทบของโครมาติกดิสเพอร์ชัน เนื่องจากการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานที่ระยะทางต่างๆ และแก้ปัญหาด้วยการใช้เส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชัน ทำการวิเคราะห์คุณภาพของสัญญาณด้วยการวิเคราะห์แผนภาพรูปตา (Eye Diagram) สำหรับระบบรับส่งสัญญาณแสงแบบโอโอเค จากนั้นวิเคราะห์แผนภาพกลุ่มและขนาดเวกเตอร์ผิดพลาดสำหรับระบบรับส่งสัญญาณแสงแบบดีควีพีเอสเค รวมไปถึงการวิเคราะห์สเปกตรัมแสงและวัดค่าอัตราบิดผิดพลาด

1.2 วัตถุประสงค์

1. เปรียบเทียบสมรรถนะของตัวรับส่งสัญญาณแสงที่กล้าสัญญาณแบบโอโอเคและดีควีพีเอสเค ที่อัตราบอด 10 Gbaud
2. ศึกษาผลกระทบของโครมาติกดิสเพอร์ชันที่มีต่อสัญญาณแสงแบบโอโอเคและดีควีพีเอสเค เมื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน ที่ระยะทางต่างๆ
3. ลดผลกระทบของโครมาติกดิสเพอร์ชันด้วยเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชัน

1.3 เป้าหมายและขอบเขตงานวิจัย

1. ทดสอบสมรรถนะของตัวรับส่งสัญญาณแสงแบบโอโอเคและดีควีพีเอสเคที่ความยาวคลื่น 1550 nm และอัตราบอด 10 Gbaud ที่ระยะทาง 50 km
2. วัดและวิเคราะห์ผลกระทบของโครมาติกดิสเพอร์ชัน เมื่อส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานที่ระยะทางต่างๆ โดยใช้การวิเคราะห์ห้วงเวลาขาขึ้น (Rise-time Budget Analysis) สำหรับตัวส่งสัญญาณแสงแบบโอโอเค และวิเคราะห์ขนาดเวกเตอร์ผิดพลาด (Error Vector Magnitude Analysis) สำหรับตัวส่งสัญญาณแสงแบบดีควีพีเอสเค
3. จัดการโครมาติกดิสเพอร์ชัน โดยใช้เส้นใยนำแสงแบบชดเชยดิสเพอร์ชันด้วยความยาวที่สอดคล้องกับความยาวของเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานในกรณีระยะทางต่างๆ

4. วัดและวิเคราะห์สเปกตรัมแสงที่มีสัญญาณรบกวนเอเอสอี (Amplifier Spontaneous Emission-Noise, ASE-Noise) เมื่อแทรกตัวขยายอีดีเอฟเอ (Erbium Doped Fiber Amplifier, EDFA) และหลังจากการลดทอนสัญญาณรบกวนเอเอสอีด้วยตัวกรองสัญญาณเฉพาะย่านความถี่แสงแบบปรับค่าได้ (Tunable Optical Band Pass Filter, TOBPF)
5. วัดค่าอัตราบิตผิดพลาด (Bit Error Rate, BER) และวิเคราะห์ค่า Power Penalty ที่อัตราบิตผิดพลาด 10^{-9}

1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน

1. ศึกษาทฤษฎีและบทความวรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
2. อบรมการใช้งานเครื่องมือวัดของบริษัท Agilent Technologies จาก Solution Manager ของบริษัท iRC Technologies Company
3. เรียนรู้การใช้เครื่องมือวัด รวมถึงอุปกรณ์ต่างๆในห้องปฏิบัติการวิจัยคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electro Magnetic Research Laboratory, EMRL) ที่ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและห้องปฏิบัติการระบบเครือข่ายโฟโตนิกส์ (Photonic Network System Laboratory) ที่ National Institute of Information and Communications Technology (NICT) ศูนย์เอเชีย
4. ติดตั้งตัวรับส่งสัญญาณแสงทั้งแบบโอไอเคและดีควิพีเอสเค และทดลองส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานที่ระยะทางต่างๆ และวิเคราะห์ผลกระทบจากโครมาติกดิสเพอร์ชัน
5. แทรกตัวขยายอีดีเอฟเอเพื่อเพิ่มบกำลัง และระยะทางในการรับส่งสัญญาณ
6. วัดและวิเคราะห์สเปกตรัมโดยใช้เครื่องมือวัดค่าสเปกตรัมแสง (Optical Spectrum Analyzer, OSA) เพื่อดูผลกระทบของสัญญาณรบกวนเอเอสอีเมื่อแทรกตัวขยายอีดีเอฟเอ
7. วัดค่าอัตราบิตผิดพลาดเมื่อส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงที่ระยะทางต่างๆ และวิเคราะห์ค่า Power Penalty ที่อัตราบิตผิดพลาด 10^{-9}
8. วิเคราะห์ผลการทดสอบสมรรถนะของตัวรับส่งสัญญาณแสงทั้ง 2 แบบ และสรุปผลการทดลอง
9. เขียนวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ได้รับความรู้ความเข้าใจทักษะในการใช้งานเครื่องมือวัด และอุปกรณ์ต่างๆในห้องปฏิบัติการวิจัยคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าและห้องปฏิบัติการระบบเครือข่ายโฟโตนิกส์
2. สามารถติดตั้งทดลองระบบส่งสัญญาณแสงที่กล้าสัญญาณทั้งโอไอเคและดีควีพีเอสเคได้
3. สามารถเรียนรู้หลักการคิดวิเคราะห์ที่เชื่อมโยงระหว่างผลการทดลอง กับแนวโน้มที่เป็นไปตามทฤษฎีได้
4. สามารถนำทักษะการใช้อุปกรณ์และเครื่องมือวัดไปประยุกต์ใช้กับการทำงานจริง และเป็นผู้เชี่ยวชาญเฉพาะด้านระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงหลังสำเร็จการศึกษา

1.6 ประมวลวิทยานิพนธ์

บทที่ 1 บทนำ: เนื้อหาในบทนี้ได้กล่าวถึงที่มาและความสำคัญของหัวข้อการวิจัย วิวัฒนาการของระบบสื่อสารทางแสง รวมไปถึงวัตถุประสงค์ เป้าหมายขอบเขตงานวิจัย ขั้นตอนการดำเนินงาน และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

บทที่ 2 หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง: เนื้อหาในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของภาคส่งและภาครับสัญญาณแสง รูปแบบการกล้าสัญญาณแบบต่างๆ ผลกระทบเมื่อส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน และเกณฑ์กำหนดสมรรถนะของระบบ

บทที่ 3 อุปกรณ์สำคัญที่ใช้ในโครงข่าย: เนื้อหาในบทนี้ได้กล่าวถึงอุปกรณ์สำคัญของระบบรับส่งสัญญาณแสงทั้งโอไอเคและดีควีพีเอสเค โดยอธิบายถึงชนิดของแต่ละอุปกรณ์หลักการทำงาน รวมไปถึงโครงสร้างภายใน และตัวแปรต่างๆที่นำไปใช้ในการคำนวณสมการตามทฤษฎี

บทที่ 4 การทดลองสมรรถนะตัวรับส่งสัญญาณแสงแบบโอไอเค: เนื้อหาในบทนี้ได้กล่าวถึงการติดตั้งใช้งานภาคส่งและภาครับสัญญาณแสงแบบโอไอเค การวิเคราะห์เกณฑ์กำหนดสมรรถนะ และผลการทดลองส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน วิเคราะห์แผนภาพรูปตา สเปกตรัมแสง และอัตราบิดผิดพลาด

บทที่ 5 การทดลองสมรรถนะตัวรับส่งสัญญาณแสงแบบดีควีพีเอสเค: เนื้อหาในบทนี้ได้กล่าวถึงการติดตั้งใช้งานภาคส่งและภาครับสัญญาณแสงแบบดีควีพีเอสเค การวิเคราะห์เกณฑ์กำหนดสมรรถนะ และผลการทดลองส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน วิเคราะห์แผนภาพกลุ่มสเปกตรัมแสง และอัตราบิดผิดพลาด

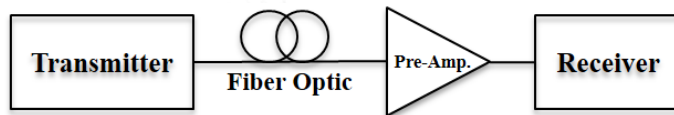
บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ: เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงบทสรุปของวิทยานิพนธ์ และ
ข้อเสนอแนะต่างๆ เพื่อนำไปพัฒนาต่อยอดงานวิจัยต่อไปในอนาคต



บทที่ 2

หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้องทั้งหมดของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งได้อธิบายถึงหลักการและทฤษฎีขององค์ประกอบระบบสื่อสารทางแสงดังรูปที่ 2.1 ประกอบด้วยหัวข้อที่ 2.1 ทฤษฎีของภาคส่งส่งสัญญาณ หัวข้อที่ 2.2 หลักการและทฤษฎีของภาครับสัญญาณ หัวข้อที่ 2.3 ผลกระทบเมื่อส่งสัญญาณผ่านสื่อกลางด้วยเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน หัวข้อที่ 2.4 เกณฑ์กำหนดสมรรถนะ และ หัวข้อที่ 2.5 อธิบายถึงหลักการและทฤษฎีของตัวขยายก่อนภาครับ



รูปที่ 2.1 แผนภาพบล็อกระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงเบื้องต้น

2.1 ภาคส่งสัญญาณแสง (Optical Transmitter)

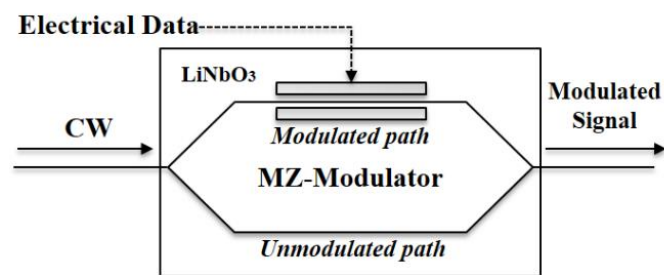
ภาคส่งสัญญาณแสงมีหลักการทำงานเบื้องต้นคือ ทำหน้าที่กล้ำสัญญาณไฟฟ้ารวมกับคลื่นแสงจากแหล่งกำเนิด เพื่อส่งสัญญาณไปในเส้นใยนำแสงซึ่งมีองค์ประกอบหลัก คือ 1) แหล่งกำเนิดแสง (Light Source) และ 2) ตัวกล้ำสัญญาณ (Modulator) แหล่งกำเนิดแสงจะอธิบายหลักการการทำงานและรายละเอียดไว้ในหัวข้อที่ 3.1.1 ส่วนในหัวข้อนี้จะเน้นในเรื่องการอธิบายหลักการและทฤษฎีการกล้ำสัญญาณรูปแบบต่างๆ ซึ่งแบ่งออกเป็น 2 รูปแบบคือ 1) การกล้ำสัญญาณทางความเข้ม และ 2) การกล้ำสัญญาณเฟส รายละเอียดดังหัวข้อ 2.1.1 และ 2.1.2 ตามลำดับ

2.1.1 การกล้ำสัญญาณทางความเข้ม (Intensity Modulation)

การกล้ำสัญญาณทางความเข้มเป็นที่นิยมใช้ในระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงสามารถทำได้ 3 วิธีคือ 1) การกล้ำสัญญาณทางตรง (Direct Modulation) 2) การกล้ำสัญญาณแบบดูดกลืนคลื่นไฟฟ้า (Electro-Absorption Modulation) และ 3) การกล้ำสัญญาณภายนอก (External Modulation) ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้ตัวกล้ำสัญญาณมัมค-เซนเดอร์ (MZM Modulator) ในการทดลอง ดังนั้นในหัวข้อนี้จะอธิบายเฉพาะการกล้ำสัญญาณภายนอกโดยใช้ตัวกล้ำสัญญาณมัมค-เซนเดอร์

ตัวกล้ำสัญญาณมัมค-เซนเดอร์ ใช้สำหรับกล้ำสัญญาณทางความเข้มแสงที่มีอัตราบิตสูงตั้งแต่ 10 Gb/s ขึ้นไป ซึ่งตัวกล้ำสัญญาณมัมค-เซนเดอร์ผลิตจากลิเทียมไนโอเบต (Lithium Niobate,

LiNbO₃) โครงสร้างภายในแสดงดังรูปที่ 2.2 [1] มีลักษณะเป็นท่อนำคลื่นแสง (Optical Waveguide) 2 เส้นทาง มีหลักการทำงานคือเมื่อคลื่นแสงต่อเนื่อง (Continuous-light Wave, CW) จากแหล่งกำเนิดเข้ามาแสงจะถูกแยกออกเป็น 2 เส้นทาง เส้นทางแรกเรียกว่า เส้นทางกล้ำสัญญาณ (Modulated Path) เป็นเส้นทางที่ขนาบด้วยขั้วไฟฟ้าที่จ่ายแรงดันเพื่อให้เกิดปรากฏการณ์อิเล็กโตร-ออปติก (Electro-Optic) ดัชนีหักเหจะเปลี่ยนอย่างรวดเร็วตามแรงดันตกคร่อมและกล้ำรวมกับสัญญาณข้อมูลไฟฟ้า (Electrical Data) เส้นทางที่สองคือเส้นทางไม่กล้ำสัญญาณ (Unmodulated Path) แสงจะวิ่งผ่านและไปแทรกสอดกับเส้นทางแรกรวมเป็นสัญญาณที่ถูกกล้ำทางความเข้ม



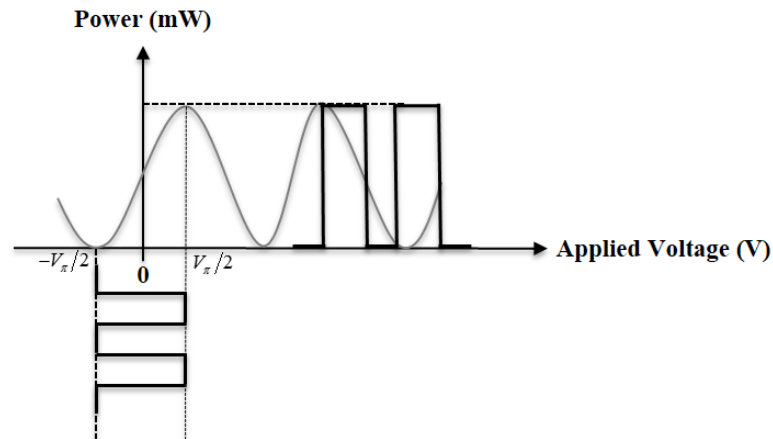
รูปที่ 2.2 โครงสร้างภายในของตัวกล้ำสัญญาณมัท-เซนเดอร์ [1]

หลักการกล้ำสัญญาณของมัท-เซนเดอร์คือ ทำหน้าที่เป็นตัวเลื่อนเฟส (Phase Shifter) เป็นไปตามสมการที่ (2.1) [1] กล่าวคือตัวกล้ำสัญญาณมัท-เซนเดอร์ทำหน้าที่สร้างผลต่างเฟส $\Delta\phi$ ระหว่าง 2 เส้นทาง ซึ่งผลต่างเฟสจะแปรผันตรงตามค่าดัชนีหักเห Δn ที่เปลี่ยนแปลงตามแรงดันตกคร่อม V เมื่อ λ คือความยาวคลื่นแสง L คือความยาวของท่อนำคลื่นแสง และ V_π คือแรงดันตกคร่อมที่สร้างผลต่างเฟสเท่ากับ π เรเดียน

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} (\Delta n)L = \pi \frac{V}{V_\pi} \quad (2.1)$$

ระดับกำลังแสงขาออกของตัวกล้ำสัญญาณมัท-เซนเดอร์ P_{out} สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.2) [1] โดย P_{in} คือกำลังแสงขาเข้าและ $L_{insertion}$ คือกำลังสูญเสียแทรกของตัวมัท-เซนเดอร์ มีคุณลักษณะการกล้ำสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 2.3 กล่าวคือระดับกำลังแสงขาออกจากตัวกล้ำสัญญาณมัท-เซนเดอร์จะแปรผันตามค่าแรงดันตกคร่อมเป็นรูปคลื่นไซน์อยู่ในช่วง $-V_\pi/2$ ถึง $V_\pi/2$ และในการกล้ำสัญญาณข้อมูลดิจิทัลต้องเลือกช่วงแรงดันที่เหมาะสม โดยทั่วไปแรงดันไบแอสเท่ากับ 0 V ในการส่งบิต 0 แรงดัน V ต้องเท่ากับ $-V_\pi/2$ และการส่งบิต 1 แรงดัน V ต้องเท่ากับ $V_\pi/2$ เพื่อให้ได้อัตราส่วนเอ็กซ์ทิงกชันสูงสุด (Extinction Ratio)

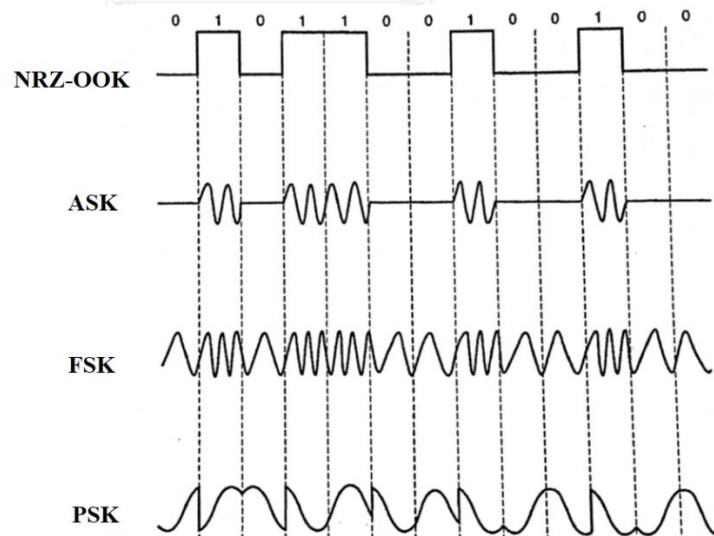
$$P_{out} = \frac{P_{in} \cdot L_{insertion}}{2} \left[1 + \sin\left(\pi \frac{V}{V_\pi}\right) \right] \quad (2.2)$$



รูปที่ 2.3 คุณสมบัติเฉพาะการกล้ำสัญญาณของตัวกล้ำสัญญาณมัลติ-เซนเดอร์

2.1.1.1 การกล้ำสัญญาณแบบโอโอเค (On-Off Keying, OOK)

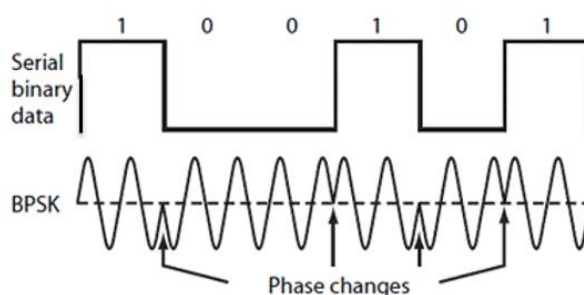
ในการกล้ำสัญญาณทางความเข้ม รูปแบบสัญญาณที่สร้างง่ายที่สุดคือโอโอเคโดยใช้ตัวกล้ำสัญญาณมัลติ-เซนเดอร์ดังที่กล่าวมาในหัวข้อก่อนหน้านี้ กระบวนการสร้างสัญญาณแบบโอโอเคมีหลักการเช่นเดียวกับกับแบบเอเอสเค (Amplitude Shift Keying, ASK) กล่าวคืออาศัยการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของคลื่นพาห้ (Carrier Wave) ไปตามข้อมูลดิจิทัล 0 หรือ 1 ที่ป้อนเข้ามามีแสดงในรูปที่ 2.4 [2] จะเห็นได้ว่าเมื่อสัญญาณข้อมูลเป็นบิต 0 แอมพลิจูดเท่ากับ 0 แต่ถ้าสัญญาณข้อมูลเป็นบิต 1 เท่ากับแอมพลิจูดสูงสุดของคลื่นพาห้



รูปที่ 2.4 รูปคลื่นการกล้ำสัญญาณรูปแบบต่างๆ [2]

2.1.2 การกล้ำสัญญาณเฟส (Phase Modulation)

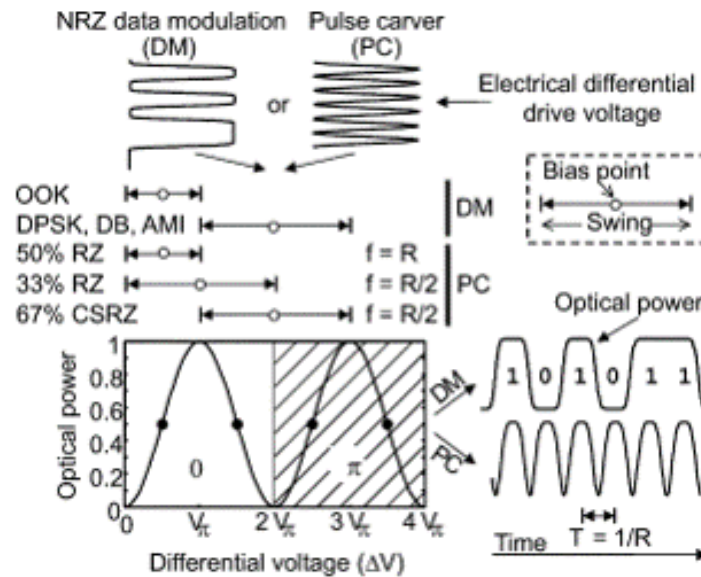
การกล้ำสัญญาณเฟสหรือเรียกว่า พีเอสเค (Phase Shift Keying, PSK) มีหลักการเบื้องต้นคือ แอมพลิจูดและคลื่นพาห์จะถูกกำหนดให้เป็นค่าคงที่ค่าหนึ่งโดยไม่มีการเปลี่ยนแปลงใดๆ ส่วนที่เปลี่ยนไปตามข้อมูล 0 หรือ 1 คือเฟส ดังแสดงในรูปที่ 2.5 [7] โดยทั่วไปถ้าต้องการให้ระบบที่มีสมรรถนะดี มักจะเลือกให้เฟสทั้งสองมีค่าต่างกัน 180 องศา วิธีการกล้ำสัญญาณเฟสที่กล่าวมานี้เป็นเพียงหลักการพื้นฐานเบื้องต้นเท่านั้น แต่ในการใช้งานจริงรูปแบบการกล้ำสัญญาณเฟสจะมีความแตกต่างกันขึ้นอยู่กับความต้องการความจุในการส่งสัญญาณ ซึ่งรายละเอียดได้อธิบายไว้ในหัวข้อถัดไป



รูปที่ 2.5 รูปคลื่นการกล้ำสัญญาณดิจิทัลไบนารีแบบพีเอสเค [7]

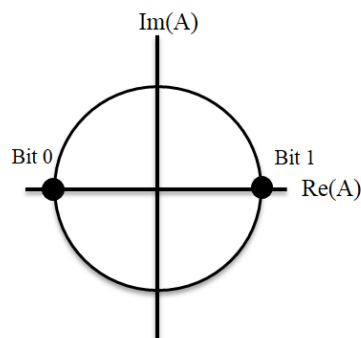
2.1.2.1 การกล้ำสัญญาณแบบบีพีเอสเค (Binary Phase Shift Keying, BPSK)

การกล้ำสัญญาณเฟสรูปแบบแรกคือ บีพีเอสเค หลักการสร้างสัญญาณแสงแบบบีพีเอสเคทำได้โดยใช้ตัวกล้ำสัญญาณแบบมอดูเลเตอร์เช่นเดียวกับโอไอเค แต่แตกต่างกันที่การตั้งค่าพารามิเตอร์ V_{π} ของสมการที่ (2.1) ต้องมีค่าเป็น $2V_{\pi}$ เพื่อให้ได้สัญญาณไบนารี 0 และ 1 ที่มีเฟสต่างกัน π เรเดียนหรือ 180 องศา ซึ่งการปรับตั้งค่าพารามิเตอร์ V_{π} ของรูปแบบการกล้ำสัญญาณต่างๆแสดงดังรูปที่ 2.6 [3]



รูปที่ 2.6 การปรับตั้งค่าแรงดันของการกล้ำสัญญาณรูปแบบต่างๆ [3]

บีพีเอสเคส่งสัญญาณเป็น 1 bit/symbol ใน 2 เฟสที่มีความต่างเฟส 180 องศา เป็นไปตามแผนภาพกลุ่ม (Constellation Diagram) ดังแสดงในรูปที่ 2.7 [2] จะเห็นได้ว่าขนาดของสัญญาณบีพีเอสเคมีขนาดเป็น 2 เท่าเมื่อเทียบกับโอไอเค สามารถปรับปรุงค่าความไวภาครับ (Receiver Sensitivity) ได้มากกว่าระบบที่กล้ำสัญญาณแบบโอไอเคเท่ากับ 3 dB [3] ที่อัตราบิตเท่ากัน กล่าวคือระบบที่กล้ำสัญญาณแบบโอไอเคจะต้องใช้กำลังส่งมากกว่าระบบที่กล้ำสัญญาณแบบบีพีเอสเคเป็น 2 เท่า เพื่อให้ได้อัตราบิตผิดพลาดเท่ากัน



รูปที่ 2.7 แผนภาพกลุ่มของสัญญาณบีพีเอสเค

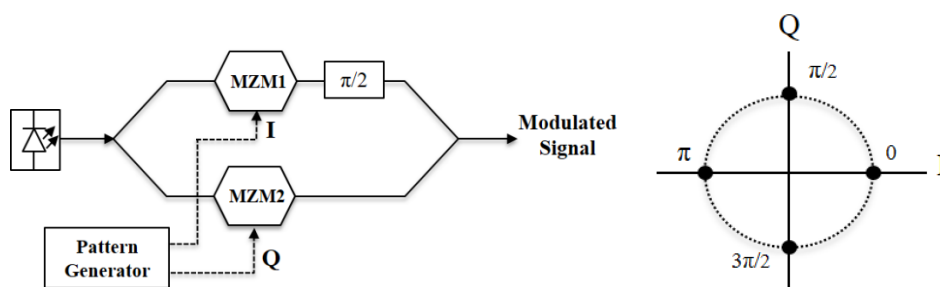
อย่างไรก็ตามการส่งสัญญาณแบบบีพีเอสเค ที่ภาครับต้องใช้ในการตรวจจับแบบโคฮีเรนท (Coherent Detection) เนื่องจากเฟสของคลื่นพาห้แสงเปลี่ยนแปลงไปตามข้อมูล จึงไม่สามารถรับสัญญาณโดยตรงได้ จำเป็นต้องใช้โลคอล-ออสซิลเลเตอร์ (Local Oscillator) มาใช้สร้างแกนอ้างอิงซึ่งรายละเอียดกล่าวไว้ในหัวข้อที่ 2.2.2.1 ดังนั้นการส่งสัญญาณเฟสรูปแบบที่นิยมใช้กันคือ ดีพีเอสเค (Differential Phase Shift Keying, DPSK) โดยนำสัญญาณข้อมูลไฟฟ้ามาทำการเข้ารหัสแบบดิฟ

เฟอเรนเชียล (Differential Coding) ก่อนกล้ำสัญญาณ รายละเอียดการเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียล อธิบายไว้ในหัวข้อ 2.1.2.3 อีกทั้งการกล้ำสัญญาณแบบดิฟเฟอเรนเชียล ไม่จำเป็นต้องใช้การตรวจจับแบบ โคฮีเรนซ์ แต่ใช้หลักการแยกสัญญาณแบบหน่วงเวลา (Delay Demodulation) รายละเอียดอธิบาย ไว้ในหัวข้อ 2.2.2.2 ซึ่งในทางปฏิบัติสามารถทำได้ง่ายกว่าการตรวจจับสัญญาณแบบโคฮีเรนซ์

2.1.2.2 การกล้ำสัญญาณแบบควิฟเฟอเรนเชียล (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK)

การกล้ำสัญญาณแบบควิฟเฟอเรนเชียลนั้น สามารถเพิ่มระดับบิตข้อมูลในการส่งสัญญาณจาก 1 bit/symbol ไปเป็น 2 bits/symbol หลักการสร้างสัญญาณแสงแบบควิฟเฟอเรนเชียล ทำได้โดยใช้ตัวกล้ำสัญญาณแบบมอดูเลเตอร์ที่มีคุณลักษณะเหมือนกัน 2 ตัว ต่อขนานกันดังแสดงในรูปที่ 2.8 (ก) และจ่ายแรงดันให้ตัวกล้ำสัญญาณมอดูเลเตอร์แต่ละตัวเท่ากับ $2V_{\pi}$ เพื่อให้สัญญาณแต่ละแกนมีเฟสต่างกัน 180 องศาเช่นเดียวกับ บีฟเฟอเรนเชียล โดยเมื่อแสงจากแหล่งกำเนิดคลื่นแสงต่อเนื่องเข้ามายังตัวกล้ำสัญญาณ แสงจะถูกแยกเป็น 2 เส้นทางให้กับตัวกล้ำสัญญาณมอดูเลเตอร์แต่ละตัว มอดูเลเตอร์ตัวที่ 1 (MZM1) ทำหน้าที่กล้ำสัญญาณไฟฟารวมกับแสงเพื่อสร้างสัญญาณ I (In Phase) และตัวกล้ำสัญญาณมอดูเลเตอร์ตัวที่ 2 (MZM2) ทำหน้าที่กล้ำสัญญาณไฟฟ้าจากอีกแหล่งกำเนิดหนึ่งรวมกับแสงเพื่อสร้างสัญญาณ Q (Quadrature Phase) และเพิ่มตัวเลื่อนเฟส 90 องศาไว้ที่ขาข้างหนึ่งของตัวกล้ำสัญญาณนี้เพื่อให้สัญญาณ I และ Q ตั้งฉากกันดังแสดงในรูปที่ 2.8 (ข) รวมกันเป็นสัญญาณแสงที่กล้ำสัญญาณแบบควิฟเฟอเรนเชียล องค์ประกอบทั้งหมดที่กล่าวมานั้นทำให้ตัวกล้ำสัญญาณรูปนี้มักจะเรียกอีกชื่อหนึ่งว่าตัวกล้ำสัญญาณไอควิ (IQ-Modulator)

จากที่กล่าวมาข้างต้นทำให้ได้สัญญาณที่ได้มีสถานะข้อมูล (Data State) ที่ต่างกันถึง 4 รูปแบบคือ 00 01 10 11 มีเฟสต่างกัน 90 องศาแสดงในรูปที่ 2.8 (ข)



(ก)

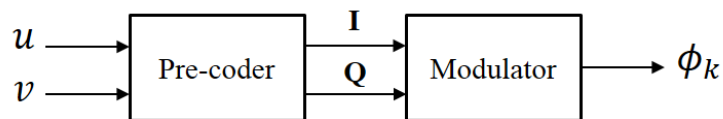
(ข)

รูปที่ 2.8 (ก) แผนภาพบล็อกตัวส่งสัญญาณควิฟเฟอเรนเชียล และ (ข) แผนภาพกลุ่มควิฟเฟอเรนเชียล

2.1.2.3 การเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียล (Differential Coding)

ในการส่งสัญญาณแบบดิฟเฟอเรนเชียล หรือ ดิควิฟเฟอเรนเชียล ต้องเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลไฟฟ้าก่อนที่จะนำไปกล้ำสัญญาณรวมกับคลื่นพาห์ เนื่องจากภาครับของสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลใช้หลักการแยกสัญญาณแบบหน่วงเวลา (Delay Demodulation) โดยใช้อุปกรณ์ดีเลย์ อินเตอร์เฟอโรมิเตอร์ (Delay Interferometer, DI) ซึ่งอธิบายรายละเอียดไว้ในหัวข้อที่ 2.2.2.2 สัญญาณที่ถูกแยกมาจากอุปกรณ์นี้ จะมีพลตเทินไม่ตรงกันกับสัญญาณต้นทางจากแหล่งกำเนิดสัญญาณพลตเทิน จึงจำเป็นต้องมีการเข้ารหัสดิฟเฟอเรนเชียลก่อนกล้ำสัญญาณ เพื่อให้สัญญาณขาออกของภาครับถูกถอดรหัสแล้วตรงกันกับสัญญาณต้นทาง

หลักการเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียลนั้น ทำได้โดยส่งสัญญาณบิตข้อมูลผ่านอุปกรณ์ที่เรียกว่าวงจร Pre-Coder ซึ่งโครงสร้างภายในเป็นวงจรตรรกะ (Logic Circuit) แบบ Exclusive Or (XOR) ดังแสดงรูปที่ 2.9 [8] ทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณบิตข้อมูล u, v กับสัญญาณข้อมูลบิตขาออกก่อนหน้า (Previous Bit Output) ก่อนส่งไปยังตัวกล้ำสัญญาณผลลัพธ์ของวงจร Pre-Coder แสดงดังตารางที่ 2.1



รูปที่ 2.9 แผนภาพบล็อก Pre-Coder

ตารางที่ 2.1 ผลลัพธ์การเข้ารหัสดิฟเฟอเรนเชียลด้วย Pre-Coder

u, v	สัญญาณขาออกของวงจร Pre-Coder ก่อนหน้า	I,Q
00	00	00
00	01	01
00	10	10
00	11	11
01	00	01
01	01	00

u, v	สัญญาณขาออกของวงจร Pre-Coder ก่อนหน้า	I,Q
01	10	11
01	11	10
10	00	10
10	01	11
10	10	00
10	11	01
11	00	11
11	01	10
11	10	01
11	11	00

ดังนั้นแล้วการเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียลเพื่อให้ได้สัญญาณบิตข้อมูลใหม่ ก่อนที่จะนำไป
กล้ำสัญญาณรวมกับคลื่นพาห้สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.3) และ (2.4) [9] ตามลำดับ

$$I_k = \overline{(u_k \oplus v_k)} \cdot (u_k \oplus I_{k-1}) + (u_k \oplus v_k) \cdot (v_k \oplus Q_{k-1}) \quad (2.3)$$

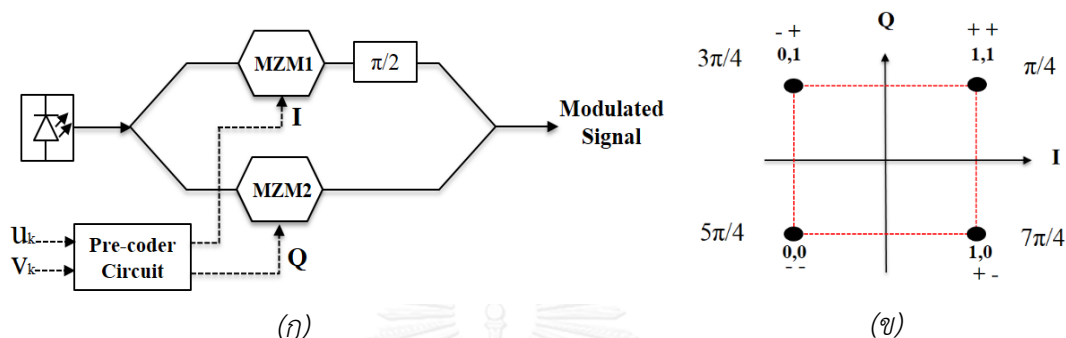
$$Q_k = \overline{(u_k \oplus v_k)} \cdot (u_k \oplus Q_{k-1}) + (u_k \oplus v_k) \cdot (v_k \oplus I_{k-1}) \quad (2.4)$$

โดยที่ u_k และ v_k คือบิตข้อมูลเดิมจากแหล่งกำเนิดสัญญาณแพลตฟอร์ม I_k และ Q_k คือ
สัญญาณเอาท์พุทจากวงจร Pre-coder ที่จะนำไปใช้ในการกล้ำสัญญาณกับคลื่นพาห้ I_{k-1} และ Q_{k-1}
คือบิตอ้างอิงของวงจร Pre-coder

2.1.2.4 การกล้ำสัญญาณแบบดิควีพีเอสเค (Differential Quadrature Phase Shift Keying, DQPSK)

การกล้ำสัญญาณแบบดิควีพีเอสเคเป็นการกล้ำสัญญาณเฟสที่นิยมใช้ในการส่งสัญญาณมาก
ที่สุด [3] โดยแผนภาพบล็อกของตัวส่งสัญญาณแอสแกลงแบบดิควีพีเอสเค แสดงดังรูปที่ 2.10 (ก) มี

หลักการสร้างสัญญาณเหมือนกับควิพีเอสเค แต่แตกต่างกันที่ควิพีเอสเคมีการเข้ารหัสสัญญาณบิต ข้อมูลแบบดิฟเฟอเรนเชียลด้วยวงจร Pre-coder ก่อนที่จะกล้ำสัญญาณรวมกับคลื่นพาห์แสง และยังมีประสิทธิภาพในการส่งสัญญาณเหมือนกันกับควิพีเอส กล่าวคือมีความจุของสัญญาณในการส่ง 2 bits/symbol ซึ่งแบ่งสัญญาณเป็น 2 แขน ทั้ง I และ Q และมี 4 เฟส โดยทั่วไปเฟสของสัญญาณแบบ ดิควิพีเอสเคมีค่าเป็น $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$ และ $7\pi/4$ แสดงดังรูปที่ 2.10 (ข)



รูปที่ 2.10 (ก).แผนภาพบล็อกตัวส่งสัญญาณแสงดิควิพีเอสเค และ (ข).แผนภาพกลุ่มดิควิพีเอสเค

ข้อดีของสัญญาณที่ถูกกล้ำแบบดิควิพีเอสเค คือที่ภาครับไม่จำเป็นต้องใช้การตรวจจับสัญญาณแบบโคฮีเรนซ์ แต่ใช้หลักการแยกสัญญาณแบบหน่วงเวลาแทน ซึ่งในทางปฏิบัติมีกระบวนการแยกสัญญาณที่ไม่ซับซ้อนจึงทำให้ดิควิพีเอสเป็นที่นิยมนำมาใช้ในการส่งสัญญาณ

ภาครับสัญญาณ (Receiver)

ในหัวข้อนี้อธิบายถึงหลักการและทฤษฎีต่างๆ ในการแยกสัญญาณ (Demodulation) ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้การแยกสัญญาณ 2 รูปแบบหลักคือ 1) การตรวจจับสัญญาณโดยตรง (Direct Detection) และ 2) รูปแบบการแยกสัญญาณเฟส (Phase Demodulation Schemes) ซึ่งอธิบายรายละเอียดไว้ในหัวข้อที่ 2.2.1 และ 2.2.2 ตามลำดับ

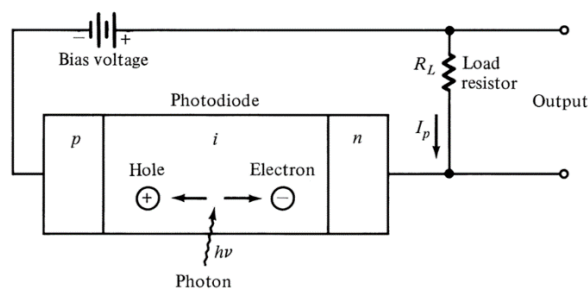
2.1.3 การตรวจจับสัญญาณโดยตรง (Direct Detection)

การตรวจจับสัญญาณโดยตรง คือการตรวจจับสัญญาณแสงที่ตกกระทบตัวตรวจจับแสง (Photo Detector, PD) ที่ภาครับโดยตรง นิยมใช้ในการรับสัญญาณแสงที่ผ่านการกล้ำสัญญาณทาง ความเข้มดังที่อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 2.1.1 จึงเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า การกล้ำสัญญาณทางความ เข้ม/การตรวจจับโดยตรง (Intensity-Modulation/Direct Detection (IM/DD)) โดยใช้อุปกรณ์ เพียงแค่ตัวเดียวในการแยกสัญญาณคือ ตัวตรวจจับแสงเป็นวิธีการแยกสัญญาณที่ง่ายที่สุด ตัว ตรวจจับแสงมีอยู่ 2 ชนิดหลักคือ 1) ตัวตรวจจับแสงชนิดพีไอเอ็น (Positive Intrinsic Negative Photo Detector, PIN PD) และ 2) ตัวตรวจจับแสงชนิดเอพีดี (Avalanche Photo Detector,

APD) วิทยานิพนธ์นี้ใช้ตัวตรวจจับแสงชนิดพีไอเอ็นมาใช้ในการทดลอง ดังนั้นจะอธิบายรายละเอียดเฉพาะตัวตรวจจับแสงชนิดพีไอเอ็นดังหัวข้อที่ 2.2.1.1 เท่านั้น

2.1.3.1 ตัวตรวจจับแสงชนิดพีไอเอ็น (Positive Intrinsic Negative, PIN)

ตัวตรวจจับแสงชนิดพีไอเอ็น เป็นตัวตรวจจับแสงที่มีความซับซ้อนน้อยที่สุด มีลักษณะโครงสร้างภายในแสดงดังรูปที่ 2.11 [1] โดยสร้างจากรอยต่อของสารกึ่งตัวนำที่มีการโด๊ปเป็นชนิดพี (P-type) และชนิดเอ็น (N-type) ที่รอยต่อจะถูกแทรกด้วยบริเวณอินทรินซิก (Intrinsic Region) ทำให้เกิดบริเวณปลอดพาหะ (Depletion Region) ซึ่งใช้เป็นบริเวณสำหรับรับสัญญาณแสง เมื่อมีโฟตอน (Photon) ที่มีพลังงานมากกว่าพลังงานแบนด์แก๊ป (Bandgap Energy) เข้ามาตกกระทบกับบริเวณดังกล่าวที่ป้อนแรงดันไฟฟ้าแบบกลับขั้ว (Reversed Bias) ไว้ เพื่อเพิ่มพื้นที่บริเวณอินทรินซิกให้มีขนาดกว้างขึ้น จะทำให้เกิดคู่อิเล็กตรอนและโฮล (Electron-Hole Pair) โดยอิเล็กตรอนจะถูกกระตุ้นจากชั้นวาเลนซ์ไปยังชั้นนำไฟฟ้า (Conduction Band) ซึ่งจะถูกนำไปตามสนามไฟฟ้าที่เกิดจากการกลับขั้วกลายเป็นกระแสแสง (Photo Current, I_p) ผ่านตัวต้านทานโหลด (Load Resistor, R_L) เกิดเป็นแรงดันไฟฟ้าขาออกซึ่งมีขนาดขึ้นอยู่กับปริมาณแสงหรือจำนวนโฟตอนที่เข้ามาตกกระทบ



รูปที่ 2.11 โครงสร้างของตัวตรวจจับแสงชนิดพีไอเอ็นและวงจรป้อนแรงดันไฟฟ้ากลับขั้ว [1]

อย่างไรก็ตามการนำตัวตรวจจับแสงชนิดพีไอเอ็นมาใช้เพื่อตรวจจับสัญญาณแสงนั้น จะทำให้เกิดสัญญาณรบกวน (Noise) ขึ้นจากวงจรอิเล็กทรอนิกส์ภายใน จึงจำเป็นต้องวิเคราะห์ผลของสัญญาณรบกวนนี้ ซึ่งจะกล่าวถึงสัญญาณรบกวนในรูปแบบต่างๆที่เกิดขึ้นในหัวข้อถัดไป

2.1.3.2 สัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับแสงพีไอเอ็น (PIN Photodetector Noise)

ดังที่กล่าวไว้ในหัวข้อก่อนหน้านี้การใช้ตัวตรวจจับสัญญาณแสงจะนำมาซึ่งสัญญาณรบกวนจากวงจรอิเล็กทรอนิกส์ภายใน ซึ่งสัญญาณรบกวนดังกล่าวประกอบด้วย 3 ชนิดคือ 1) สัญญาณรบกวนควอนตัม (Quantum Noise) 2) สัญญาณรบกวนกระแสมืด (Dark Current Noise) และ 3) สัญญาณรบกวนจากความร้อน (Thermal Noise) จากสัญญาณรบกวนทั้ง 3 ที่กล่าวมานั้นมีผลทำ

ให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-Noise Ratio, SNR) ลดลงมีผลให้อัตราบิตผิดพลาดเพิ่มสูงขึ้นอีกด้วยรายละเอียดของสัญญาณรบกวนทั้ง 3 ชนิดมีดังต่อไปนี้

1) สัญญาณรบกวนควอนตัม (Quantum Noise)

สัญญาณรบกวนควอนตัม หรือ สัญญาณรบกวนช็อต (Shot-Noise) เกิดจากโฟตอนมาตกกระทบตัวตรวจจับแสงไม่พร้อมกัน ซึ่งตัวตรวจจับแสงจะแปลงโฟตอนเป็นกระแสแสง (Photo Current) ได้นั้นขึ้นอยู่กับเวลาที่โฟตอนมาถึงทำให้เกิดสัญญาณรบกวนควอนตัม คำนวณได้จากสมการที่ (2.5) [1]

$$\langle \sigma_{Q_PIN}^2 \rangle = 2qI_p B_e \quad (2.5)$$

$\sigma_{Q_PIN}^2$: สัญญาณรบกวนควอนตัมของตัวตรวจจับชนิดแสงพีไอเอ็น (A^2)

q : ค่าประจุอิเล็กตรอน (Electron Charge) เท่ากับ 1.60218×10^{-19} (C)

I_p : กระแสแสง (A)

B_e : แบนด์วิดธ์ไฟฟ้า (Bandwidth) (Hz)

2) สัญญาณรบกวนกระแสมืด (Dark Current Noise)

สัญญาณรบกวนกระแสมืดเกิดขึ้นจากภายในตัววงจรของอุปกรณ์เองมีกระแสไหลอยู่ปริมาณเล็กน้อย ตั้งแต่ยังไม่มีการตกกระทบที่ตัวตรวจจับแสง จึงทำให้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้นตลอดเวลาและคำนวณได้จากสมการที่ (2.6) [1]

$$\langle \sigma_{D_PIN}^2 \rangle = 2qI_D B_e \quad (2.6)$$

$\langle \sigma_{D_PIN}^2 \rangle$: สัญญาณรบกวนกระแสมืด (A^2)

I_D : กระแสมืด (A)

3) สัญญาณรบกวนจากความร้อน (Thermal Noise)

สัญญาณรบกวนจากความร้อนเกิดจากตัวต้านทานโหลดของวงจรรีเล็กทรอนิกส์ในตัวตรวจจับแสง ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.7) [1]

$$\langle \sigma^2_T \rangle = \frac{4k_B T}{R_L} B_e \quad (2.7)$$

$\langle \sigma^2_T \rangle$: สัญญาณรบกวนจากอุณหภูมิ (A^2)

k_B : ค่าคงที่ของโบลซ์มันน์ Boltzmann's Constant เท่ากับ 1.38×10^{23} (J/K)

T : อุณหภูมิ (Kelvin, K)

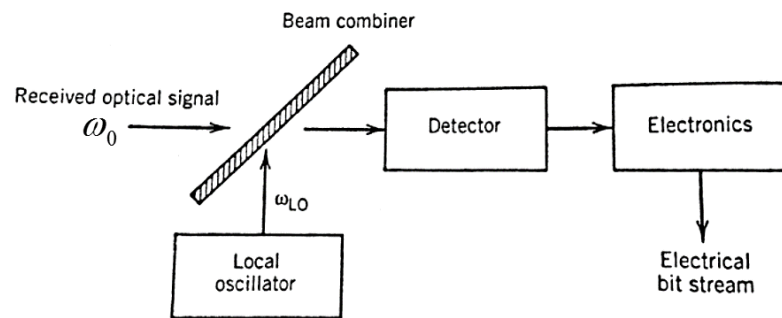
R_L : ความต้านทานโหลด (Ω)

2.1.4 รูปแบบการแยกสัญญาณเชิงเฟส (Phase Demodulation Schemes)

การแยกสัญญาณแสงที่กล้าสัญญาณเฟสไม่สามารถใช้การตรวจจับสัญญาณโดยตรง (Direct Detection) ได้เหมือนกับกรกล้าสัญญาณทางความเข้ม เนื่องจากสัญญาณข้อมูลทั้งหมดถูกเปลี่ยนแปลงไปตามเฟสของคลื่นพาห้แสง ดังนั้นจึงต้องนำเทคนิคการแยกสัญญาณเฟส (Phase Demodulation Techniques) มาใช้ซึ่งประกอบด้วยกัน 2 วิธี คือ 1) การแยกสัญญาณแบบโคฮีเรนต์ (Coherent Demodulation) และ 2) การแยกสัญญาณแบบหน่วงเวลา (Delay Demodulation) แต่ละวิธีรายละเอียดอธิบายไว้ในหัวข้อที่ 2.2.2.1 และ 2.2.2.2 ตามลำดับ โดยวิธีการทั้งสองที่กล่าวมานั้นจะสามารถแปลงสัญญาณเฟสกลับเป็นสัญญาณทางความเข้มได้

2.1.4.1 การแยกสัญญาณแบบโคฮีเรนต์ (Coherent Demodulation)

การแยกสัญญาณแบบโคฮีเรนต์ที่ใช้ในการแยกสัญญาณที่ถูกกล้าสัญญาณเฟส ตัวอย่างเช่น บีพีเอสเค หรือ คิวบีเอสเค ทำได้โดยการใช้แหล่งกำเนิดแสงเลเซอร์ที่มีสเปกตรัมแคบๆ (Narrow-Spectral Width) เป็นโลคอล-ออสซิลเลเตอร์ (Local Oscillator) เพื่อรวมกับสัญญาณแสงภาครับ (Received Optical Signal) ด้วยตัวรวมลำแสง (Beam Combiner) ในทางปฏิบัติใช้ตัวต่อคู่แสง (Optical Coupler) ในการรวมแสงและแยกสัญญาณก่อนถึงตัวตรวจจับ (Detector) เพื่อแปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณข้อมูลไฟฟ้าดังแสดงในรูปที่ 2.12 [2] กระบวนการแยกสัญญาณพิจารณาได้จากสมการที่ (2.8) ถึง (2.12) [2]



รูปที่ 2.12 แผนภาพบล็อกการแยกสัญญาณแสงแบบโคฮีเรนต์ [2]

สนามไฟฟ้า (Electric Field) ของสัญญาณขาเข้าที่ภาครับ (E_s) มีค่าดังสมการที่ (2.8) เมื่อ A_s คือแอมพลิจูด, ω_0 คือความถี่คลื่นพาห์ และ ϕ_s คือเฟสของสัญญาณขาเข้าภาครับตามลำดับ

$$E_s = A_s \exp[-i(\omega_0 t + \phi_s)] \quad (2.8)$$

สนามไฟฟ้าของโลคอล-ออสซิลเลเตอร์ (E_{LO}) มีค่าดังสมการที่ (2.9) เมื่อ A_{LO} คือแอมพลิจูด, ω_{LO} คือ ความถี่ และ ϕ_{LO} คือเฟสของโลคอล-ออสซิลเลเตอร์ตามลำดับ

$$E_{LO} = A_{LO} \exp[-i(\omega_{LO} t + \phi_{LO})] \quad (2.9)$$

จากนั้นเมื่อสนามไฟฟ้าของสัญญาณแสงทั้งสองถูกรวมกันด้วยตัวรวมลำแสง กำลังของสัญญาณมีค่าดังสมการที่ (2.10) ถึง (2.11)

$$P(t) = |E_s + E_{LO}|^2 \quad (2.10)$$

$$P(t) = P_s + P_{LO} + 2\sqrt{P_s \cdot P_{LO}} \cos(\omega_{IF} t + \phi_s - \phi_{LO}) \quad (2.11)$$

จากสมการที่ (2.11) เมื่อ ω_{IF} คือความถี่กลาง (Intermediate Frequency, IF) มีค่าเท่ากับสมการที่ (2.12)

$$\omega_{IF} = \omega_0 - \omega_{LO} \quad (2.12)$$

จากสมการที่ (2.12) เมื่อความถี่กลางเท่ากับ 0 ($\omega_0 = \omega_{LO}$) เรียกการตรวจจับสัญญาณรูปแบบนี้ว่า การตรวจจับแบบโฮโมไดน์ (Homodyne Detection) และถ้าความถี่กลางไม่เท่ากับ 0 ($\omega_0 \neq \omega_{LO}$) เรียกการตรวจจับสัญญาณรูปแบบนี้ว่า การตรวจจับแบบเฮเทโรไดน์ (Heterodyne Detection) มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

การตรวจจับแบบโฮโมไดยน์ (Homodyne Detection)

ในการตรวจจับแบบโฮโมไดยน์หลักการสำคัญคือ ความถี่ของโลคอล-ออสซิลเลเตอร์ ต้องตรงกันพอดีกับความถี่ของคลื่นพาห์ กล่าวคือความถี่ต้องกลางเท่ากับ 0 ($\omega_F = 0$)

เมื่อสัญญาณขาออกของตัวตรวจจับแสง $I_p(t) = R \cdot P(t)$ [1] เมื่อ R คือ ค่า Responsivity ของตัวตรวจจับแสง จะสามารถหาค่าสัญญาณขาออกของการตรวจจับสัญญาณแบบโฮโมไดยน์จากสมการที่ (2.11) มีค่าดังสมการที่ (2.13)

$$I_p(t) = R(P_S + P_{LO}) + 2R\sqrt{P_S(t)P_{LO}} \cos(\phi_S - \phi_{LO}) \quad (2.13)$$

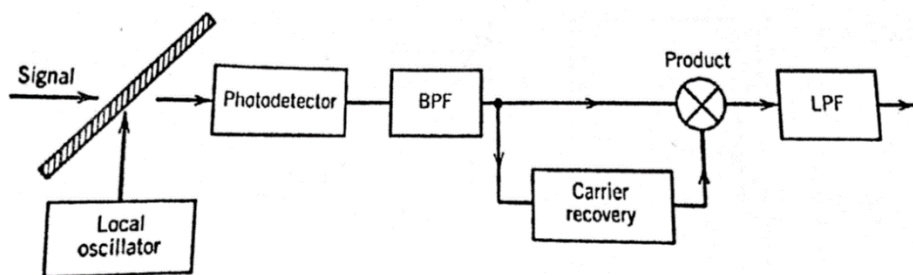
เมื่อพิจารณาเฟสของโลคอล-ออสซิลเลเตอร์ตรงกันกับเฟสของสัญญาณขาเข้าภาครับ จะได้สัญญาณขาออกของการตรวจจับสัญญาณแบบโฮโมไดยน์ดังสมการที่ (2.14)

$$I_p(t) = R(P_S + P_{LO}) + 2R\sqrt{P_S(t)P_{LO}} \quad (2.14)$$

อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติการตรวจจับสัญญาณแบบโฮโมไดยน์นั้นทำได้ยากมาก เนื่องจากเลเซอร์ที่นำมาใช้เป็นโลคอล-ออสซิลเลเตอร์ต้องมีความกว้างสเปกตรัมแคบประมาณ 100 kHz (0.0008 nm) [9] ในการจับสัญญาณขาเข้าภาครับให้มีเฟสและความถี่ตรงกัน ยิ่งไปกว่านั้นเนื่องด้วยเป็นสัญญาณแสงที่มีความถี่สูงประมาณ 200 THz ความถี่ของสัญญาณทั้งสองเกิดการแกว่งไปมา (Fluctuate) ทางเวลาจึงเป็นการยากที่จะปรับตั้งให้ความถี่ตรงกันพอดี ดังนั้นในทางปฏิบัติการนำเอาวิธีการตรวจจับสัญญาณรูปแบบนี้ไปใช้จึงมีความซับซ้อนสูง [10]

การตรวจจับแบบเฮเทโรไดยน์ (Heterodyne Detection)

การตรวจจับแบบเฮเทโรไดยน์ความถี่กลาง ($\omega_F = \omega_{LO} - \omega_0$) มีค่าประมาณ 1 GHz กล่าวคือผลต่างของความถี่โลคอล-ออสซิลเลเตอร์ (ω_{LO}) กับความถี่ของคลื่นพาห์ (ω_0) มีค่าประมาณ ($\sim 1\text{GHz}$) ซึ่งอยู่ในย่านความถี่คลื่นไมโครเวฟ แผนภาพบล็อกการตรวจจับแบบเฮเทโรไดยน์แสดงดังรูปที่ รูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 แผนภาพบล็อกการตรวจจับแบบเฮเทโรไดยน์

จาก รูปที่ 2.13 แสดงแผนภาพการเชื่อมต่ออุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณแบบซิงโครนัสเฮเทอโรไดน์ การรวมสัญญาณแสงขาเข้าภาครับกับโลคอล-ออสซิลเลเตอร์ทำได้โดยใช้ ตัวรวมลำแสง หรือในทางปฏิบัติใช้ตัวต่อคู่เช่นเดียวกับที่อธิบายไปแล้วในหลักการแยกสัญญาณแบบโคฮีเรนต์ กระแสแสงที่ขาออกของตัวตรวจจับแสงมีค่าดังสมการที่ (2.14) [2]

$$I_p(t) = R(P_S + P_{LO}) + 2R\sqrt{P_S \cdot P_{LO}} \cos(\omega_{IF} t + \phi_S - \phi_{LO}) \quad (2.15)$$

ในทางปฏิบัติ $P_{LO} \gg P_S$ และเทอมกระแสตรง (Direct Current) และสัญญาณรบกวนถูกตัดออกด้วยตัวกรองความถี่แถบผ่าน (Band Pass Filter, BPF) ดังนั้นสัญญาณขาออกของตัวตรวจจับแสงเมื่อผ่านตัวกรองแถบความถี่ผ่านมีค่าดังสมการที่ (2.16) [2]

$$I_p(t) = 2R\sqrt{P_S \cdot P_{LO}} \cos(\omega_{IF} t + \phi_S - \phi_{LO}) \quad (2.16)$$

คลื่นพาห์ของไมโครเวฟถูกกู้คืนด้วยวงจรกู้คืนพาห์ (Carrier Recovery) มีค่าเป็น $(\cos(\omega_{IF} t))$ เพื่อให้ได้ความถี่กลางและคูณกับสัญญาณรบกวนที่ยังคงเหลืออยู่จากสมการที่ (2.17)

$$I_f(t) = (I_p \cos \Delta\phi + i_c) \cos(\omega_{IF} t) + (I_p \sin \Delta\phi + i_s) \sin(\omega_{IF} t) \quad (2.17)$$

จากนั้นสัญญาณที่ผ่านการคูณถูกส่งผ่านตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) ทำให้สัญญาณขาออกของการตรวจจับสัญญาณแบบเฮเทอโรไดน์มีค่าดังสมการที่ (2.17)

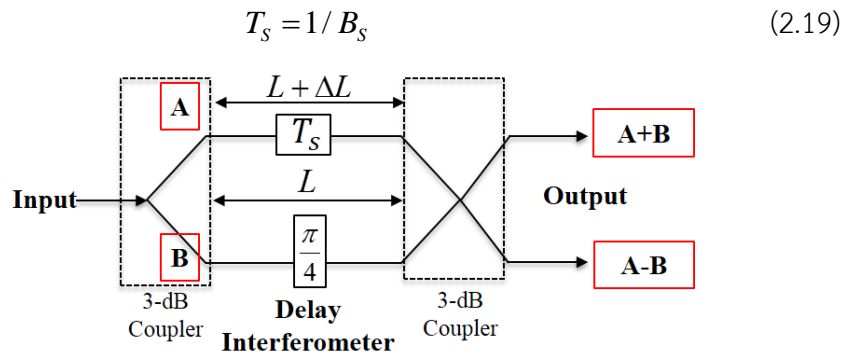
$$I_d = \langle I_f \cos(\omega_{IF} t) \rangle = \frac{1}{2} (I_p \cos \Delta\phi + i_c) \quad (2.18)$$

อย่างไรก็ตามการส่งสัญญาณด้วยคลื่นพาห์แสงนั้นความถี่กลางมีค่าเป็น THz ดังนั้นจึงเกิดการแกว่งของเฟสทั้งสัญญาณขาเข้าและเฟสของโลคอลออสซิลเลเตอร์ ทำให้ต้องใช้เลเซอร์ที่มีความกว้างสเปกตรัมแคบมากๆ ในการควบคุมถึงจะสามารถตรวจจับสัญญาณแบบเฮเทอโรไดน์ได้

2.1.4.2 การแยกสัญญาณแบบหน่วงเวลา (Delay Demodulation)

การแยกสัญญาณเฟสที่ถูกเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียลใช้วิธีการแยกสัญญาณแบบหน่วงเวลา โดยใช้หลักการของอุปกรณ์ที่มีโครงสร้างภายในเป็นมิก-เซนเตอร์ อินเตอร์เฟอโรมิเตอร์ (MZM-Interferometer) เรียกว่า ดีเลย์อินเตอร์เฟอโรมิเตอร์ (Delay Interferometer, DI) โครงสร้างภายในประกอบด้วยตัวต่อคู่ 3-dB (3-dB Coupler) 2 ตัวที่ขาเข้าและขาออก ขาเข้าทำหน้าที่แบ่งแสงออกเป็นสองเส้นทาง ซึ่งแต่ละเส้นทางมีความยาวแตกต่างกันเส้นทางที่ยาวกว่าเป็นเส้นทางที่ใช้ในการหน่วงเวลาสัญญาณดังแสดง

รูปที่ 2.14 [2] โดยเวลาที่ถูกหน่วงมีค่าเท่ากับ 1 คาบปิตเป็นไปตามสมการที่ (2.19) เมื่อ T_S คือคาบปิต และ B_S คืออัตราปิต



รูปที่ 2.14 โครงสร้างภายในตัวดีเลย์อินเตอร์เฟอโรมิเตอร์มิเตอร์

จากรูปที่ 2.14 สามารถคำนวณผลต่างเฟสของสองเส้นทางได้ดังสมการที่ (2.20) เมื่อ $\Delta\phi$ คือผลต่างเฟสของสองเส้นทาง n_{eff} คือค่าดัชนีหักเหประสิทธิผล (Effective Refractive Index), λ คือความยาวคลื่นแสง และ ΔL คือผลต่างของความยาวระหว่างสองเส้นทาง

$$\Delta\phi = \frac{2\pi n_{eff}}{\lambda} \cdot \Delta L \quad (2.20)$$

สามารถหาความยาวของเส้นทาง A และ B ของตัวดีเลย์อินเตอร์เฟอโรมิเตอร์ได้จากดังสมการที่ (2.21) และ (2.22) ตามลำดับ เมื่อ c คือความเร็วแสง (3×10^8 m/s)

เส้นทาง A

$$L + \Delta L = \frac{c \cdot T_S}{n_{eff}} \quad (2.21)$$

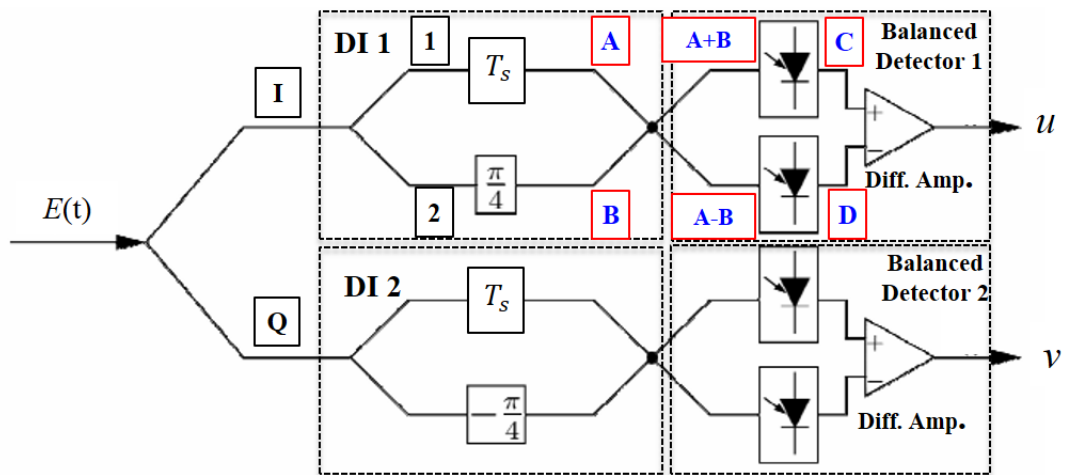
เส้นทาง B

$$L = \frac{\Delta\phi \cdot \lambda}{2\pi n_{eff}} \quad (2.22)$$

จากรูปที่ 2.14 เมื่อแสงจากสองเส้นทางเดินทางผ่านตัวต่อคู่ตัวที่ 2 ที่ขาออก แสงจากสองเส้นทางจะเกิดการแทรกสอด (Interference) 2 เงื่อนไขคือ 1) แทรกสอดเสริม (Constructive Interference) คือเส้นทาง A+B และ 2) แทรกสอดหักล้าง (Destructive Interference) คือเส้นทาง A-B ด้วยการแทรกสอด 2 เงื่อนไขนี้จึงไม่สามารถตรวจจับสัญญาณโดยตรงด้วยตัวตรวจจับแสงเพียงตัวเดียว ดังนั้นแล้วการตรวจจับสัญญาณดีควิพีเอสเคจึงจำเป็นต้องใช้ตัวตรวจจับแสงแบบบาลานซ์ (Balanced Photo Detector) ร่วมกับดีเลย์อินเตอร์เฟอโรมิเตอร์ในการตรวจจับแสงและแปลงเป็นสัญญาณไฟฟ้าซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

ตัวตรวจจับแสงแบบบาลานซ์ (Balanced Photo Detector)

ตัวตรวจจับแสงแบบบาลานซ์ใช้ในการตรวจจับแสงร่วมกับอุปกรณ์ที่ใช้ในการแยกสัญญาณเฟสแบบต่างๆ ตัวอย่างเช่นใช้ร่วมกับตัวดีเลย์อินเตอร์เฟอโรมิเตอร์ในการแยกสัญญาณตีควิพีเอสเค และต้องใช้อุปกรณ์ดังกล่าวจำนวน 2 ชุด เพื่อให้สามารถรับสัญญาณ I และ Q ได้พร้อมกัน แสดงดังรูปที่ 2.15 [8] โดยมีหลักการทำงานคือเมื่อแสงเดินทางเข้ามาีสนามไฟฟ้า (Electric Field, $E(t)$) แสงจะถูกแบ่งเป็นสองเส้นทางด้วยตัวต่อคู่ เส้นทางแรกสำหรับแยกสัญญาณ I และ เส้นทางที่สองสำหรับแยกสัญญาณ Q สามารถคำนวณการแยกสัญญาณและการถอดรหัสข้อมูลได้ดังสมการที่ (2.23) ถึง (2.37) [11] ตามลำดับ



รูปที่ 2.15 แผนภาพบล็อกองค์ประกอบภาครับสัญญาณแบบตีควิพีเอสเค [8]

จากรูปที่ 2.15 ที่ตัวต่อคู่มีเมทริกซ์แพร่กระจาย (Propagation Matrix, M_c) ดังสมการที่ (2.12) [1] ดังนั้นเมื่อแสงเดินทางผ่านตัวต่อคู่ ขาออกจะมีค่าสนามไฟฟ้างสมการที่ (2.23)

$$M_c = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{j}{\sqrt{2}} \\ \frac{j}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$\begin{bmatrix} E_{out1} \\ E_{out2} \end{bmatrix} = M_c \cdot [E(t)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{j}{\sqrt{2}} \\ \frac{j}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot [E(t)] \quad (2.24)$$

ดังนั้นที่ตำแหน่ง I และ Q หลักการผ่านตัวต่อคู่แต่ละเส้นทางมีค่าสนามไฟฟ้า มีค่าเท่ากับ $E(t)/\sqrt{2}$ จากนั้นกำลังแสงจะถูกแบ่งอีกครั้งด้วยตัวต่อคู่แยกขาเข้าของดีเลย์อินเตอร์เฟอโรมิเตอร์

ชุดแรกตำแหน่ง 1 และ 2 มีค่าสนามไฟฟ้าเท่ากับ $E(t)/2$ และ $E(t)j/2$ ตามลำดับแสงทั้งสองเส้นทางจะผ่านอุปกรณ์ภายในซึ่งแตกต่างกันประกอบกัน ทำให้มีสมการที่ต่างกัันดังต่อไปนี้

ที่ตำแหน่ง A

แสงผ่านเส้นทางหน่วงเวลาทำให้เทอมเวลาของสนามไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงไปดังสมการที่ (2.25)

$$A = \frac{E(t-T_s)}{2} \quad (2.25)$$

ที่ตำแหน่ง B

แสงเดินทางผ่านตัวเลื่อนเฟส (Phase Shifter) ซึ่งเลื่อนเฟสไป $\pi/4$ ทำให้สนามไฟฟ้ามีค่าดังสมการที่ (2.15)

$$B = \frac{(E(t)) \cdot j}{2} (e^{j\pi/4}) \quad (2.26)$$

จากนั้นแสงทั้งสองเส้นทางจะมาแทรกสอดกันด้วย 2 เงื่อนไขคือ 1) แทรกสอดเสริม และ 2) แทรกสอดหักล้าง ทำให้ที่แสงขาออกของตัวดีเลย์อินเตอร์เฟอโรมิเตอร์เป็นไปตามสมการที่ (2.27) และ (2.28) ตามลำดับ

การแทรกสอดเสริม (ตำแหน่ง A+B)

$$A + B = \frac{E(t-T_s)}{2} + \frac{(E(t))}{2} (e^{j\pi/4}) \cdot j \quad (2.27)$$

การแทรกสอดหักล้าง (ตำแหน่ง A-B)

$$A - B = \frac{E(t-T_s)}{2} - \frac{(E(t))}{2} (e^{j\pi/4}) \cdot j \quad (2.28)$$

หลักจากนั้นแสงทั้งสองเส้นทางจะถูกส่งไปที่ตัวตรวจจับแสงบาลานซ์ ซึ่งภายในประกอบด้วยตัวตรวจจับแสง 2 ตัว เพื่อใช้ตรวจจับสัญญาณแสงจาก 2 เส้นทางจากตัวดีเลย์อินเตอร์เฟอโรมิเตอร์ และมีกำลังแสงดังสมการที่ (2.29) และ (2.30) เป็นตามกฎของ Square Law Detector หลังจากทำการแปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าที่จุด C และ D เป็นไปตามสมการที่ (2.15) และ (2.16) เมื่อ R คือ Responsivity (A/W) ของตัวตรวจจับแสง

กำลังที่ตัวตรวจจับแสงตัวที่ 1

$$P_1(t) = |A + B|^2 = \left| \frac{E(t-T_s)}{2} \right|^2 + \left| \frac{(E(t)) \cdot (e^{j\pi/4})}{2} \right|^2 + 2 \left| \frac{E(t-T_s)}{2} \right| \cdot \left| \frac{(E(t)) \cdot (e^{j\pi/4})}{2} \right| \cos \Delta\phi_k \quad (2.29)$$

กำลังที่ตัวตรวจจับแสงตัวที่ 2

$$P_2(t) = |A - B|^2 = \left| \frac{E(t-T_s)}{2} \right|^2 + \left| \frac{(E(t)) \cdot (e^{j\pi/4})}{2} \right|^2 - 2 \left| \frac{E(t-T_s)}{2} \right| \cdot \left| \frac{(E(t)) \cdot (e^{j\pi/4})}{2} \right| \cos \Delta\phi_k \quad (2.30)$$

กระแสแสงที่ตำแหน่ง C

$$I_{P1} = RP_1(t) \quad (2.31)$$

กระแสแสงที่ตำแหน่ง D

$$I_{P2} = RP_2(t)$$

(2.32)

จากนั้นกำลังทั้งสองจะถูกคำนวณด้วยการลบ (Subtract) ด้วยตัวขยายดิฟเฟอเรนเชียล (Differential Amplifier) มีค่าดังสมการที่ (2.17)

$$\Delta I_I = I_{P1} - I_{P2} = R \cdot \left\{ 4 \cdot \left| \frac{E(t-T_s)}{2} \right| \cdot \left| \frac{(E(t)) \cdot (e^{j\pi/4})}{2} \right| \cos \Delta\phi_k \right\} \quad (2.34)$$

เมื่อพิจารณาให้สนามไฟฟ้า ($E(t)$) และ Responsivity (R) ให้เป็นค่าคงที่ ดังนั้นสัญญาณขาออกของตัวตรวจจับแสงแบบบาลานซ์ตัวที่ 1 มีค่าดังสมการที่ (2.18) เมื่อ $\Delta\phi_k$ คือผลต่างเฟสของสองเส้นทางมีค่าเท่ากับ $\Delta\phi_k = \phi(t) - \phi(t-T_s)$

$$u = \Delta I_I = \text{Re} \left\{ 4 \cdot \left| \frac{1}{2} \right| \cdot \left| \frac{1}{2} \right| \left(\cos \frac{\pi}{4} + j \sin \frac{\pi}{4} \right) \cdot \cos \Delta\phi_k \right\} = \cos(\Delta\phi_k + \frac{\pi}{4}) \quad (2.35)$$

เส้นทางที่ 2 ซึ่งใช้แยกสัญญาณ Q มีสมการโดยรวมคล้ายกันสมการของเส้นทางที่ 1 แต่แตกต่างกันที่เทอมของเฟสสัญญาณที่ผ่านตัวดีเลย์อินเตอร์เฟอโรมิเตอร์มีค่าเป็น $e^{-j\pi/4}$ ดังนั้นจากสมการที่ (2.17) ที่ขาออกของตัวตรวจจับแบบบาลานซ์ชุดที่ 2 เป็นไปตามสมการที่ (2.19)

$$\Delta I_Q = I_{P1} - I_{P2} = R \cdot \left\{ 4 \cdot \left| \frac{E(t-T_s)}{2} \right| \cdot \left| \frac{(E(t)) \cdot (e^{-j\pi/4})}{2} \right| \cos \Delta\phi_k \right\} \quad (2.36)$$

เมื่อพิจารณาให้สนามไฟฟ้า ($E(t)$) และ Responsivity (R) ให้เป็นค่าคงที่ ดังนั้นสัญญาณขาออกของตัวตรวจจับแสงแบบบาลานซ์ตัวที่ 2 มีค่าดังสมการที่ (2.20)

$$v = \Delta I_Q = \text{Re} \left\{ 4 \cdot \left| \frac{1}{2} \right| \cdot \left| \frac{1}{2} \right| \left(\cos(-\frac{\pi}{4}) - j \sin(-\frac{\pi}{4}) \right) \cdot \cos \Delta\phi_k \right\} = \cos(\Delta\phi_k - \frac{\pi}{4}) \quad (2.37)$$

เมื่อนำสมการที่ (2.18) และ (2.20) มาพิจารณาจะสามารถถอดรหัสกลับจากเฟสเป็นสัญญาณข้อมูลไบนารี เหมือนกันกลับข้อมูลไบนารีจากเครื่องกำเนิดสัญญาณแพทเทินดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 1.2 การถอดรหัสข้อมูลเฟสเป็นข้อมูลไบนารีของภาคครึ่ง

$\Delta\phi$	u	v	Binary (u)	Binary (v)
0	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	1	1
$\pi/2$	$-1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	0	1
π	$-1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$	0	0
$3\pi/2$	$1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$	1	0

2.2 ผลกระทบจากการส่งสัญญาณแสงผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน (Standard Single Mode Fiber, SSMF)

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงคุณลักษณะของสื่อกลางในการส่งสัญญาณหลักคือเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน ผลกระทบเมื่อส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานในระยะทางไกล ซึ่งประกอบด้วย 2 ปัจจัยหลักคือ 1) การลดทอนสัญญาณ (Attenuation) และ 2) โครมาติกดิสเพอร์ชัน (Chromatic Dispersion) ที่มีผลทำให้จำกัดระยะทางในการส่งสัญญาณและอัตราบิดผิดพลาดสูงขึ้น รวมไปถึงวิธีแก้ปัญหาดังกล่าว

2.2.1 การลดทอนในเส้นใยนำแสง (Fiber Attenuation)

เมื่อส่งสัญญาณในเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานที่ระยะทางใดๆ กำลังของแสงจะถูกลดทอนลงด้วยค่าสัมประสิทธิ์การลดทอน (Attenuation Coefficient) ซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ (2.38) [1]

$$\alpha = \frac{10}{L} \log \left[\frac{P(0)}{P(L)} \right] \quad (2.38)$$

α : ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอน (dB/km)

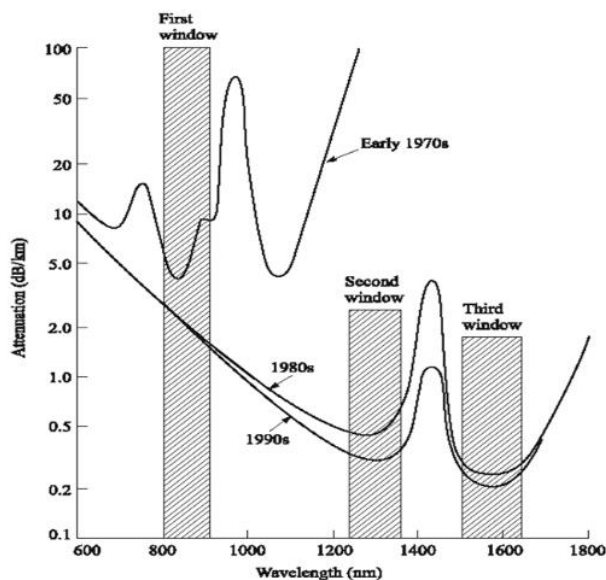
$P(0)$: กำลังแสงที่ต้นทาง (mW)

$P(L)$: กำลังแสงเมื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสงที่ระยะทาง L (mW)

L : ระยะทาง (km)

ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนขึ้นอยู่กับความยาวคลื่นที่ใช้ในการส่งสัญญาณ ดังแสดงในรูปที่ 2.16 [1] โดยเส้นใยนำแสงมาตรฐานที่นิยมใช้งานคือมาตรฐาน G.652 [12] ซึ่งมีค่าสัมประสิทธิ์การ

ลดทอนเท่ากับ 0.3 dB/km ที่ความคลื่น 1310 nm และมีค่าเท่ากับ 0.2 dB/km ที่ความยาวคลื่น 1550 nm

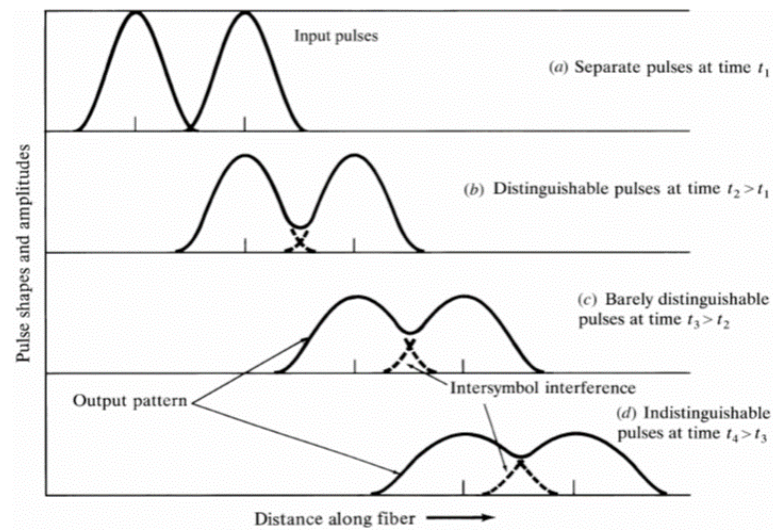


รูปที่ 2.16 ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนตามความยาวคลื่น [1]

ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวมีความสำคัญในการออกแบบโครงข่าย ใช้ในการคำนวณงบกำลังของโครงข่ายซึ่งอธิบายรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.4.1 ดังนั้นจึงจำเป็นต้องเลือกความยาวคลื่นที่เหมาะสมโดยทั่วไปนิยมส่งสัญญาณด้วยความยาวคลื่นแสง 1550 nm ในการส่งสัญญาณเพื่อให้มีการสูญเสียกำลังน้อยที่สุด

2.2.2 โครมาติกดิสเพอร์ชัน (Chromatic Dispersion)

โครมาติกดิสเพอร์ชันคือ ผลกระทบที่เกิดจากสัญญาณพัลส์แสงที่เดินทางผ่านเส้นใยนำแสง โหมดเดี่ยวมาตรฐานที่มีระยะทางเพิ่มมากขึ้นเกิดการถ่างออกทางแกนเวลา ไปแทรกสอดกับพัลส์ถัดไปที่อยู่ติดกันเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า (Inter Symbol Interference ISI) ดังแสดงในรูปที่ 2.17 [1] มีผลทำให้การตัดสินใจผิดพลาด ซึ่งทำให้เกิดอัตราผิดพลาด



รูปที่ 2.17 การถ่างออกของพัลส์แสงตามระยะทาง [1]

จากที่กล่าวมาข้างต้นค่าการถ่างออกของพัลส์สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.39) [1] และเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน G.652 มีค่าโครมาติกดิสเพอร์ชันเท่ากับ 16.5 ps/nm.km [12] ที่ความยาวคลื่น 1550 nm

$$\Delta\tau = |D|L\sigma_\lambda \quad (2.39)$$

$\Delta\tau$: ค่าการถ่างออกของพัลส์ (ps)

$|D|$: โครมาติกดิสเพอร์ชัน (ps/nm.km)

L : ระยะทาง (km)

σ_λ : ความกว้างสเปกตรัม (Spectral Width) (nm)

ซึ่งค่าโครมาติกดิสเพอร์ชันเป็นพารามิเตอร์สำคัญ เอาไปใช้ในการคำนวณงเวลาขาขึ้น ของตัวส่งสัญญาณแสงแบบโอไอเค รายละเอียดในหัวข้อที่ 2.4.2 และยังเป็นพารามิเตอร์ที่กำหนดระยะทางสูงสุดในการส่งสัญญาณสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.40) [13] โดยถ้าสัญญาณที่ใช้ส่งมีรูปแบบเป็นเอ็นอาร์แซท (Non-Return to Zero, NRZ) การถ่างออกของพัลส์ต้องไม่เกิน 70 % ของคาบบิต

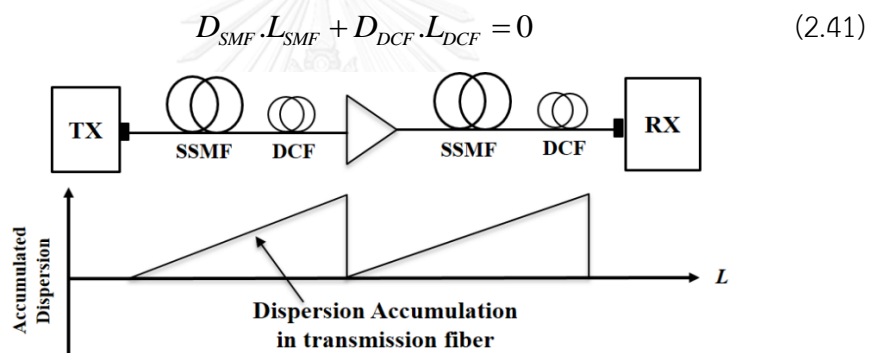
$$L < \frac{0.7}{B|D|\sigma_\lambda} \quad (2.40)$$

B : อัตราบิต (Gb/s)

L : ระยะทางสูงสุด (km)

2.2.3 การจัดการโครมาติกดิสเพอร์ชัน (Chromatic Dispersion Management)

จากหัวข้อก่อนหน้านี้อาจเห็นได้ว่า ผลกระทบของโครมาติกดิสเพอร์ชันมีผลต่อสัญญาณที่ส่งผ่านโครงข่ายเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานเป็นอย่างมาก ดังนั้น การออกแบบโครงข่ายที่ดีจึงจำเป็นต้องมีการจัดการกับโครมาติกดิสเพอร์ชัน เพื่อให้สามารถส่งสัญญาณได้ไกลขึ้น และมีอัตราบิดผิดพลาดต่ำ ซึ่งการจัดการกับโครมาติกดิสเพอร์ชันมีด้วยกันหลายวิธี ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้การจัดการด้วยวิธีใช้เส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชัน (Dispersion Compensating Fiber, DCF) ต่อรวมเข้าไปกับเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน ดังแสดงในรูปที่ 2.18 [1] โดยมีหลักการคือ DCF จะมีค่าโครมาติกดิสเพอร์ชันติดลบมากๆ ประมาณ -100 ps/nm.km เมื่อนำมาต่อรวมกับเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานด้วยความยาวที่สอดคล้องกันดังสมการที่ (2.41) [2] ด้วยค่าโครมาติกดิสเพอร์ชันที่ติดลบมากๆ ของ DCF จะไปหักล้างกับค่าโครมาติกดิสเพอร์ชันสะสม (Accumulated CD) ของเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานให้มีค่าใกล้เคียง 0 ps/nm.km



รูปที่ 2.18 ผลการชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสะสมเมื่อแทรกเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชัน

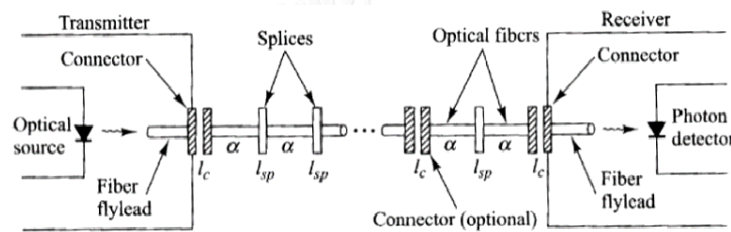
ดังนั้นแล้วเมื่อมีการจัดการกับโครมาติกดิสเพอร์ชันสะสมด้วย DCF แล้วจะทำให้โครงข่ายมีสมรรถนะสูงขึ้น สามารถส่งสัญญาณได้ระยะทางไกลขึ้นและมีอัตราบิดผิดพลาดต่ำ

2.3 เกณฑ์กำหนดสมรรถนะ (Performance Criteria)

ในการออกแบบโครงข่ายจำเป็นต้องคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เป็นตัวแปรในการกำหนดสมรรถนะของระบบ เพื่อหาขอบเขตจำกัดในการส่งสัญญาณ ซึ่งเกณฑ์กำหนดสมรรถนะของระบบที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ ประกอบด้วย 1) งบกำลัง, 2) งบเวลาขาขึ้น, 3) ขนาดเวกเตอร์ และ 4) อัตราบิดผิดพลาด มีรายละเอียดดังหัวข้อที่ 2.4.1 ถึง 2.4.4 ตามลำดับ

2.3.1 งบกำลัง (Power Budget)

ในการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงโหมตเดียวมาตรฐาน มีกำลังสูญเสียระหว่างทาง (Link Power Loss) จากภาคส่งถึงภาครับอันเนื่องมาจากการสูญเสียในอุปกรณ์ต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 2.19 [1] ประกอบด้วย 1) การลดทอนในเส้นใยนำแสง (Fiber Attenuation) ด้วยค่าสัมประสิทธิ์การลดทอน, 2) ค่ากำลังสูญเสียจากการเชื่อมสายแบบหลอม (Fusion Splices Loss) และ 3) กำลังสูญเสียจากหัวต่อ (Connector Loss) โดยที่ภาครับสัญญาณตัวตรวจจับแสงมีขีดจำกัดที่สามารถรับกำลังแสงต่ำสุดได้ค่าหนึ่ง ค่าดังกล่าวเรียกว่า ค่าความไวภาครับ (Receiver Sensitivity) ดังนั้นการคำนวณงบกำลังจึงมีความจำเป็นอย่างสูงต่อการออกแบบโครงข่าย เพื่อประมาณการกำลังให้เพียงพอต่อการส่งสัญญาณจากภาคส่งถึงภาครับ ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.42) [1]



รูปที่ 2.19 แบบจำลองการเกิดกำลังสูญเสียระหว่างทางจากภาคส่งถึงภาครับ

$$P_T = P_S - P_R = \sum l_c + \sum l_{sp} + \alpha_f \cdot L + SM \quad (2.42)$$

P_T : งบกำลัง (dB)

P_S : กำลังแสงส่ง (Optical Transmitted Power) (dBm)

P_R : ค่าความไวภาครับ (dBm)

l_c : กำลังสูญเสียจากหัวต่อ (dB)

l_{sp} : กำลังสูญเสียจากการเชื่อมสายแบบหลอม (dB)

α_f : ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอน (dB/km)

L : ระยะทาง (km)

SM : System Margin (dB)

2.3.2 งบเวลาขาขึ้น (Rise-time Budget)

การคำนวณงบเวลาขาขึ้นเป็นการคำนวณค่าขอบเขตจำกัดของการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงที่ได้รับผลกระทบของโครมาติกดิสเพอร์ชัน ซึ่งมีผลทำให้พัลส์ของสัญญาณถ่างออกเกิน

ค่าขีดจำกัดไปแทรกสอดกับพัลส์ข้างเคียงที่ติดกัน ทำให้การตัดสินใจผิดพลาดและมีผลให้ระยะทางในการส่งสัญญาณถูกจำกัดดังที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อ 2.3.2 เรื่องโครมาติกดิสเพอร์ชัน เพราะฉะนั้นการคำนวณงบประมาณเวลาขาขึ้นจึงเป็นอีกหนึ่งเกณฑ์กำหนดสมรรถนะ ของระบบที่กล้าสัญญาณทางความเข้มที่ต้องพิจารณาควบคู่ไปกับการคำนวณกำลัง งบประมาณขาขึ้นคำนวณได้จากสมการที่ (2.43) และ (2.44) [1] ตามลำดับ

$$t_{Sys} = \left(\sum_{i=1}^N t_i^2 \right)^{1/2} \quad (2.43)$$

$$t_{Sys} = \sqrt{t_{Tx}^2 + t_{Rx}^2 + t_{CD}^2} \quad (2.44)$$

t_{Sys} : เวลาขาขึ้นของระบบ (คิดที่ 10% - 90% ของเวลาขาขึ้น) (ps)

t_{Tx} : เวลาขาขึ้นของตัวส่งแสง (ps)

t_{Rx} : เวลาขาขึ้นของตัวตรวจจับแสง (ps)

t_{CD} : การถ่างออกของพัลส์ (ps) หรือ เท่ากับสมการที่ (2.19)

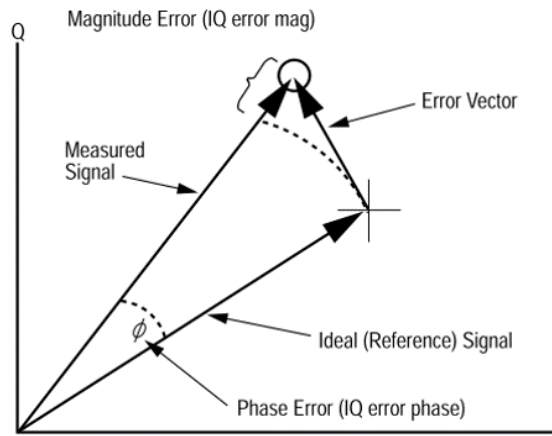
จากการคำนวณงบประมาณเวลาขาขึ้นของระบบ ถ้าระบบส่งสัญญาณด้วยรูปแบบ NRZ ค่าพัลส์ที่ถ่างออกต้องไม่เกิน 70 % ของคาบบิต ดังนั้น $t_{Sys} < 0.7T_B$ [1] โดย T_B คือคาบบิต (Bit Period) มีหน่วยเป็น (ps) ระบบการส่งสัญญาณจะมีสมรรถนะเพียงพอ

2.3.3 ขนาดเวกเตอร์ผิดพลาด (Error Vector Magnitude)

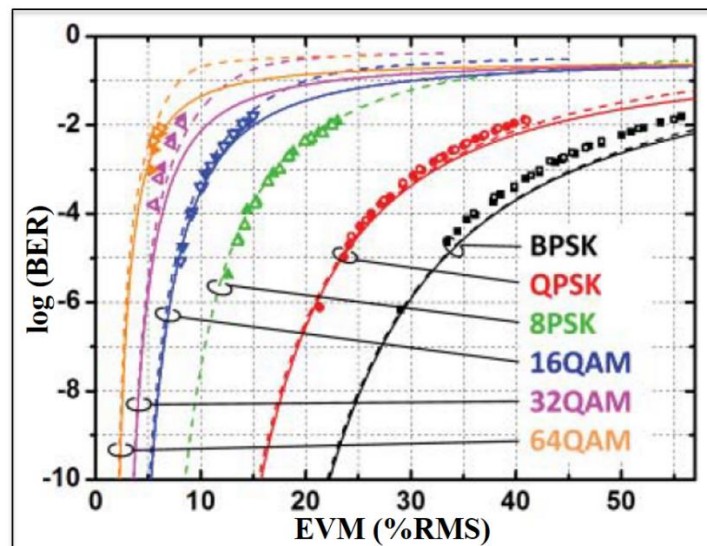
ค่าขนาดเวกเตอร์ผิดพลาด (Error Vector Magnitude, EVM) คืออัตราส่วนกำลังเฉลี่ยเวกเตอร์ผิดพลาด (Average Error Vector Power, P_{Error}) เทียบกับกำลังเฉลี่ยเวกเตอร์อ้างอิง (Average Reference Vector Power, P_{ref}) คำนวณได้จากสมการที่ (2.45) [14] ในหน่วย % RMS (Root Mean Square)

$$EVM(\%) = \left(\sqrt{P_{Error} / P_{ref}} \right) \times 100\% \quad (2.45)$$

ค่าขนาดเวกเตอร์ผิดพลาดแสดงถึงขนาดของเวกเตอร์สัญญาณที่ผิดพลาดไปจากตำแหน่งอ้างอิงโดยมีหลักการพื้นฐานแสดงรูปที่ 2.20 [14] ถ้าสัญญาณจากภาคส่งมีค่าขนาดเวกเตอร์ผิดพลาดจากตำแหน่งอ้างอิงมากเกินไปอันเนื่องมาจากสัญญาณรบกวนต่างๆ มีผลทำให้อัตราผิดพลาดสูง ดังแสดงในรูปที่ 2.21 [15] ยิ่งไปกว่านั้นปัจจัยที่ทำให้ค่าขนาดเวกเตอร์ผิดพลาดเพิ่มสูงขึ้นยังมาจากผลกระทบของโครมาติกดิสเพอร์ชันสะสม (Accumulated Chromatic Dispersion) [6] เมื่อส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงที่ระยะทางไกล



รูปที่ 2.20 ขนาดเวกเตอร์ผิดพลาด [16]



รูปที่ 2.21 อัตราบิตผิดพลาดเทียบกับค่าขนาดเวกเตอร์ผิดพลาด [15]

2.3.4 อัตราบิตผิดพลาด (Bit Error Rate, BER)

เกณฑ์กำหนดสมรรถนะของการสื่อสารดิจิทัล อีกหนึ่งพารามิเตอร์ที่สำคัญคือ อัตราบิตผิดพลาด ซึ่งบ่งบอกคุณภาพของสัญญาณที่ภาครับ โดยทั่วไปการวัดค่าอัตราบิตผิดพลาดของตัวตรวจจับแสงพิจารณาที่ 10^{-9} สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.46) และ (2.47) ตามลำดับ [2]

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \approx \frac{\exp(-Q^2/2)}{Q\sqrt{2\pi}} \quad (2.46)$$

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (2.47)$$

BER : อัตราบิตผิดพลาด

Q : คิวแฟคเตอร์ (Q-Factor)

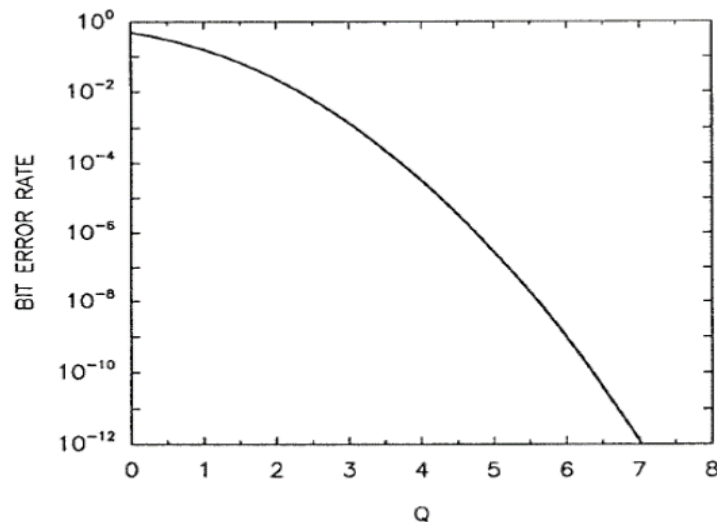
I_1 : กระแสบิต 1 (A)

I_0 : กระแสบิต 0 (A)

σ_1 : ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานบิต 1 (Standard Deviation of Bit 1)

σ_0 : ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานบิต 0 (Standard Deviation of Bit 0)

จากสมการที่ (2.46) และ (2.47) ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราบิตผิดพลาดกับคิวแฟคเตอร์ เป็นไปตามรูปที่ 2.22 [2] เมื่อเพิ่มค่าคิวแฟคเตอร์อัตราบิตผิดพลาดจะต่ำลง ดังนั้นแล้วจากค่าคิวแฟคเตอร์ที่ $Q \approx 6$ มีค่าอัตราบิตผิดพลาดเท่ากับ 10^{-9}

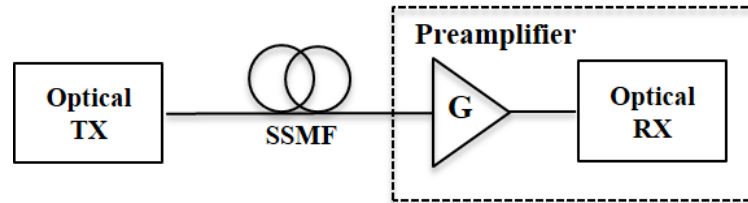


รูปที่ 2.22 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราบิตผิดพลาดกับคิวแฟคเตอร์ [2]

2.4 ตัวขยายก่อนภาครับ (Pre-receiver Amplifier)

จากหัวข้อที่ 2.3.1 การส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดียวมาตรฐานระยะทางไกล กำลังแสงจะถูกลดทอนลงด้วยค่าสัมประสิทธิ์การลดทอน ทำให้แสงที่ปลายทางมีกำลังอ่อนลงก่อนถึงภาครับซึ่งอาจไม่เพียงพอต่อค่าความไวภาครับ (Receiver Sensitivity) ดังนั้นระบบที่ส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดียวมาตรฐานระยะทางไกล จึงจำเป็นต้องแทรกตัวขยายกำลังแสง (Optical Amplifier) ที่มีอัตราการขยาย (Gain) สูงเข้าไปก่อนภาครับสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 2.23 [1] ซึ่งตัวขยายกำลังแสงมีอยู่ 3 ชนิดหลักคือ 1) ตัวขยายเอสโอเอ (Semiconductor Optical Amplifier, SOA), 2) ตัวขยายรามาน (Raman Amplifier) และ 3) ตัวขยายอีดีเอฟเอ (Erbium-Doped Fiber Amplifier, EDFA) เป็นที่รู้จักและนิยมนำมาใช้งานเป็นตัวขยายแสงมากที่สุดในช่วง C-Band (Conventional Band) ดังนั้นจะอธิบายรายละเอียดเฉพาะตัวขยายอีดีเอฟเอในหัวข้อที่ 2.5.1

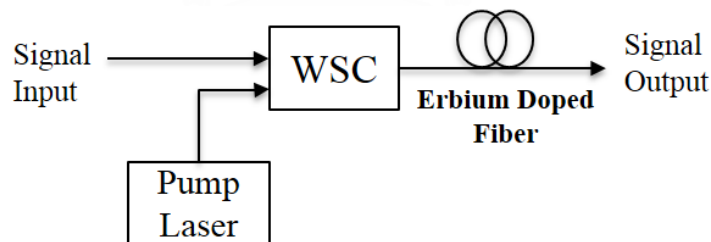
ผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเอเอสอี (Amplified Spontaneous Emission-Noise, ASE-Noise) ในหัวข้อที่ 2.5.2 และตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise Figure, NF) ในหัวข้อที่ 2.5.3 ตามลำดับ



รูปที่ 2.23 ตัวขยายก่อนภาครับ

2.4.1 ตัวขยายอีดีเอฟเอ (Erbium-Doped Fiber Amplifier, EDFA)

ตัวขยายอีดีเอฟเอเป็นตัวขยายแสงที่นิยมใช้งานมากที่สุด ใช้ขยายแสงในช่วงความยาวคลื่นแสง 1530-1560 nm ภายในประกอบด้วยอุปกรณ์ 3 ส่วนหลักดังแสดงในรูปที่ 2.24 [1] คือ 1) เส้นใยนำแสงที่ผลิตมาจากการโด๊ปแกนกลางด้วยธาตุเออร์เบียม (Erbium, Er^{3+}) ใช้เป็นตัวกลางแอ็กทีฟ (Active Medium), 2) เลเซอร์ปั๊ม (Pump laser) คอยป้อนกำลังแสงความยาวคลื่น 980 หรือ 1480 nm, และ 3) ตัวคู่ต่อเลือกความยาวคลื่น (Wavelength Selective Coupler, WSC) ใช้รวมแสงขาเข้า 1550 nm กับแสงจากเลเซอร์ปั๊ม โดยมีหลักการทำงานคือตัวกลางแอ็กทีฟต้องได้รับพลังงานจากปั๊มเลเซอร์ภายนอกอย่างต่อเนื่อง เพื่อให้สามารถขยายกำลังแสงขาเข้าให้กลายเป็นกำลังแสงขาออกที่มีกำลังมากขึ้น โดยสัดส่วนกำลังแสงขาออกต่อกำลังแสงขาเข้าเรียกว่าอัตราขยาย ดังสมการที่ (2.48) [1]



รูปที่ 2.24 โครงสร้างภายในตัวขยายอีดีเอฟเอ [1]

$$G = 10 \log \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right) \quad (2.48)$$

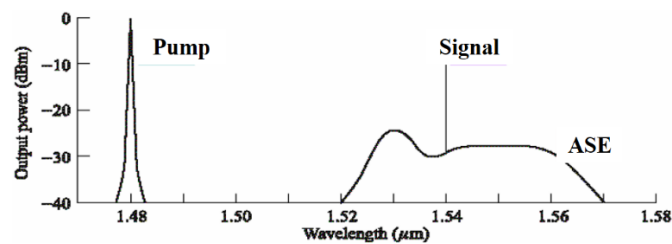
G : อัตราขยาย (dB)

P_{out} : กำลังแสงขาออก (mW)

P_{in} : กำลังแสงขาเข้า (mW)

2.4.2 สัญญาณรบกวนเอเอสอี (Amplified Spontaneous Emission-Noise, ASE-Noise)

สัญญาณรบกวนเอเอสอีเกิดจากปรากฏการณ์การปลดปล่อยแบบเกิดเองในตัวขยายอีดีเอฟ เอ สเปกตรัมแสงของสัญญาณรบกวนนี้มีลักษณะคล้ายรูปข้างดังแสดงในรูปที่ 2.25 [1] เป็นการบ่งบอกช่วงแบนวิดท์อัตราขยายอยู่ในช่วงความยาวคลื่น 1530-1560 nm จะเห็นได้ว่าเมื่อมีการใช้ตัวขยายอีดีเอฟเอทำให้เพิ่มระดับสัญญาณรบกวน (Noise Floor) มีผลทำให้ค่าอัตราส่วนกำลังสัญญาณแสงต่อกำลังสัญญาณรบกวน (Optical Signal to Noise Ratio, OSNR) นั้นมีค่าลดลงซึ่งจะทำให้เกิดอัตราบิดผิดพลาดเพิ่มขึ้นอีกด้วย



รูปที่ 2.25 สเปกตรัมแสงของเลเซอร์ปั๊มและสัญญาณรบกวนเอเอสอี [1]

สเปกตรัมแสงของสัญญาณรบกวนเอเอสอี สามารถคำนวณหาค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง (Power Spectral Density) ได้จากสมการที่ (2.49) [1]

$$S_{ASE} = h\nu n_{sp}[G-1] = P_{ASE} / \Delta\nu_{opt} \quad (2.49)$$

S_{ASE} : ค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง (W/Hz)

h : ค่าคงที่ของพลังค์ (Planck's constant) เท่ากับ 6.6256×10^{-34} (J.s)

ν : ความถี่ (Hz)

n_{sp} : ปัจจัยการแปลงประชากร (Population-inversion factor)

P_{ASE} : กำลังสัญญาณรบกวนเอเอสอี (mW)

$\Delta\nu_{opt}$: แบนด์วิดท์แสง (Hz)

ปัจจัยการเปลี่ยนแปลงประชากรสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.50) [1] โดยที่ n_1 และ n_2 คือความหนาแน่นของอิเล็กตรอนในระดับพลังงานต่ำและระดับพลังงานสูงตามลำดับ ในกรณีอุดมคติ n_{sp} เท่ากับ 1 แต่กรณีทั่วไปจะมีค่าอยู่ระหว่าง 1.4 ถึง 4 ขึ้นอยู่กับความยาวคลื่นแสงปั๊มเลเซอร์

$$n_{sp} = \frac{n_2}{n_2 - n_1} \quad (2.50)$$

เมื่อเพิ่มตัวขยายอดีเอฟเอเข้ามาในระบบมีผลทำให้สัญญาณรบกวนที่ภาครับเพิ่มขึ้นจากเดิมที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 2.2.1.2 จึงต้องพิจารณาผลรวมของสัญญาณรบกวนเอเอสอีเข้าไปด้วย ดังสมการที่ 2.51 ถึง 2.54 [1] ตามลำดับ

สัญญาณรบกวนควอนตัมเมื่อเพิ่มสัญญาณรบกวนเอเอสอี

$$\langle i^2_Q \rangle = \sigma^2_{Q-S} + \sigma^2_{Q-ASE} = 2qRGP_{in}B + 2qRP_{ASE}B \quad (2.51)$$

$\langle i^2_Q \rangle$: ค่าเฉลี่ยกำลังสองของกระแสสัญญาณรบกวนควอนตัม (A^2)

q : ค่าคงตัวประจุของอิเล็กตรอน (1.6×10^{-19} C)

R : Responsivity ของตัวตรวจจับแสง (A/W)

B : แบนด์วิดท์ไฟฟ้า (Hz)

ในขณะเดียวกันสัญญาณตี (Beat Signal) ระหว่างสัญญาณและสัญญาณรบกวนเอเอสอีจะผสมค่าความถี่แสงของสัญญาณข้อมูลกับค่าความถี่แสงของสัญญาณรบกวนให้ค่าความแปรปรวนสัญญาณรบกวนตี ดังสมการที่ (2.36) [1]

$$\sigma^2_{S-ASE} = 4(RGP_{in})(RS_{ASE}B) \quad (2.52)$$

นอกจากนี้ยังมีการผสมค่าความถี่แสงของสัญญาณรบกวนเอเอสอีกับตัวมันเอง ดังสมการที่ (2.53) [1]

$$\sigma^2_{ASE-ASE} = R^2 S^2_{ASE} (2\Delta\nu_{opt} - B)B$$

(2.53)

ดังนั้นค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนทั้งหมด (σ^2_{total}) จึงเป็นผลรวมของสัญญาณรบกวนทั้ง 5 เทอทดังสมการที่ (2.54) โดยรวมค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนจากความร้อนด้วยและในที่นี้ไม่สนใจสัญญาณรบกวนกระแสมืดซึ่งมีค่าต่ำมาก เมื่อเทียบกับสัญญาณรบกวนทั้งหมดที่กล่าวมาข้างต้น

$$\sigma^2_{total} = \sigma^2_T + \sigma^2_{Q-S} + \sigma^2_{Q-ASE} + \sigma^2_{S-ASE} + \sigma^2_{ASE-ASE} \quad (2.54)$$

2.4.3 ตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise Figure, NF)

ตัวเลขสัญญาณรบกวนของตัวขยายแสงคือ อัตราส่วนระหว่างสัญญาณกับสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio, SNR) ของกำลังแสงก่อนขยายต่อกำลังแสงหลังผ่านตัวขยาย ดังสมการที่ (2.39) [1] เป็นค่าที่บ่งบอกถึงการเสื่อมลงของอัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนเมื่อ

ส่งผ่านตัวขยายแสง ยิ่งตัวเลขนี้มีค่ามากหมายความว่าเป็นตัวขยายแสงที่ไม่ดีเพราะเพิ่มสัญญาณรบกวนเอเอสไอเข้าไปมาก เมื่อ η คือสัมประสิทธิ์ควอนตัม (Quantum Efficiency)

$$NF = \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}} \approx \frac{1 + 2\eta n_{sp}(G-1)}{G} \quad (2.56)$$



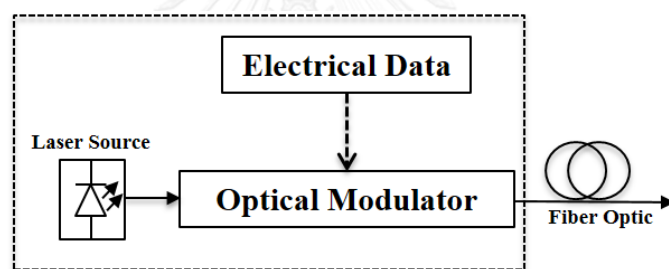
บทที่ 3

อุปกรณ์สำคัญที่ใช้ในโครงข่าย

ในบทนี้จะอธิบายถึงอุปกรณ์สำคัญต่างๆที่เลือกใช้กับงานวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้ทั้งระบบที่กล้าสัญญาณแบบโอโอเค และ ดีคิวิพีเอสเคประกอบไปด้วย 3 ส่วนหลักดังหัวข้อ 3.1 อุปกรณ์ภาคส่งสัญญาณแสง, 3.2 อุปกรณ์ภาครับสัญญาณแสง และ 3.3 สายส่งสัญญาณ

3.1 อุปกรณ์ภาคส่งสัญญาณแสง

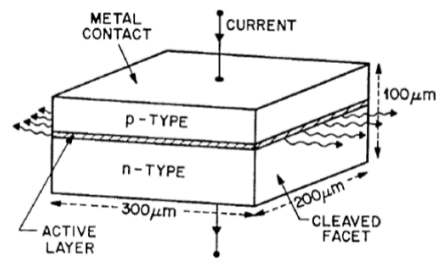
ภาคส่งสัญญาณแสงประกอบด้วยอุปกรณ์ 2 องค์ประกอบหลักคือ 1) แหล่งกำเนิดแสงเลเซอร์ (Laser Source) ทำหน้าที่สร้างคลื่นแสงต่อเนื่อง (Continuous Light Wave) และ 2) ตัวกล้ำสัญญาณแสง (Optical Modulator) ทำหน้าที่รวมสัญญาณข้อมูลไฟฟ้ากับคลื่นพาห์แสง ซึ่งหลักการกล้ำสัญญาณได้อธิบายไว้แล้วในหัวข้อที่ 2.1.1 ถึง 2.1.2 เพื่อส่งเข้าไปในเส้นใยนำแสงดังแสดงดังรูปที่ 3.1 โดยแต่ละองค์ประกอบมีรายละเอียดดังหัวข้อที่ 3.1.1 ถึง 3.1.2



รูปที่ 3.1 แผนภาพบล็อกองค์ประกอบหลักภาคส่งสัญญาณแสง

3.1.1 แหล่งกำเนิดแสงเลเซอร์ (Laser Source)

แหล่งกำเนิดแสงเลเซอร์ (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation, LASER) เลเซอร์ผลิตมาจากสารกึ่งตัวนำ 2 ชนิดซึ่งมีแบนด์แก๊ป (Bandgap) ที่แตกต่างกันมาต่อกันเป็นโครงสร้างที่มีความแตกต่างระหว่างรอยต่อ (Hetero Junction) โดยสารกึ่งตัวนำด้านหนึ่งจะถูกโด๊ปด้วยธาตุหมู่ 3 เป็นชนิดพี (P-type) และอีกด้านถูกโด๊ปด้วยธาตุหมู่ 5 เป็นชนิดเอ็น (N-type) ประกอบกันเกิดเป็นรอยต่อพีเอ็น (P-N Junction) ดังแสดงในรูปที่ 3.2 [2]

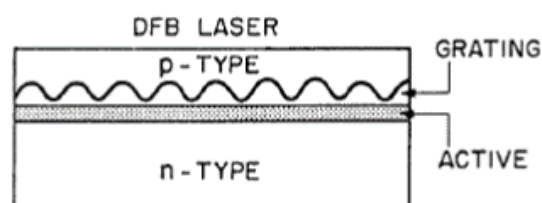


รูปที่ 3.2 โครงสร้างของแหล่งกำเนิดแสงเลเซอร์ [2]

การใช้งานแหล่งกำเนิดแสงเลเซอร์ให้เปล่งแสงได้นั้น ต้องป้อนแรงดันไบแอสไปข้างหน้า (Forward Bias) ให้กับรอยต่อพีเอ็น เพื่อให้บริเวณปลอดพาหะ (Depletion Region) แคบลง กลายเป็นบริเวณแอ็กทิฟและเปล่งลำแสงออกมาให้มีขนาดพอดีกับแกนกลางเส้นใยนำแสง โดยชนิดของสารกึ่งตัวนำจะเป็นตัวกำหนดความยาวคลื่นแสงที่เปล่งออกมาจากบริเวณแอ็กทิฟ แหล่งกำเนิดแสงเลเซอร์ที่นำมาใช้งานจำแนกได้เป็น 3 ชนิดหลักคือ 1) ฟาบริเพโรต์เลเซอร์ Fabry-Perot Laser, 2) ดีเอฟบีเลเซอร์ (Distributed FeedBack Laser (DFB Laser)) และ 3) ดีบีอาร์เลเซอร์ (Distributed Bragg Reflector Laser, (DBR Laser)) โดยเลเซอร์ที่นิยมใช้คือดีเอฟบีเลเซอร์ และดีบีอาร์เลเซอร์ ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

1) ดีเอฟบีเลเซอร์ (Distributed FeedBack Laser (DFB Laser))

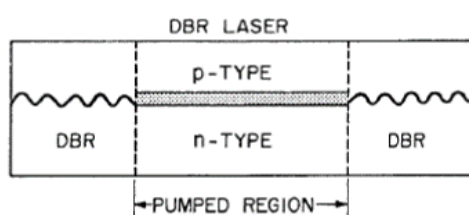
ดีเอฟบีเลเซอร์ มีโครงสร้างแบบความแตกต่างระหว่างรอยต่อคู่ (Double Hetero Junction) กล่าวคือชั้นแอ็กทิฟเป็นสารกึ่งตัวนำ InGaAsP (Indium Gallium Arsenide Phosphide) แทนที่โครงสร้างลักษณะเหมือนกระจกเรียงต่อกันตามยาวของโครงสร้างเรียกว่า เกรตติงแบรกก์ (Bragg Grating) ดังแสดงในรูปที่ 3.3 [2] เพื่อทำหน้าที่สะท้อนกลับแสงเฉพาะยอดคลื่นพ้อง (Resonance) ที่ต้องการทำให้แสงที่เปล่งออกมามีค่าความยาวคลื่นค่าใดค่าหนึ่งและมีสเปกตรัมที่แคบ ด้วยข้อดีที่กล่าวมานี้ทำให้ดีเอฟบีเลเซอร์ถูกนำมาใช้กับการส่งผ่านในเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานที่มีแกนกลางเล็กมาก และใช้เป็นแหล่งกำเนิดคลื่นแสงต่อเนื่องกับการกล้ำสัญญาณภายนอกพร้อมกับตัวกล้ำสัญญาณมัลติ-เซนเดอร์เป็นต้น



รูปที่ 3.3 โครงสร้างภายในของดีเอฟบีเลเซอร์

2) ดีบีอาร์เลเซอร์ (Distributed Bragg Reflector Laser (DBR Laser))

ดีปีอาร์เลเซอร์มีโครงสร้างคล้ายคลึงกับดีเอฟบีเลเซอร์ และใช้เกรตติงแบรกก์เช่นเดียวกันแต่จะอยู่ที่เฉพาะบริเวณขอบปลายด้านเดียวหรือทั้งสองปลายก็ได้ดังแสดงในรูปที่ 3.4 [2] เกรตติงนี้ทำหน้าที่เลือกยอดคลื่นพ้องให้เหลือเพียงยอดเดียว ข้อดีของดีปีอาร์เลเซอร์คือการแยกส่วนเกรตติงออกจากแอ็กทิฟ ทำให้สามารถปรับเลือกความยาวคลื่นแสงได้ในช่วงกว้างขึ้นกว่าดีเอฟบีเลเซอร์ ดังนั้นดีปีอาร์เลเซอร์จึงถูกประยุกต์มาใช้เป็นแหล่งกำเนิดแสงที่มีช่วงของความยาวคลื่นกว้าง เรียกว่าอุปกรณ์ชนิดนี้ว่า เลเซอร์ปรับค่าได้ (Tunable Laser) ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ดังแสดงในรูปที่ 3.5 เป็นแพลตฟอร์มของเลเซอร์ปรับค่าได้ของบริษัท Amonics โมดูล C-Band Tunable Laser ATL-C-16-AOCP-FA [17] ซึ่งเหมาะกับการใช้งานกล้ำสัญญาณเฟส



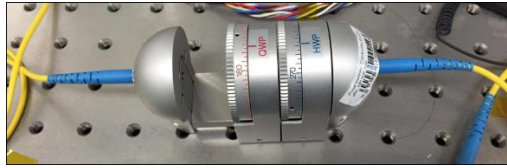
รูปที่ 3.4 โครงสร้างภายในของดีปีอาร์เลเซอร์



รูปที่ 3.5 แพลตฟอร์มเลเซอร์ปรับค่าได้ของบริษัท Amonics

3.1.2 ตัวควบคุมโพลาไรเซชัน (Polarization Controller)

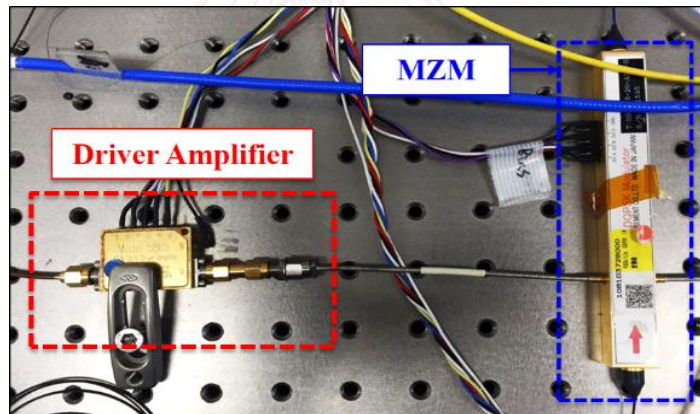
เนื่องจากตัวกล้ำสัญญาณแบบมัลติ-เซนเดอร์ซึ่งใช้การกล้ำสัญญาณรวมกับแสงที่ออกมาจากดีปีอาร์เลเซอร์มีสถานะโพลาไรเซชัน (State of Polarization) สถานะแสงเดียว ดังนั้นก่อนที่แสงจะเข้าสู่ตัวกล้ำสัญญาณแบบมัลติ-เซนเดอร์ จำเป็นต้องมีการปรับตั้งสถานะแสงให้เหมาะสมก่อน ซึ่งทำได้โดยใช้อุปกรณ์ ตัวควบคุมโพลาไรเซชันของบริษัท OPTOQUEST โมดูล (Cartridge series 2-state Polarization Controller) ดังแสดงในรูปที่ 3.6 [18] จะสามารถหาสถานะแสงที่เหมาะสมได้โดยปรับตั้งโพลาไรเซชันที่ประกอบด้วยสองวงแหวน คือ 1) Quarter Wave Plate (QWP) และ 2) Half Wave Plate (HWP) และวัดกำลังแสงจากมิเตอร์กำลังแสง (Optical Power Meter) ให้ได้ค่ากำลังแสงมากที่สุด หรือเมื่อกล้ำสัญญาณแล้วสามารถวิเคราะห์ได้จากแผนภาพรูปตา (Eye Diagram) ของสัญญาณจากเครื่อง Digital Communication Analyzer (DCA) ให้ได้ขนาดสัญญาณใหญ่ที่สุด



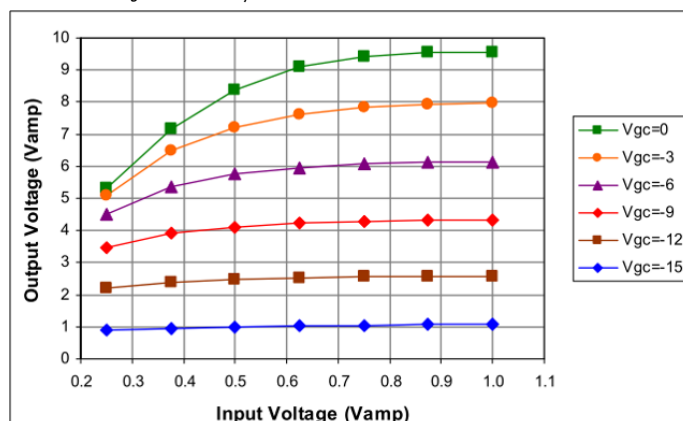
รูปที่ 3.6 ตัวควบคุมโพลาไรซ์เซชัน

3.1.3 ตัวกล้ำสัญญาณแบบโอโอเค (OOK Modulator)

หลักการกล้ำสัญญาณแบบโอโอเค ดังที่อธิบายไว้แล้วในหัวข้อที่ 2.1.1.1 อุปกรณ์ที่เลือกใช้คือตัวกล้ำสัญญาณมอดูเลเตอร์ โดยประยุกต์ใช้งานจากขาข้างหนึ่งเพียงข้างเดียวของตัวกล้ำสัญญาณแบบดีควิพีเอสเคดังแสดงในรูปที่ 3.7 และสัญญาณข้อมูลไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดแพทเทิน (Pattern Generator) ถูกส่งผ่านตัวขยายสัญญาณ (Driver Amplifier) ของบริษัท Picosecond Lab. โมเดล (5868 12.5 Gb/s Driver Amplifier) ก่อนที่จะเข้าสู่ตัวกล้ำสัญญาณ ซึ่งตัวขยายสัญญาณมีอัตราการขยายดังแสดงในรูปที่ 3.8 [19] รายละเอียดการปรับค่าติดตั้งต่างๆเพื่อใช้งานจะกล่าวถึงในหัวข้อที่ 4.1 ต่อไป



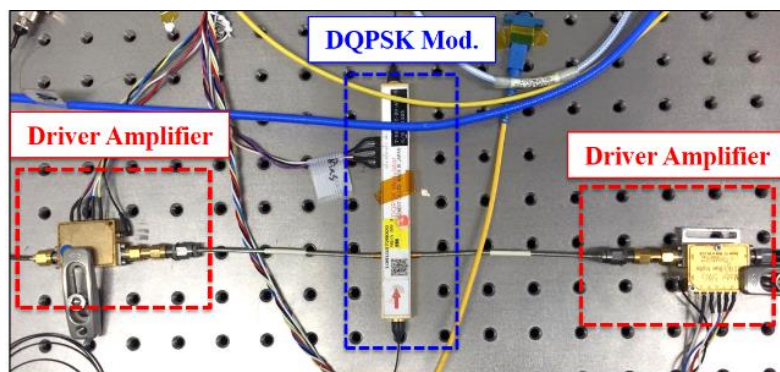
รูปที่ 3.7 ชุดตัวกล้ำสัญญาณแบบโอโอเค



รูปที่ 3.8 อัตราการขยายของตัวขยายของบริษัท Picosecond Lab. [19]

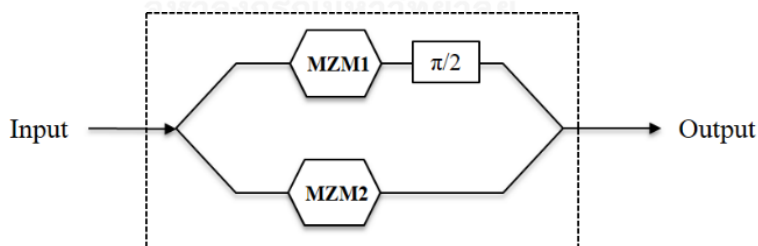
3.1.4 ตัวกล้ำสัญญาณแบบตึกิวพีเอสเค (DQPSK Modulator)

ตัวกล้ำสัญญาณแบบตึกิวพีเอสเคที่ใช้เป็นของบริษัท Sumitomo Corporation โมเดล T.SBX1.5-20-ADC-S-FK ดังแสดงในรูปที่ 3.9 [20] และผ่านตัวขยายสัญญาณโมเดลเดียวกันกับตัวกล้ำสัญญาณแบบโอโอเค เพื่อขยายสัญญาณจากเครื่องกำเนิดสัญญาณแพทเทินทั้งสองขา หลักการกล้ำสัญญาณแบบตึกิวพีเอสเคได้อธิบายไว้แล้วในหัวข้อที่ 2.1.2.4



รูปที่ 3.9 ชุดตัวกล้ำสัญญาณแบบตึกิวพีเอสเค

โครงสร้างภายในของตัวกล้ำสัญญาณแบบตึกิวพีเอสเคมีลักษณะเป็นมัลติ-เซนเดอร์ที่มีองค์ประกอบเหมือนกันสองตัวต่อขนานกัน และที่ขาข้างหนึ่งของตัวกล้ำสัญญาณแบบตึกิวพีเอสเคแทรกตัวเลื่อนเฟส (Phase Shifter) ไว้ดังแสดงในรูปที่ 3.10 [8] เพื่อทำหน้าที่ปรับตั้งให้สัญญาณ I กับ Q ตั้งฉากกันมีเฟสต่างกัน 90 องศา โดยหลักการติดตั้งใช้งานและการปรับตั้งค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 5.1

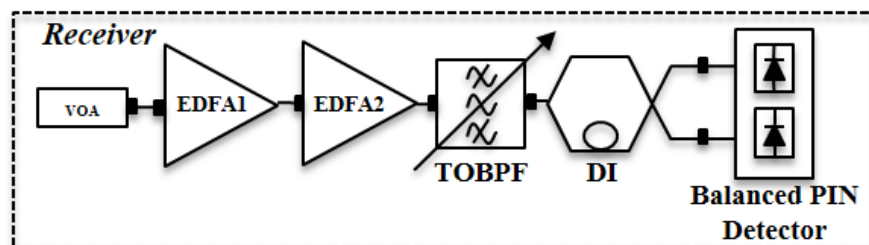


รูปที่ 3.10 โครงสร้างภายในตัวกล้ำสัญญาณแบบตึกิวพีเอสเค

3.2 อุปกรณ์ภาครับสัญญาณแสง

ภาครับสัญญาณแสงประกอบด้วยอุปกรณ์ 4 องค์ประกอบหลักดังแสดงในรูปที่ 3.11 ประกอบด้วย 1) ตัวลดทอนกำลังแสงแบบปรับค่าได้ (Variable Optical Attenuator, VOA), 2) ตัวขยายอีดีเอฟเอ (Erbium Doped-Fiber Amplifier, EDFA), 3) ตัวกรองสัญญาณเฉพาะย่านความถี่แสงแบบปรับค่าได้ (Tunable Optical Band Pass Filter, TOBPF), 4) ดีเลย์อินเตอร์เฟอโรมิเตอร์

(Delay Interferometer, DI) และ 5) ตัวตรวจจับแสงชนิดพีไอเอ็นแบบบาลานซ์ (Balanced PIN Photo Detector) โดยอุปกรณ์ดังกล่าวที่เลือกใช้มีรายละเอียดดังหัวข้อที่ 3.2.1 ถึง 3.2.5 ตามลำดับ

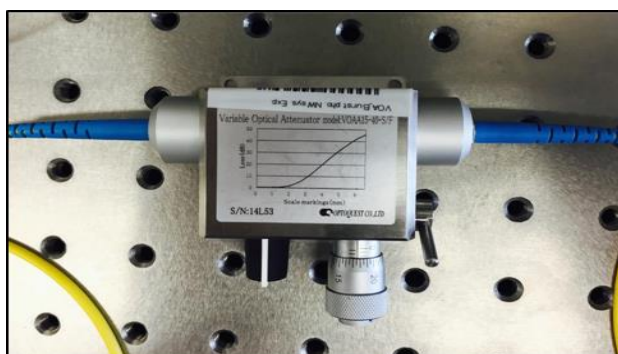


รูปที่ 3.11 แผนภาพบล็อกอุปกรณ์ภาครับสัญญาณแสง

3.2.1 ตัวลดทอนกำลังแสงแบบปรับค่าได้ (Variable Optical Attenuator, VOA)

ตัวลดทอนกำลังแสงแบบปรับค่าได้นำมาใช้เพื่อลดทอนกำลังแสงจากภาคส่งก่อนเข้าตัวขยายอิตีเอฟเอ เพื่อป้องกันไม่ให้อัตราแสงก่อนเข้าตัวขยายอิตีเอฟเอมีกำลังมากเกินไปซึ่งจะเป็นการเพิ่มตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise Figure) ของตัวขยายอิตีเอฟเอซึ่งได้อธิบายไว้แล้วในหัวข้อที่ 2.4.3 และเพื่อป้องกันไม่ให้อุปกรณ์ภาครับเช่นตัวตรวจจับแสงหรือเครื่องมือวัดเช่น DCA เสียหายจากกำลังแสงที่มากเกินไปซึ่งจำกัดที่อุปกรณ์เหล่านั้นสามารถรับได้ ยิ่งไปกว่านั้นตัวลดทอนกำลังแสงแบบปรับค่าได้ยังเป็นอุปกรณ์สำคัญสำหรับการวัดค่าอัตราบิดผิดพลาด โดยใช้เป็นตัวปรับค่ากำลังภาครับ (Receiver Power) ณ กำลังแสงค่าต่างๆเพื่อหาค่าอัตราบิดผิดพลาด

ตัวลดทอนกำลังแสงแบบปรับค่าได้ที่นำมาใช้คือชนิด Mechanical ของบริษัท OPTOQUEST โมเดล VOAA15-40-S/F ดังแสดงในรูปที่ 3.12 [21] ซึ่งมีข้อดีคือกำลังสูญเสียแทรกต่ำที่ 0.7 dB สามารถใช้งานร่วมกับหลายความยาวคลื่น และไม่มีผลต่อเฟสของสัญญาณจึงเหมาะกับการใช้งานในระบบตีควิพีเอสเคอีกทั้งยังมีความเสถียรสูง



รูปที่ 3.12 ตัวลดทอนกำลังแสงแบบปรับค่าได้

3.2.2 ตัวขยายอีดีเอฟเอ (Erbium Doped-Fiber Amplifier, EDFA)

ตัวขยายอีดีเอฟเอใช้เพื่อขยายสัญญาณแสงจากภาคส่งที่มีกำลังอ่อนลง ให้มีกำลังสูงพอที่ตัวตรวจจับแสงสามารถรับสัญญาณได้ ดังที่อธิบายรายละเอียดไว้แล้วในหัวข้อที่ 2.5.1 โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้ตัวขยายอีดีเอฟเอจำนวน 2 ตัว เพื่อลดปัญหาการลดทอนในเส้นใยนำแสงและเพิ่มสมรรถนะในการส่งสัญญาณให้ได้ไกลที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้โดยมีงบกำลังเหลือพอ ทำให้ที่ภาครับสามารถรับสัญญาณที่มีกำลังต่ำๆได้ ซึ่งการนำตัวขยายอีดีเอฟเอมาต่อกัน 2 ตัวแต่ละตัวทำหน้าที่ดังต่อไปนี้

ตัวขยายอีดีเอฟเอตัวแรกที่ใช้เป็นของบริษัท Amonics โมเดล AEDFA-PKT-DWDM-15-B-SC ดังแสดงในรูปที่ 3.13 [22] โดยใช้เป็นตัวขยายกำลังแบบอัตราขยายตายตัว (Fixed Gain) กล่าวคือจ่ายกระแสสูงสุดให้กับปั๊มเลเซอร์ เพื่อให้ได้อัตราขยายสูงสุดมีค่า >18 dB ที่ความยาวคลื่น 1550 nm [22] และตัวขยายอีดีเอฟเอดังกล่าวมีตัวเลขสัญญาณรบกวนปกติเท่ากับ 5.5 dB และสูงสุดเท่ากับ 6 dB [22]



รูปที่ 3.13 ตัวขยายอีดีเอฟเอของบริษัท Amonics

ตัวขยายอีดีเอฟเอตัวที่สองของบริษัท JDSU โมเดล mEDFA - A1 ดังแสดงในรูปที่ 3.14 [23] โดยใช้เป็นตัวขยายกำลังแบบปรับค่าอัตราขยาย (Variable Gain) ให้เหมาะสมกับตัวตรวจจับแสง กล่าวคือตัวตรวจจับแสงแบบบาลานซ์ที่ใช้ขึ้นนั้นต้องการกำลังแสงที่เหมาะสมกับการทำงานอยู่ที่ +8 dBm (ตัวตรวจจับแสงแต่ละ +4 dBm) แต่เนื่องจากกำลังแสงก่อนเข้าตัวขยายอีดีเอฟเอตัวแรกมีค่าประมาณ -30 dBm และอีดีเอฟเอตัวแรกมีอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 30 dB ซึ่งไม่เพียงพอต่อจุดทำงานที่ดีที่สุดของตัวตรวจจับแสง ดังนั้นจึงต้องเพิ่มตัวขยายอีดีเอฟเออีกหนึ่งตัวเพื่อใช้เป็นตัวควบคุมอัตราขยายสัญญาณให้ตรงตามจุดทำงานที่ดีที่สุดของตัวตรวจจับแสง ซึ่งตัวขยายอีดีเอฟเอของบริษัท JDSU มีอัตราขยายสูงสุด >25 dB และมีค่าตัวเลขสัญญาณรบกวน <5.5 dB [23]



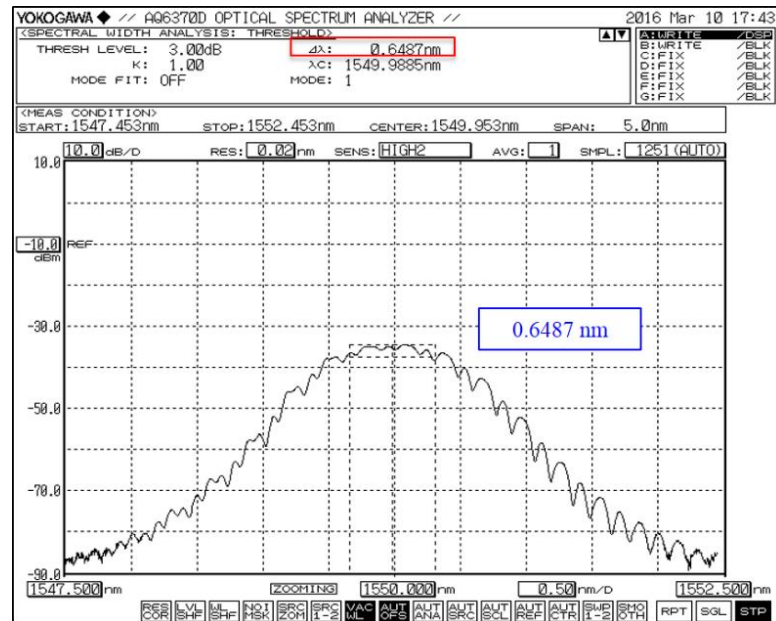
รูปที่ 3.14 ตัวขยายอิตีเอฟของ บริษัท JDSU

3.2.3 ตัวกรองสัญญาณเฉพาะย่านความถี่แสงแบบปรับค่าได้ (Tunable Optical Band Pass Filter, TOBPF)

ตัวกรองสัญญาณเฉพาะย่านความถี่แสงแบบปรับค่าได้ที่ใช้ของบริษัท OPTOQUEST ชนิด Micro Electro-Mechanical Systems Device (MEMs-Based) ดังแสดงในรูปที่ 3.15 โครงสร้างภายในเป็นกระจก 2 บานใช้ในการเปลี่ยนแปลงทิศทางเพื่อเลือกความยาวคลื่นแสง ซึ่งมีความกว้างสเปกตรัมเท่ากับ 0.6487 nm ดังแสดงในรูปที่ 3.16 การแทรกอุปกรณ์ตัวนี้เข้าไปหลังตัวขยายอิตีเอฟเอเพื่อลดระดับพื้นสัญญาณรบกวน (Noise Floor) ที่เกิดจากตัวขยายอิตีเอฟเอลงดังที่อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 2.4.2 โดยการตัดแบนด์ความถี่ที่ไม่ต้องการออกและปรับเลือกเฉพาะแถบความถี่ที่ต้องการส่งผ่านเท่านั้น สเปกตรัมแสงเมื่อผ่านตัวกรองเฉพาะย่านความถี่แบบปรับค่าได้แสดงไว้ในหัวข้อที่ 4.4.3.2 และ 5.3.2



รูปที่ 3.15 ตัวกรองสัญญาณเฉพาะย่านความถี่แสงแบบปรับค่าได้ของบริษัท OPTOQUEST



รูปที่ 3.16 สเปกตรัมของตัวกรองสัญญาณเฉพาะย่านความถี่แสงแบบปรับค่าได้

3.2.4 ดีเลย์อินเตอร์เฟอโรมิเตอร์(Delay Interferometer, DI)

ดีเลย์อินเตอร์เฟอโรมิเตอร์เป็นอุปกรณ์สำคัญในการแยกสัญญาณแบบหน่วงเวลา (Delay Demodulation) ดังที่อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 2.1.4.2 โดยใช้แยกสัญญาณตีควิพีเอสเคดัวที่ใช้เป็นของบริษัท Avensys โมเดล DPSK0995S40 ดังแสดงในรูปที่ 3.17 [24] โครงสร้างภายในเป็นเส้นใยนำแสงแยกเป็น 2 ทาง ที่มีความยาวแตกต่างกันดังที่อธิบายไว้ในหัวข้อ 2.1.4.2 เส้นทางข้างหนึ่งเป็นเส้นใยนำแสงทำความร้อน (Fiber Heater) มีลักษณะเป็นขดเมื่อจ่ายแรงดันไฟกระแสตรงให้กับขดเส้นใยนำแสงนี้จะสามารถควบคุมเฟสของสัญญาณเพื่อปรับเลือกสัญญาณ I หรือ Q ในการแยกสัญญาณและอีกหนึ่งเส้นทางเป็นเส้นทางหน่วงเวลาซึ่งมีความยาวมากกว่าเส้นทางแรกเท่ากับ 1 คาบพิตของสัญญาณดังสมการที่ (2.8)

ดีเลย์อินเตอร์เฟอโรมิเตอร์ที่เลือกใช้หน่วงเวลา (T_s) ได้เท่ากับ 100 ps ดังนั้นจึงเหมาะกับสัญญาณที่มีอัตราบิต 10 Gb/s เพราะสามารถหน่วงเวลาได้เต็ม 1 คาบพิตพอดี เพราะฉะนั้นการเลือกใช้ตัวอินเตอร์เฟอโรมิเตอร์ต้องสัมพันธ์กับอัตราบิตที่ใช้ในการส่งสัญญาณ



รูปที่ 3.17 ดีเลย์อินเตอร์เฟอโรมิเตอร์

เมื่อพิจารณาความยาวของทั้งสองเส้นทางในตัวดีเลย์อินเตอร์เฟอโรมิเตอร์ จากสมการที่ (2.10) และ (2.11) สามารถหาความยาวของสองเส้นทางได้ตั้งสมการที่ (3.1) และ (3.2) ตามลำดับ เมื่อกำหนดให้ค่าดัชนีหักเหประสิทธิผล (Effective Refractive Index n_{eff}) มีค่าเท่ากับ 1.5 และ ผลต่างเฟสของสองเส้นทาง ($\Delta\phi$) เท่ากับ $\pi/4$

เส้นทางหน่วงเวลา

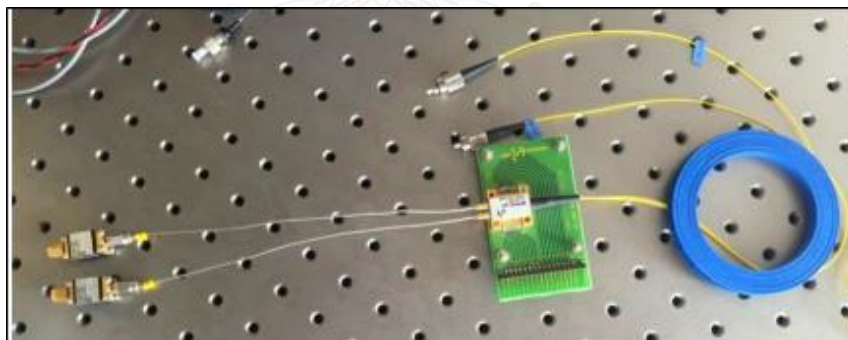
$$L + \Delta L = \frac{c \cdot T_s}{n_{eff}} = \frac{(3 \times 10^8 \text{ m/s}) \cdot (100 \text{ ps})}{1.5} = 2 \text{ cm} \quad (3.1)$$

เส้นทางเปลี่ยนแปลงเฟส

$$L = \frac{\Delta\phi \cdot \lambda}{2\pi n_{eff}} = \frac{(\pi/4) \cdot (1.55 \mu\text{m})}{2\pi(1.5)} = 0.129 \mu\text{m} \quad (3.2)$$

3.2.5 ตัวตรวจจับแสงพีไอเอ็นแบบบาลานซ์ (Balanced PIN Photo Detector)

ตัวรับแสงพีไอเอ็นแบบบาลานซ์ใช้ในการตรวจจับสัญญาณแสงแบบดิฟเฟอเรนเชียลอินเตอร์เฟอโรมิเตอร์ที่ใช้เป็นของบริษัท u²t Photonics โมเดล 43 Gb/s DPSK Photo Receivers BPRV2123(A) ดังแสดงในรูปที่ 3.18 [25] หลักการตรวจจับและแปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณข้อมูลไฟฟ้าอธิบายไว้ในหัวข้อที่ 2.1.4.2



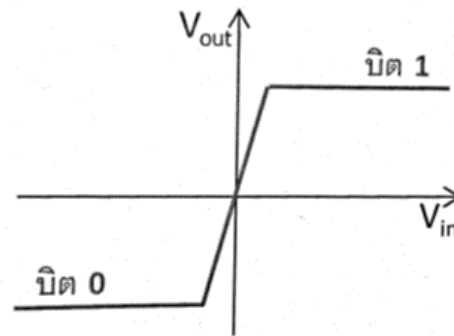
รูปที่ 3.18 ตัวตรวจจับแสงพีไอเอ็นแบบบาลานซ์

ภายในตัวตรวจจับแสงพีไอเอ็นแบบบาลานซ์มีอุปกรณ์ย่อยที่สำคัญคือ ตัวขยายดิฟเฟอเรนเชียล (Differential Amplifier) ที่ทำหน้าที่คำนวณด้วยการลบ (Subtract) สัญญาณจากตัวตรวจจับแสงทั้งสองตัวซึ่งเป็นแบบตัวขยายจำกัด (Limiting Amplifier) ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

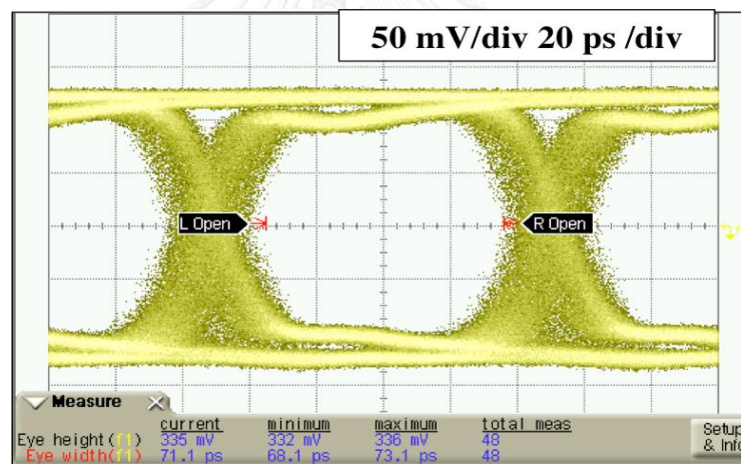
ตัวขยายจำกัด (Limiting Amplifier)

ตัวขยายจำกัดเป็นตัวขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Amplifier) กล่าวคือมีแรงดันขาออกกับแรงดันขาเข้าไม่เป็นเส้นตรงตลอด แต่จำกัดค่าแรงดันขาออกไว้ที่สองระดับคือสูงกับต่ำสำหรับ

ข้อมูลบิต 1 และ บิต 0 ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 3.19 [26] ถ้าสัญญาณขาเข้ามีค่าน้อยตัวขยายจะมีอัตราขยายคงที่และทำงานอยู่ในช่วงเชิงเส้น แต่ถ้าสัญญาณขาเข้าเพิ่มมากขึ้นตัวขยายจะให้สัญญาณขาออกคงที่เป็นสองระดับแทน ซึ่งมีข้อดีคือช่วยกำจัดสัญญาณรบกวนออกไปจากสัญญาณข้อมูลได้ ตัวขยายชนิดนี้จึงเป็นที่นิยมใช้งานสำหรับการขยายสัญญาณดิจิทัล สัญญาณขาออกจากตัวตรวจจับแสงพีไอเอ็นแบบบาลานซ์แสดงดังรูปที่ 3.20



รูปที่ 3.19 กราฟคุณลักษณะของตัวขยายจำกัด [26]



รูปที่ 3.20 สัญญาณไฟฟ้าขาออกของตัวตรวจจับแสงพีไอเอ็นแบบบาลานซ์

3.3 สายส่งสัญญาณ (Transmission Line)

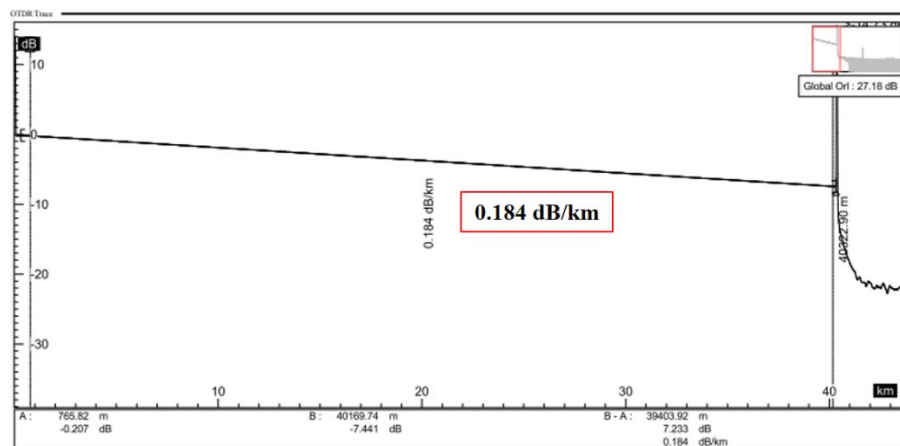
ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง (Optical Fiber Communication) ใช้สายส่งสัญญาณเป็นเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานเป็นหลัก ดังที่อธิบายไว้ในหัวข้อ 2.2 ซึ่งในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงคุณลักษณะเฉพาะตามมาตรฐานของเส้นใยนำแสงที่ใช้ รวมไปถึงการวัดค่าพารามิเตอร์สำคัญของเส้นใยนำแสงเพื่อนำมาใช้ในการคำนวณของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

3.3.1 เส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน (Standard Single Mode Fiber, SSMF)

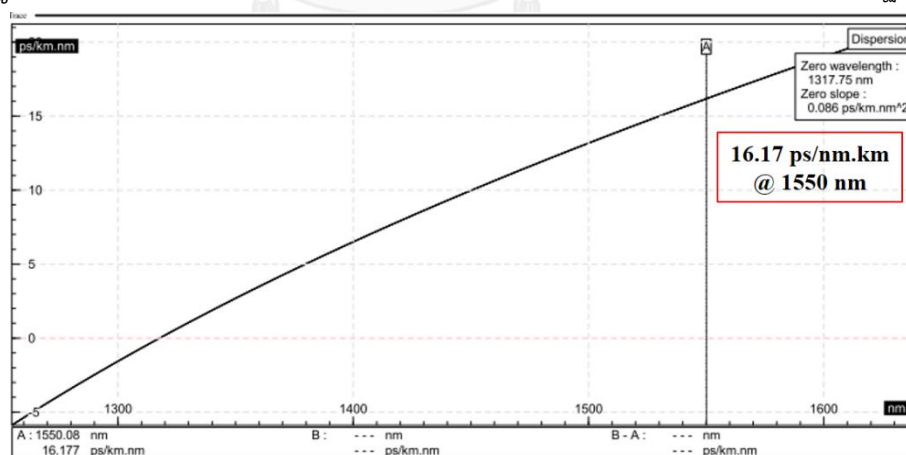
เส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานที่นำมาใช้ในการวิจัยนั้น เลือกใช้เส้นใยนำแสงตามมาตรฐาน ITU-T G.652 [12] ผลิตจากแก้วซิลิกา (SiO_2) โดยในมาตรฐานได้กำหนดค่าพารามิเตอร์

สำคัญ 2 ค่าคือ 1) สัมประสิทธิ์การลดทอน (Attenuation Coefficient) ใกล้เคียงกับ 0.2 dB/km ที่ความยาวคลื่น 1550 nm และ 2) ค่าโครมาติกดิสเพอร์ชัน (Chromatic Dispersion) ใกล้เคียงกับ 16.5 ps/nm.km ที่ความยาวคลื่น 1550 nm

จากการทดลองใช้เครื่องมือวัดค่า Optical Time Domain Reflectometer (OTDR) ของบริษัท JDSU โมเดล MTS8000 [27] เพื่อทำการวัดค่าสัมประสิทธิ์การลดทอน ผลการวัดแสดงดังรูปที่ 3.21 จากภาพจะเห็นได้ว่าค่าความชันของเส้นกราฟแสดงค่าสัมประสิทธิ์การลดทอน ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.184 dB/km ที่ความยาวคลื่น 1550 nm และวัดค่าโครมาติกดิสเพอร์ชันผลการวัดแสดงดังรูปที่ 3.22 มีค่าเท่ากับ 16.17 ps/nm.km ที่ความยาวคลื่น 1550 nm



รูปที่ 3.21 ผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนของเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน

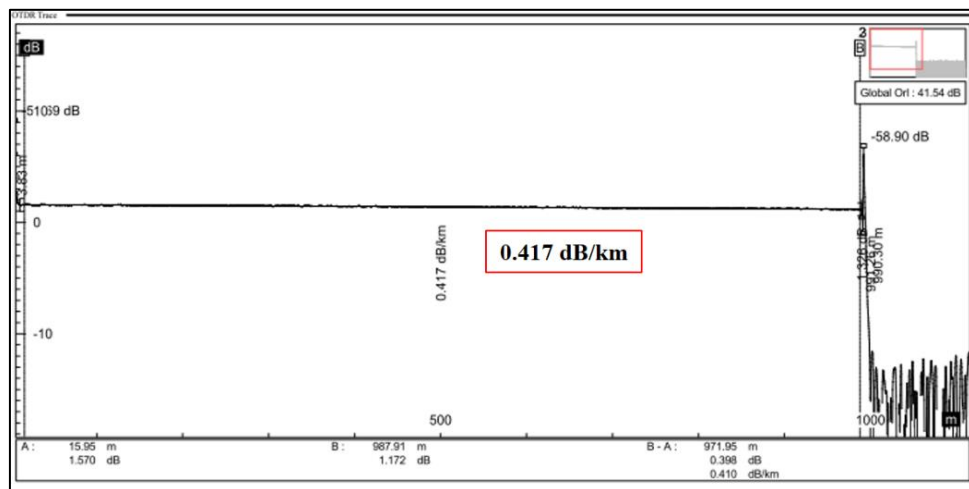


รูปที่ 3.22 ผลการวัดค่าโครมาติกดิสเพอร์ชันของเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน

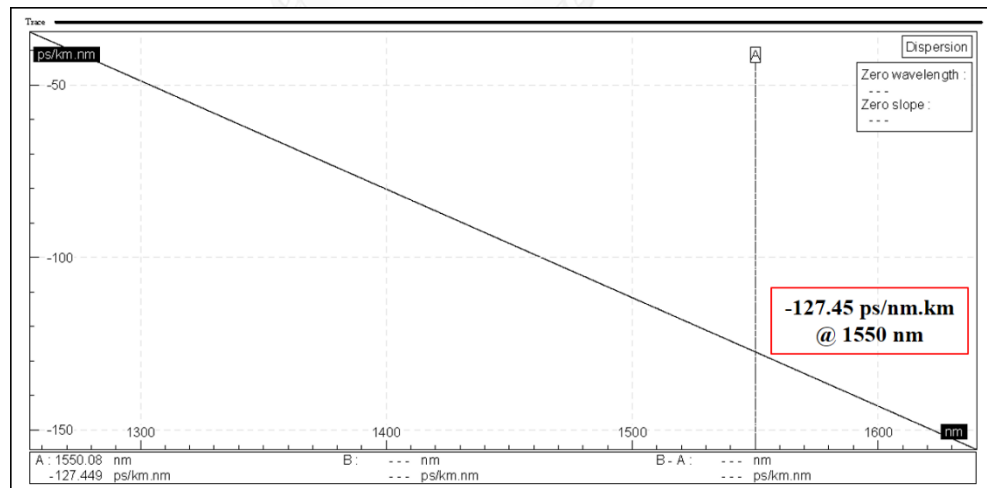
3.3.2 เส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชัน (Dispersion Compensating Fiber, DCF)

เส้นใยนำแสงอีกหนึ่งชนิดที่ใช้กับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือ เส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชัน ใช้เพื่อลดค่าโครมาติกดิสเพอร์ชันสะสมเมื่อส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานในระยะ

ทางไกล ดังที่อธิบายไว้ให้หัวข้อที่ 2.2.3 ทำการวัดค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนโดยใช้เครื่องมือวัด เช่นเดียวกับเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน ผลการวัดแสดงดังรูปที่ 3.23 ซึ่งมีค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนเท่ากับ 0.417 dB/km ที่ความยาวคลื่น 1550 nm และผลการวัดค่าโครมาติกดิสเพอร์ชันแสดงดังรูปที่ 3.24 มีค่าโครมาติกดิสเพอร์ชันเท่ากับ -127.45 ps/nm.km ที่ความยาวคลื่น 1550 nm จะเห็นได้ว่าเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชันมีค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนสูงกว่าเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน ดังนั้นการใช้งานเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชันต้องพิจารณาบ่งกำลังของระบบด้วย



รูปที่ 3.23 ผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนของเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชัน



รูปที่ 3.24 ผลการวัดค่าโครมาติกดิสเพอร์ชันของเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชัน

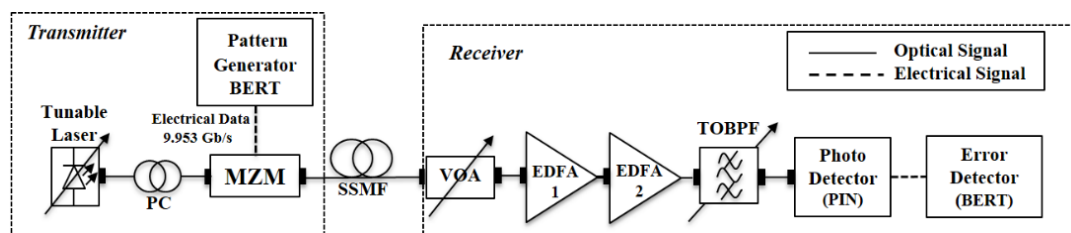
บทที่ 4

การทดลองสมรรถนะตัวรับส่งสัญญาณแสงแบบโอโอเค

ในบทนี้แสดงถึงการทดลองสมรรถนะของระบบรับส่งสัญญาณแสงแบบโอโอเค ซึ่งประกอบด้วย 3 หัวข้อคือ 4.1 การติดตั้งภาคส่งและภาครับระบบส่งสัญญาณแสงแบบโอโอเค อธิบายถึงหลักการใช้งานการปรับตั้งค่าพารามิเตอร์ต่างๆ, 4.2 การวิเคราะห์เกณฑ์กำหนดสมรรถนะทำการคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เป็นตัวกำหนดสมรรถนะของระบบดังกล่าวไว้ในหัวข้อที่ 2.3 เปรียบเทียบกับการวัดค่าจากเครื่องมือวัด และ 4.3 การส่งผ่านสัญญาณในเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานที่ระยะทางต่างๆ ศึกษาผลกระทบที่มีต่อสัญญาณด้วยการวิเคราะห์แผนภาพรูปตา, วิเคราะห์สเปกตรัมแสงเมื่อแทรกตัวขยายอีดีเอฟเอ และวัดค่าอัตราบิดผิดพลาดในกรณีต่างๆ

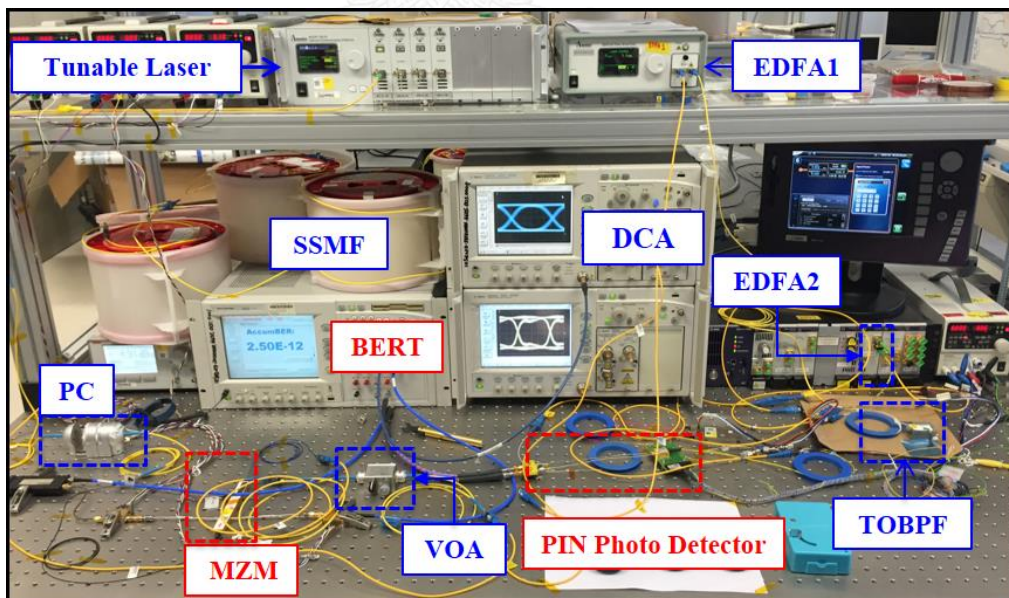
4.1 การติดตั้งภาคส่งและภาครับระบบส่งสัญญาณแสงแบบโอโอเค (OOK Experimental Setups)

การเชื่อมต่ออุปกรณ์ต่างๆเพื่อติดตั้งใช้งานภาคส่งและภาครับระบบส่งสัญญาณแสงแบบโอโอเค แสดงดังรูปที่ 4.1 ภาคส่งประกอบด้วย 1) เลเซอร์ปรับค่าได้ (Tunable Laser) ทำหน้าที่กำเนิดคลื่นแสงต่อเนื่องที่มีความยาวคลื่น 1550 nm และมีกำลังแสงสูงสุดที่ +16 dBm [17], 2) ตัวควบคุมโพลาไรเซชัน (Polarization Controller, PC) ใช้เพื่อปรับตั้งแกนโพลาไรเซชันของแสงจากแหล่งกำเนิดให้มีแกนโพลาไรซ์เหมาะสมกับตัวก้ำสัญญาณมัค-เซนเดอร์ ดังที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 3.1.2 , 3) เครื่องกำเนิดสัญญาณแพทเทิน (Pattern Generator) จากเครื่อง BERT (Bit Error Rate Tester) ทำหน้าที่สร้างสัญญาณข้อมูลไฟฟ้าอัตราบิต 9.953 Gb/s ตามมาตรฐาน SONET/SDH (Synchronous Optical Network/Synchronous Digital Hierarchy) OC-192/STM-64 (Optical Synchronous Transport Module-64) [12] รูปแบบ PRBS (Pseudo-Random Binary Sequence) ความยาว 2^{23} บิต ขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณเท่ากับ 600 mV_{p-p} และ 4) ตัวก้ำสัญญาณมัค-เซนเดอร์ (Mach-Zehnder Modulator, MZM) ใช้ก้ำสัญญาณข้อมูลไฟฟ้ากับแสงก่อนส่งผ่านเส้นใยนำแสง



รูปที่ 4.1 แผนภาพบล็อกของระบบรับส่งสัญญาณแสงแบบโอโอเค

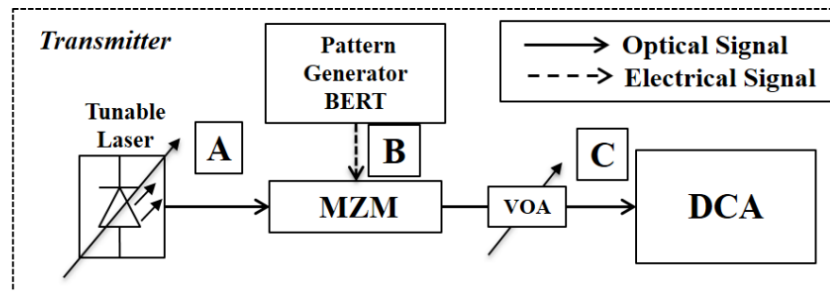
จากรูปที่ 4.1 ภาครับประกอบด้วย 1) ตัวลดทอนกำลังแสงแบบปรับค่าได้ (Variable Optical Attenuator, VOA) ใช้ในการลดทอนกำลังแสงก่อนเข้าตัวขยายอีดีเอฟเอ เพื่อป้องกันไม่ให้กำลังขาเข้าของตัวขยายอีดีเอฟเอมากเกินไปเพื่อหลีกเลี่ยงการเพิ่มตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise Figure, NF) ของระบบดังอธิบายไว้ในหัวข้อที่ 3.2.2 และใช้เพื่อปรับค่ากำลังภาครับ (Receiver Power) ในการวัดค่าอัตราบิดผิดพลาด, 2) ตัวขยายอีดีเอฟเอ 2 ตัว ตัวขยายอีดีเอฟเอ (Erbium Doped Fiber Amplifier, EDFA) ใช้เพื่อขยายสัญญาณแสงจากต้นทางที่มีกำลังอ่อนลง เพื่อให้มีกำลังเพียงพอต่อจุดทำงานของตัวตรวจจับแสง โดยอีดีเอฟเอตัวแรกใช้เป็นอัตราขยายตายตัว (Fixed Gain) ของบริษัท Amornics และตัวขยายอีดีเอฟเอตัวที่ 2 ของบริษัท JDSU ใช้ปรับค่าอัตราขยาย (Variable Gain) ให้ได้กำลังแสงขาออกเท่ากับ +4 dBm [25] เป็นไปตามจุดทำงานที่ดีที่สุดของตัวตรวจจับแสงแบบพีไอเอ็น, 3) ตัวกรองสัญญาณเฉพาะย่านความถี่แสงแบบปรับค่าได้ (Tunable Optical Band Pass Filter, TOBPF) ใช้เพื่อลดผลกระทบของสัญญาณรบกวนเอเอสอีที่เกิดจากตัวขยายอีดีเอฟเอ 4) ตัวตรวจจับแสงแบบพีไอเอ็น (PIN Photo Detector) ทำหน้าที่แปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณข้อมูลไฟฟ้า ในการทดลองนี้นำตัวตรวจจับแสงแบบบาลานซ์มาใช้โดยเลือกใช้งานที่ขาข้างใดข้างหนึ่งและทำการควบคุมแรงดัน Amplifier Threshold Control Positive (V_{THCP}) [25] ในการแยกสัญญาณ [5] และ 5) Error Detector จากเครื่อง BERT ใช้เพื่อวัดค่าอัตราบิดผิดพลาด อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองทั้งหมดบนโต๊ะทดลองแสดงดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 อุปกรณ์และเครื่องมือวัดที่ใช้ในการทดลองภาครับส่งสัญญาณแสงแบบโอไอเค

4.1.1 การปรับตั้งภาคส่งสัญญาณแสงแบบโอไอเค

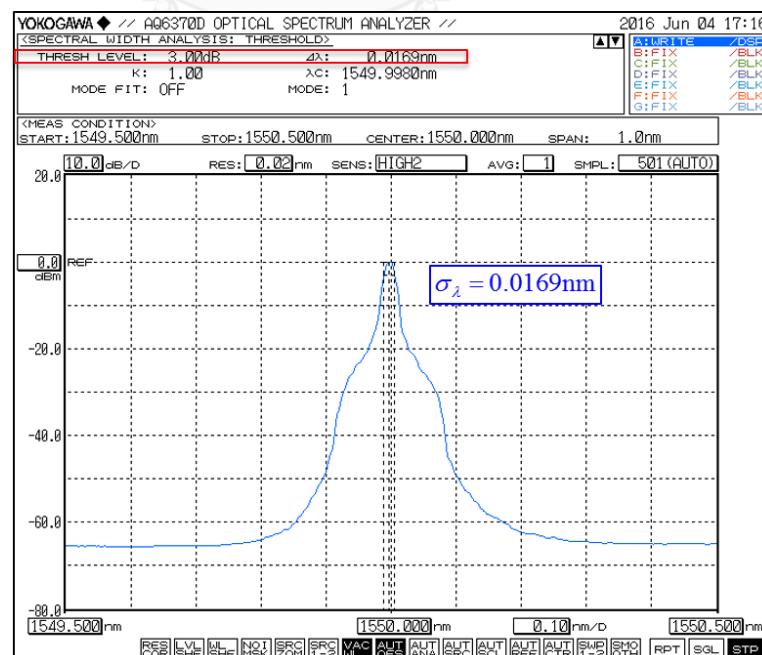
ในหัวข้อนี้แสดงถึงการปรับตั้งภาคส่งสัญญาณ ณ ตำแหน่งต่างๆ ทั้งสัญญาณแสงและสัญญาณไฟฟ้าดังแสดงในรูปที่ 4.3 แบ่งเป็น 3 ตำแหน่งดังนี้ 1) ตำแหน่ง A สเปกตรัมแสงของเลเซอร์ปรับค่าได้, 2) ตำแหน่ง B สัญญาณข้อมูลไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดสัญญาณแพทเทิน และ 3) ตำแหน่ง C สัญญาณแสงขาออกจากตัวกล้ำสัญญาณมัลติ-เซนเดอร์



รูปที่ 4.3 การวัดสัญญาณ ณ ตำแหน่งต่างๆของภาคส่งสัญญาณแสงแบบโอไอเค

ตำแหน่ง A

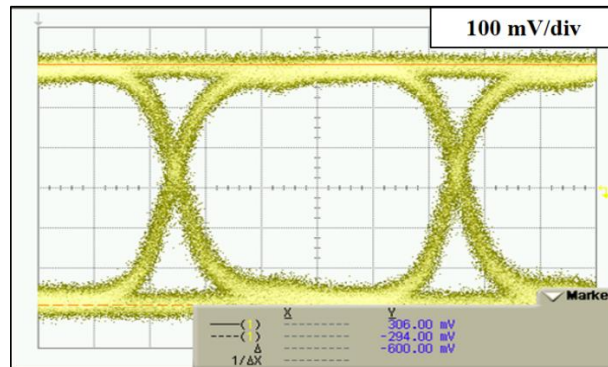
ทำการวัดค่าสเปกตรัมของเลเซอร์จากแหล่งกำเนิดแสงเลเซอร์ปรับค่าได้ด้วยเครื่องมือวัด Optical Spectrum Analyzer (OSA) ซึ่งมีค่า Resolution Bandwidth ต่ำสุดเท่ากับ 0.02 nm [28] วัดความกว้างสเปกตรัม (Spectral Width) ที่ตำแหน่ง 3 dB มีค่าเท่ากับ 0.0169 nm ผลการวัดแสดงดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 สเปกตรัมของเลเซอร์ปรับค่าได้ ณ ตำแหน่ง A

ตำแหน่ง B

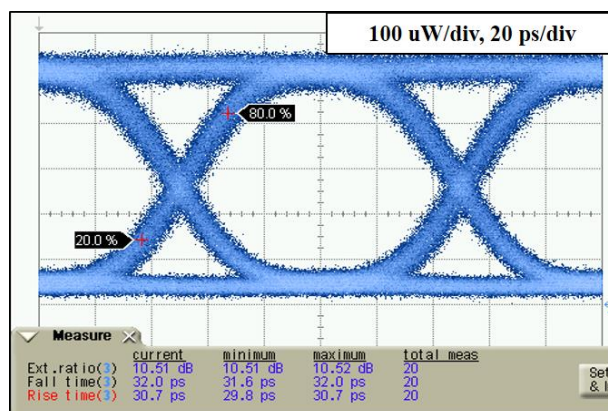
ทำการวัดแผนภาพรูปตาสัญญาณข้อมูลไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดสัญญาณแพทเทินที่อัตราบิต 9.953 Gb/s (OC-192/STM 64) [29] รูปแบบ PRBS 2^{23} บิต ขนาดแอมพลิจูด 600 mV_{p-p} ด้วยเครื่อง DCA (Digital Communication Analyzer) ที่พอร์ทไฟฟ้า (Electrical Port) ผลการวัดแสดงดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 สัญญาณข้อมูลไฟฟ้าขาออกจากเครื่องกำเนิดสัญญาณแพทเทินที่ตำแหน่ง B

ตำแหน่ง C

ทำการวัดแผนภาพรูปตาของสัญญาณแสงขาออกจากตัวกล้าสัญญาณมัลติ-เซนเดอร์ด้วยเครื่อง DCA ที่พอร์ทแสง (Optical Port) โดยวัดที่กำลังแสงเฉลี่ยเท่ากับ -5 dBm ซึ่งผ่านการลดทอนกำลังแสงด้วยตัวลดทอนกำลังแสงแบบปรับค่าได้ เพื่อรักษาระดับกำลังแสงในการวัดให้คงที่ และทำการวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้ 1) อัตราส่วนเอ็กทิงกชัน (Extinction Ratio) มีเท่ากับ 10.52 dB, 2) เวลาขาขึ้น (Rise-time) เท่ากับ 30.7 ps และ 3) เวลาขาลง (Fall-time) เท่ากับ 32 ps ผลการวัดแสดงดังรูปที่ 4.6



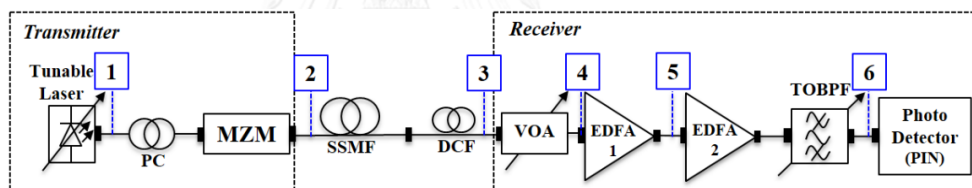
รูปที่ 4.6 แผนภาพรูปตาสัญญาณขาออกของตัวกล้าสัญญาณมัลติ-เซนเดอร์

4.2 การวิเคราะห์เกณฑ์กำหนดสมรรถนะ (Performance Criteria Analysis)

การวิเคราะห์เกณฑ์กำหนดสมรรถนะของระบบส่งสัญญาณแบบโอไอเคทำเพื่อพิจารณาประสิทธิภาพในการส่งและรับสัญญาณของระบบ รวมไปถึงหาค่าขอบเขตขีดจำกัดต่างๆของระบบ ดังที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 2.3 โดยในการทดลองสมรรถนะของตัวรับส่งสัญญาณแสงแบบโอไอเค ได้ทำการวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่เป็นเกณฑ์กำหนดสมรรถนะดังนี้ 1) การวิเคราะห์หงบกำลัง (Power Budget Analysis) และ 2) การวิเคราะห์หงบเวลาขาขึ้น (Rise-time Budget Analysis) รายละเอียดดังหัวข้อที่ 4.2.1 และ 4.2.2 ตามลำดับ

4.2.1 การวิเคราะห์หงบกำลัง (Power Budget Analysis)

การวิเคราะห์หงบกำลังเป็นการคำนวณกำลังสูญเสียระหว่างทาง (Link Power Loss) จากภาคส่งถึงภาครับ เพื่อนำไปหาค่าระยะทางสูงสุดที่สามารถส่งสัญญาณได้ โดยที่กำลังแสงยังคงเพียงพอต่อการตรวจจับของตัวตรวจจับแสงได้ดังที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 2.3.1 กำลังสูญเสียทั้งหมดในโครงข่ายเกิดจาก การลดทอนในเส้นใยนำแสง (Fiber Attenuation) และกำลังสูญเสียแทรก (Insertion Loss I_L) จากอุปกรณ์ต่างๆ



รูปที่ 4.7 แผนภาพบล็อกตำแหน่งที่ทำการวัดกำลังแสงของระบบส่งสัญญาณแสงแบบโอไอเค

จากรูปที่ 4.7 แสดงตำแหน่งต่างๆที่ทำการวัดกำลังแสงของระบบส่งสัญญาณแสงแบบโอไอเค โดยวัดกำลังแสงด้วยมิเตอร์กำลังแสง (Optical Power Meter) ของบริษัท THORLABS รุ่น PM320E [30] ดังแสดงในรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 มิเตอร์วัดกำลังแสงของบริษัท THORLABS

ในการทดลองใช้ตัวขยายอดีเอฟเอมาแทรก 2 ตัว โดยตัวขยายอดีเอฟเอตัวแรกมีอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ >18 dB [22] และตัวขยายอดีเอฟเอตัวที่สองมีอัตราขยายสูงสุด >25 dB [23] ทำให้สามารถเพิ่มงบกำลังได้มากขึ้น ค่ากำลังแสง ณ ตำแหน่งต่างๆแสดงในตารางที่ 4.1 และกำลังสูญเสียแทรกในแต่ละอุปกรณ์แสดงในตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.1 ผลการวัดค่ากำลังแสง ณ ตำแหน่งต่างๆ

กำลังแสง ณ ตำแหน่ง	ค่าที่วัดได้ (dBm)
1. กำลังแสงจากเลเซอร์ปรับค่าได้	+16 dBm
2. กำลังแสงส่ง (P_S)	+8 dBm
3. ค่าความไวภาครับ (P_R)	-41.4 dBm
4. กำลังแสงขาเข้าตัวขยายอดีเอฟเอ 1	-42.5 dBm
5. กำลังแสงขาเข้าตัวขยายอดีเอฟเอ 2	-22.5 dBm
6. กำลังแสงก่อนเข้าตัวตรวจจับแสง	+4 dBm

หมายเหตุ ณ ตำแหน่งที่ 1 ไม่สามารถวัดกำลังได้ด้วยมิเตอร์วัดกำลังแสงเนื่องจากเกินขีดจำกัดค่ากำลังแสงสูงสุดที่มิเตอร์กำลังแสงสามารถรับได้ที่ +13 dBm [30]

ค่าความไวภาครับ (P_R) ณ ตำแหน่งที่ 3 คำนวณจากค่ากำลังแสงที่เหมาะสมกับจุดทำงานของตัวตรวจจับแสงที่ +4 dBm [25] และเพิ่มอัตราขยายของอดีเอฟเอทั้งสองตัวโดยคิดกำลังสูญเสียแทรกของอุปกรณ์ภาครับรวมถึงกำลังสูญเสียทั้งหมดที่หัวต่อ (Connector Loss, I_c) ดังสมการที่ (4.1)

$$P_R = P_{PIN} - I_{L,TOBPF} - G_{EDFA2} - G_{EDFA1} - I_{L,VOA} - \sum I_c \quad (4.1)$$

P_{PIN} : กำลังแสงที่จุดทำงานของตัวตรวจจับแสง (+4 dBm)

$I_{L,TOBPF}$: กำลังสูญเสียแทรกตัวกรองความถี่เฉพาะย่านแสงแบบปรับค่าได้ (0.7 dB)

G_{EDFA1} : อัตราขยายสูงสุดของตัวขยายอดีเอฟเอ 1 (20 dB)

G_{EDFA2} : อัตราขยายสูงสุดของตัวขยายอดีเอฟเอ 2 (25 dB)

$I_{L,VOA}$: กำลังสูญเสียแทรกตัวลดทอนกำลังแสงแบบปรับค่าได้ (0.7 dB)

I_c : กำลังสูญเสียที่หัวต่อ (0.2 dB/ตัว)

ตารางที่ 4.2 กำลังสูญเสียในอุปกรณ์

อุปกรณ์	กำลังสูญเสีย
1. ตัวควบคุมโพลาไรเซชัน [18]	0.7 dB
2. ตัวกล้ำสัญญาณมัลติ-เซนเดอร์ [20]	7 dB
3. กำลังลดทอนในเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยว มาตรฐาน	0.184 dB/km
4. กำลังลดทอนในเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิส เพอร์ชัน	0.417 dB/km
5. ตัวลดทอนกำลังแสงแบบปรับค่าได้ [21]	0.7 dB
6. ตัวกรองเฉพาะย่านความถี่แสงแบบปรับค่าได้	0.7 dB
7. หัวต่อ (Connector)	0.2 dB

ดังนั้นเมื่อนำเอาค่ากำลังส่ง (P_S) และค่าความไวภาครับ (P_R) มาคำนวณบกำลังตามสมการวงกำลัง จะสามารถค่างบกำลัง (P_T) ดังสมการที่ (4.2)

$$P_T = P_S - P_R = (+8\text{dBm}) - (-41.4\text{dBm}) = 49.4\text{dB} \quad (4.2)$$

จากนั้นนำค่างบกำลังของระบบมาหาระยะทางสูงสุดที่สามารถส่งสัญญาณได้ร่วมกับเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชันมีค่าดังต่อไปนี้

ระยะทางสูงสุดเมื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานและเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชัน

จากสมการที่ (2.28) สามารถคำนวณอัตราส่วนระหว่างความยาวของเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชันต่อความยาวเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน (L_{DCF} / L_{SSMF}) มีค่าประมาณ 1:8 เมื่อนำไปแทนค่าในสมการที่ (2.29) จะสามารถหาระยะทางสูงสุดที่สามารถส่งสัญญาณเป็นไปตามสมการที่ (4.3) ถึง (4.6)

$$P_T = \alpha_{SSMF} \cdot L_{SSMF} + \alpha_{DCF} \cdot \frac{L_{SSMF}}{8} + \sum l_c + SM \quad (4.3)$$

α_{SSMF} : ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนของ SSMF มีค่าเท่ากับ 0.184 dB/km

α_{DCF} : ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนของ DCF มีค่าเท่ากับ 0.417 dB/km

SM : System Margin มีค่าเท่ากับ 6 dB

จากสมการที่ (4.3) เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆลงในสมการจะสามารถหาค่าระยะทางสูงสุดของเส้นใยนำแสงโหมดเดียวมาตรฐานได้ดังนี้

$$P_T - \sum l_c - SM = (0.184\text{dB/km})(L_{SSMF}) + \left(\frac{0.417\text{dB/km}}{8}\right)(L_{SSMF}) \quad (4.4)$$

$$L_{SSMF} = \frac{P_T - \sum l_c - SM}{(0.236\text{dB/km})} = \frac{(49.4 - 2(0.2) - 6)(\text{dB})}{(0.236\text{dB/km})} = 182.2\text{km} \quad (4.5)$$

เมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (2.28) สามารถหาระยะทางของเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชันได้ดังนี้

$$L_{DCF} = \frac{|D_{SSMF}| \cdot L_{SSMF}}{|D_{DCF}|} = \frac{(16.17\text{ps/nm.km}) \cdot (182.2\text{km})}{|-127.45(\text{ps/nm.km})|} = 23.12\text{km} \quad (4.6)$$

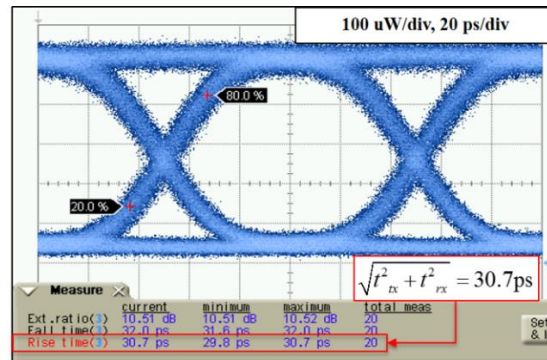
ดังนั้นระยะทางสูงสุดที่สามารถส่งสัญญาณได้มีค่าเท่ากับ 205.32 km (182.2-km SSMF + 23.12-km DCF) จะเห็นได้ว่าเมื่อมีการเพิ่มตัวขยายอิตีเอฟเฟอถึง 2 ตัว ทำให้ระบบมีงบกำลังเพียงพอในการส่งสัญญาณได้ในระยะทางไกลและค่าที่ได้เป็นค่าประมาณที่มาจากการคำนวณ แต่ในการทดลองจริงต้องนำเส้นใยนำแสงจำนวนหลายม้วนมาต่อกันจึงทำให้มีกำลังสูญเสียทั้งจากหัวต่อและกำลังสูญเสียระหว่างเส้นทางอื่นๆ ทำให้ระบบจริงสามารถส่งสัญญาณได้ไกลที่สุดเพียง 117 km (105-km SSMF+12-km DCF)

4.2.2 การวิเคราะห์งบประมาณเวลาขาขึ้น (Rise-time Budget Analysis)

การวิเคราะห์งบประมาณเวลาขาขึ้นเพื่อหาระยะทางสูงสุดที่สามารถส่งสัญญาณได้ ซึ่งถูกจำกัดด้วยค่าโครมาติกดิสเพอร์ชันสะสม (Accumulated Chromatic Dispersion) ดังที่อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 2.3.2 โดยแบ่งการพิจารณาการหาค่าระยะทางสูงสุดด้วย การวิเคราะห์งบประมาณเวลาขาขึ้นของระบบจากแผนภาพรูปตา (Eye Diagram) ด้วยเครื่อง Digital Communication Analyzer (DCA) โดยไม่ส่งผ่านตัวขยายอิตีเอฟเฟอ

การวิเคราะห์งบประมาณเวลาขาขึ้น

ทำการวัดแผนภาพรูปตาและค่าเวลาขาขึ้นของสัญญาณในกรณีไม่ส่งผ่านเส้นใยนำแสง (Back-to-Back) ด้วยเครื่อง DCA เพื่อหาค่าเวลาขาขึ้นของภาคส่งและภาครับ ($\sqrt{t_{rx}^2 + t_{tx}^2}$) มีค่าเท่ากับ 30.7 ps ผลการวัดแสดงดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 ผลการวัดค่าเวลาขาขึ้นของภาคส่งและภาครับจากแผนภาพรูปตา

เนื่องด้วยค่าเวลาขาขึ้นที่วัดได้จากเครื่อง DCA นั้นเป็นการวัดค่าเวลาขาขึ้นที่ 20% - 80% ในการคำนวณใช้ค่าเวลาขาขึ้นที่ 10% - 90% ดังนั้นจึงต้องนำมาแปลงด้วยสมการที่ (4.7) [1] จะได้ค่าเวลาขึ้นของภาคส่งและภาครับสัญญาณที่ 10% - 90% มีค่าเท่ากับ 38.37 ps

$$t_{10-90} = 1.25x(t_{20-80}) \quad (4.7)$$

ดังนั้นเวลาขาขึ้นภาคส่งและภาครับสัญญาณที่ 10%- 90% เมื่อนำมาแทนลงในสมการที่ (2.31) สามารถหาค่าเวลาขาขึ้นของระบบได้ดังสมการที่ (4.9) เมื่อรูปแบบสัญญาณเป็น NRZ ค่าเวลาขาขึ้นของระบบ (t_{sys}) ต้องมีค่าไม่เกิน 70% ของคาบบิต ($t_{sys} \leq 70\% \cdot T_B$) [1] ในการส่งสัญญาณที่อัตราบิต 10 Gb/s มีคาบบิตเท่ากับ 100 ps ดังนั้น t_{sys} จึงเท่ากับ 70 ps

$$t_{sys} = \sqrt{(38.37ps)^2 + t_{CD}^2} = 70ps \quad (4.8)$$

เมื่อพิจารณาเวลาขาขึ้นที่เกิดจากโครมาติกดิสเพอร์ชันจากงบเวลาขาขึ้นของระบบมีค่าดังสมการที่ (4.9)

$$t_{CD} = \sqrt{(70ps)^2 - (38.37ps)^2} = 58.55ps \quad (4.9)$$

$$t_{CD} = |D| \cdot L \cdot \sigma_\lambda = 58.55ps \quad (4.10)$$

ดังนั้นสามารถหาค่าระยะทางสูงสุด L_{max} ที่ถูกจำกัดด้วยโครมาติกดิสเพอร์ชันดังสมการที่ (4.11)

$$L_{max} = \frac{t_{CD}}{D \cdot \sigma_\lambda} = \frac{(58.55ps)}{(16.17 ps/ nm \cdot km) \cdot (0.056 nm)} = 64.66km \quad (4.11)$$

จากค่าระยะทางสูงสุดที่ถูกจำกัดด้วยโครมาติกดิสเพอร์ชันดังสมการที่ (4.11) จะเห็นได้ว่าระบบถูกจำกัดระยะทางในการส่งด้วยโครมาติกดิสเพอร์ชัน จากผลกระทบดังกล่าวจึงจำเป็นต้องการแทรกเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชันเพื่อให้สามารถส่งสัญญาณได้ไกลขึ้น

4.3 การส่งผ่านสัญญาณในเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานที่ระยะทางต่างๆ

หัวข้อนี้จะกล่าวถึงการทดลองส่งผ่านสัญญาณแสงของตัวกล้าสัญญาณแบบโอไอเคในเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานกรณีต่างๆ โดยทำการวิเคราะห์แผนภาพรูปตาตั้งหัวข้อที่ 4.3.1 วิเคราะห์สเปกตรัมแสงตั้งหัวข้อที่ 4.3.2 และทำการวัดและวัดและวิเคราะห์อัตราบิดผลิตลาดตั้งหัวข้อที่ 4.3.3

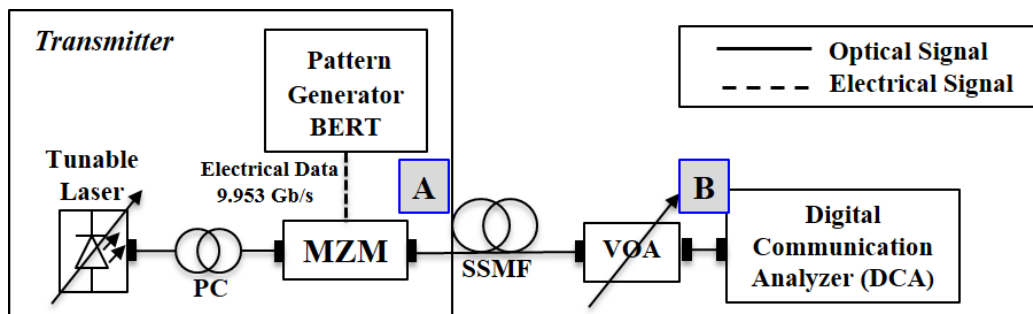
4.3.1 การวิเคราะห์แผนภาพรูปตา (Eye Diagram Analysis)

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการทดลองส่งสัญญาณโอไอเคผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานที่ระยะทางต่างๆ รวมทั้งการแทรกเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชันและดูผลการเปลี่ยนแปลงของแผนภาพรูปตา โดยแบ่งเป็น 3 กรณีคือ 1) การส่งผ่านเส้นใยนำแสงโดยไม่ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชัน (Uncompensated CD), 2) ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันไม่สมบูรณ์ (Under-Compensated CD) และ 3) ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์ (Perfect-Compensated CD) ทำการวัดแผนภาพรูปตาด้วยเครื่อง DCA (Digital Communication Analyzer) ของบริษัท Agilent Technologies รุ่น DCA-J Agilent 86100C Wide-Bandwidth Oscilloscope [31]

กรณีที่ 1) ส่งผ่านเส้นใยนำแสงโดยไม่ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชัน

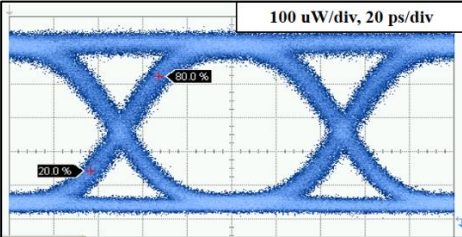
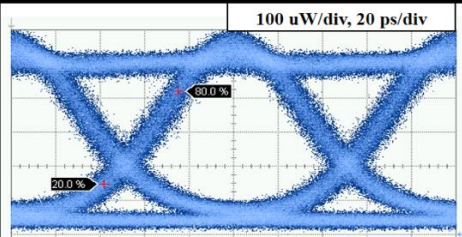
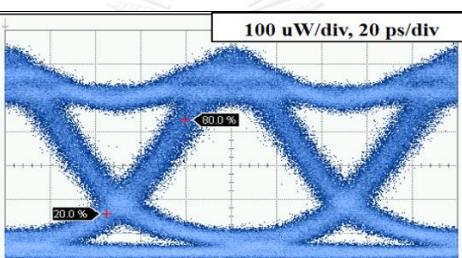
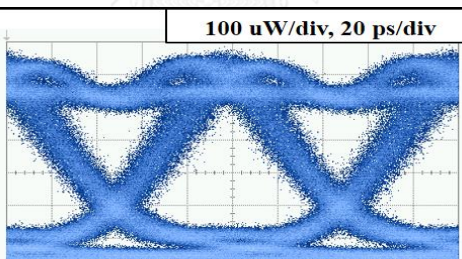
ทำการทดลองส่งผ่านสัญญาณในเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานที่ระยะทางต่างๆ โดยไม่ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันและวัดแผนภาพรูปตาด้วยเครื่อง DCA ที่ตำแหน่ง A และ B ด้วยกำลังแสงเฉลี่ยที่ -5 dBm ดังแสดงในรูปที่ 4.10 ณ ตำแหน่ง A คือสัญญาณขาออกจากตัวกล้าสัญญาณมัลติ-เซนเดอร์ และ ตำแหน่ง B คือสัญญาณเมื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานที่ระยะทางต่างๆ และวัดค่าพารามิเตอร์เวลาขาขึ้น (Rise-time) และเวลาขาลง (Fall-time) ผลการวัดแสดงใน

ตารางที่ 4.3



รูปที่ 4.10 แผนภาพบล็อกการวัดค่าแผนภาพรูปตา ณ ตำแหน่งต่างๆของกรณีที่ 1

ตารางที่ 4.3 ผลการวัดแผนภาพรูปตาตัวส่งสัญญาณแสงแบบโอไอเคกรณีที่ 1

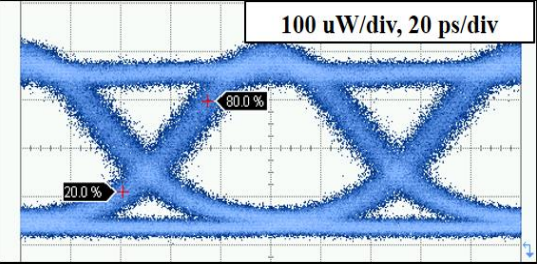
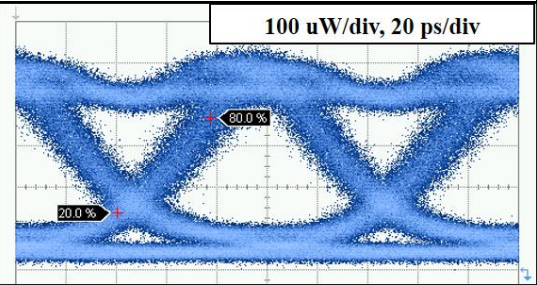
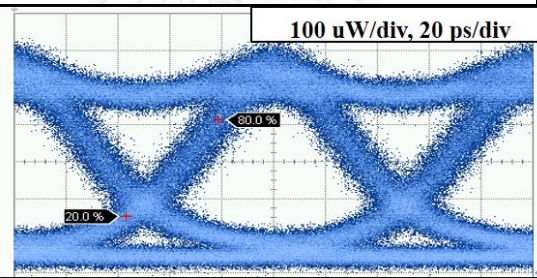
เงื่อนไข	แผนภาพรูปตา	พารามิเตอร์
1. ไม่ส่งผ่าน เส้นใยนำแสง (Back-to-Back)		เวลาขาขึ้น = 30.7 ps เวลาขาลง = 32 ps
2. ส่งผ่าน เส้นใยนำแสง 25 km		เวลาขาขึ้น = 34.2 ps เวลาขาลง = 36.9 ps
3. ส่งผ่าน เส้นใยนำแสง 40 km		เวลาขาขึ้น = 34.7 ps เวลาขาลง = 37.8 ps
4. ส่งผ่าน เส้นใยนำแสง 50 km		เวลาขาขึ้น = 45.3 ps เวลาขาลง = 32.9 ps

จากผลการทดลองวัดแผนภาพรูปตากรณีไม่ชดเชยแสดงให้เห็นว่าเมื่อระยะทางของเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานเพิ่มขึ้นเวลาขาขึ้นและเวลาขาลงของสัญญาณมีแนวโน้มเพิ่มขึ้นตามอันเนื่องมาจากผลของโครมาติกดิสเพอร์ชันสะสมที่เพิ่มขึ้น

กรณีที่ 2) ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันไม่สมบูรณ์

ทดลองส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานและแทรกเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชันด้วยเงื่อนไขชดเชยไม่สมบูรณ์ กล่าวคือชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันเพียงบางช่วงของระยะทางเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานทั้งหมดและวัดแผนภาพรูปตาและค่าพารามิเตอร์เวลาขาขึ้นและเวลาขาลงด้วยเครื่อง DCA ผลการวัดแสดงในตารางที่ 4.4

ตารางที่ 4.4 ผลการวัดแผนภาพรูปตาตัวส่งสัญญาณแสงแบบโอโอเคกรณีที 2

เงื่อนไข	แผนภาพรูปตา	ค่าพารามิเตอร์
1. 50-km SSMF + 3-km DCF (ชดเชย 25 km)		เวลาขาขึ้น = 34.7 ps เวลาขาลง = 36.9 ps
2. 80-km SSMF + 4-km DCF (ชดเชย 30 km)		เวลาขาขึ้น = 36.9 ps เวลาขาลง = 37.7 ps
3. 80-km SSMF + 5-km DCF (ชดเชย 40 km)		เวลาขาขึ้น = 36.4 ps เวลาขาลง = 36.9 ps

หมายเหตุ : SSMF (Standard Single Mode Fiber) และ DCF (Dispersion Compensating Fiber)

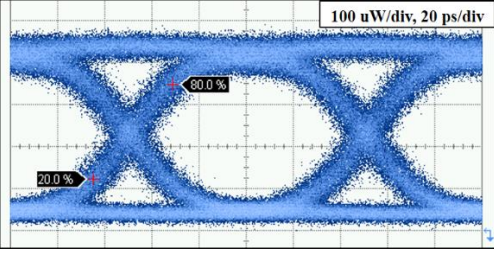
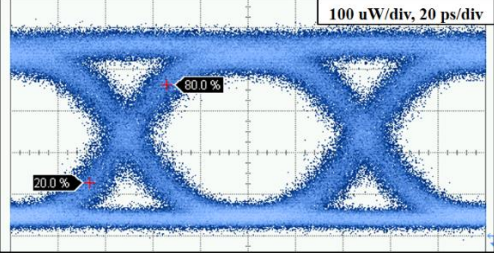
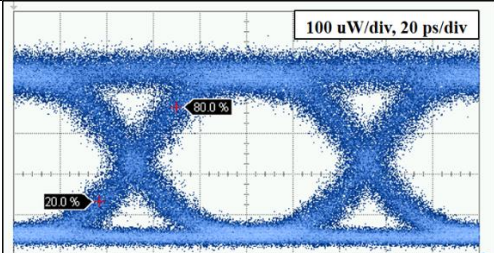
จากผลการทดลองวัดแผนภาพรูปตากรณีชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันไม่สมบูรณ์แสดงให้เห็นว่า เมื่อแทรกเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชันแบบไม่สมบูรณ์สามารถลดโครมาติกดิสเพอร์ชันบางส่วนของเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานลงได้ สังเกตได้จากค่าเวลาขาขึ้นและขาลงของระบบกลับมาใกล้เคียงกับกรณีที่ 1 แต่ยังคงมีโครมาติกดิสเพอร์ชันเหลือ (Residual Chromatic Dispersion) เมื่อเทียบกับกรณีไม่ส่งผ่านเส้นใยนำแสง

กรณีที่ 3) ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์

ทำการทดลองส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานที่แทรกเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชันแบบสมบูรณ์เป็นไปตามสมการที่ (2.28) โดยทำการวัดแผนภาพรูปตาและค่าเวลาขาขึ้นและเวลาขาลงด้วยเครื่อง DCA ผลการวัดแสดงใน

ตารางที่ 4.5

ตารางที่ 4.5 ผลการวัดแผนภาพรูปตาตัวส่งสัญญาณแสงแบบโอไอเคอร์ณีที่ 3

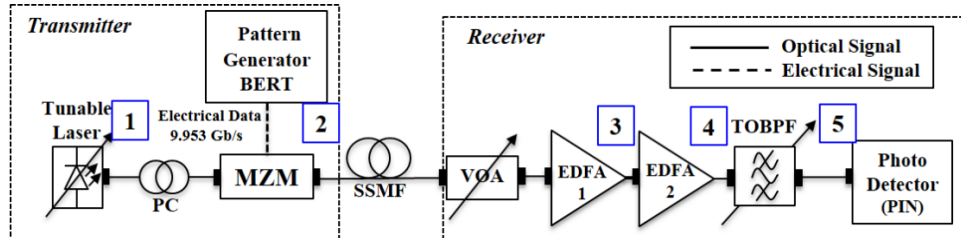
เงื่อนไข	แผนภาพรูปตา	ค่าพารามิเตอร์
1. 50-km SSMF + 7-km DCF		เวลาขาขึ้น = 33.8 ps เวลาขาลง = 34.7 ps
2. 80-km SSMF + 10-km DCF		เวลาขาขึ้น = 32.4 ps เวลาขาลง = 33.8 ps
3. 105-km SSMF + 12-km DCF		เวลาขาขึ้น = 33.8 ps เวลาขาลง = 34.2 ps

จากการทดลองวัดแผนภาพรูปตากรณีชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์สังเกตได้ว่าค่าพารามิเตอร์เวลาขาขึ้น-เวลาขาลงของระบบลดลง และใกล้เคียงกับเวลาขาขึ้น-เวลาขาลงกรณีไม่ส่งผ่านเส้นใยนำแสง (Back-to-Back) เนื่องจากเทอมเวลาขาขึ้นจากโครมาติกดิสเพอร์ชัน (t_{CD}) มีค่าเท่ากับ 0 ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่าการชดเชยดิสเพอร์ชันแบบสมบูรณ์นั้นสามารถคงคุณภาพของสัญญาณที่ภาครับให้มีความใกล้เคียงกับสัญญาณที่ต้นทางและยังขจัดปัญหาจากโครมาติกดิสเพอร์ชันสะสมได้

4.3.2 การวิเคราะห์สเปกตรัมแสง (Optical Spectrum Analysis)

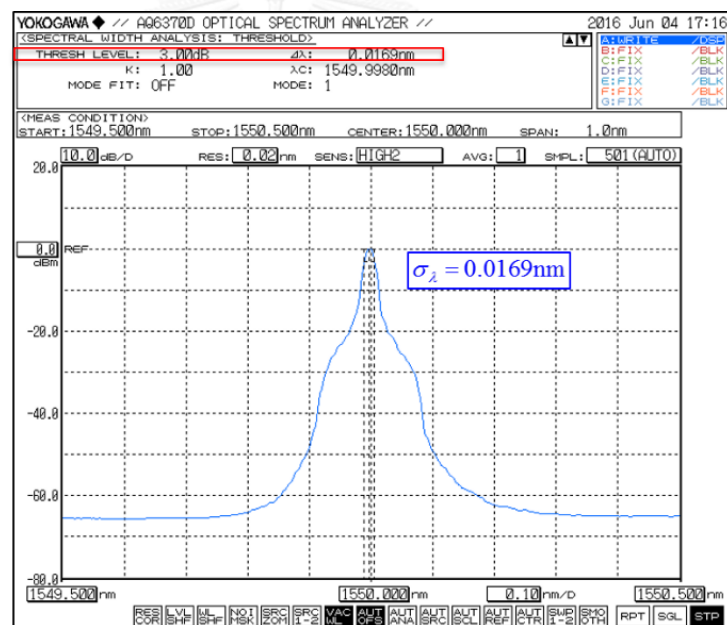
การวิเคราะห์สเปกตรัมแสงเพื่อดูผลการเปลี่ยนแปลงของสเปกตรัม ณ จุดต่างๆของโครงข่าย โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อแทรกตัวขยายอดีเอฟเอ และเมื่อแทรกตัวกรองสัญญาณเฉพาะย่านความถี่แสงแบบปรับค่าได้ (Tunable Optical Band Pass Filter, TOBPF) เพื่อลดสัญญาณรบกวนเอเอสอี (Amplifier Spontaneous Emission Noise, ASE-Noise) ดังที่อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 3.2.3 ทำการวัดโดยใช้เครื่องมือ Optical Spectrum Analyzer (OSA) ของบริษัท YOKOGAWA รุ่น AQ6370D

600-700 nm OPTICAL SPECTRUM ANALYZER [28] ซึ่งตำแหน่งต่างๆที่ทำการวัดแสดงดังรูปที่ 4.11



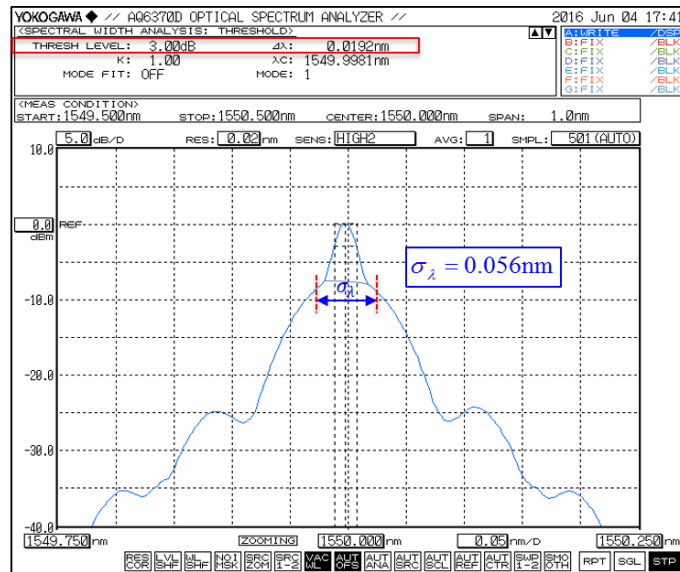
รูปที่ 4.11 แผนภาพบล็อกตำแหน่งการวัดสเปกตรัมแสงของระบบรับส่งสัญญาณแบบโอไอเค ตำแหน่งที่ 1

วัดสเปกตรัมของแสงจากแหล่งกำเนิดแสงเลเซอร์ปรับค่าได้ และทำการวัดค่าความกว้างสเปกตรัม (Spectral Width) มีค่าเท่ากับ 0.0169 nm ผลการวัดแสดงดังรูปที่ 4.12



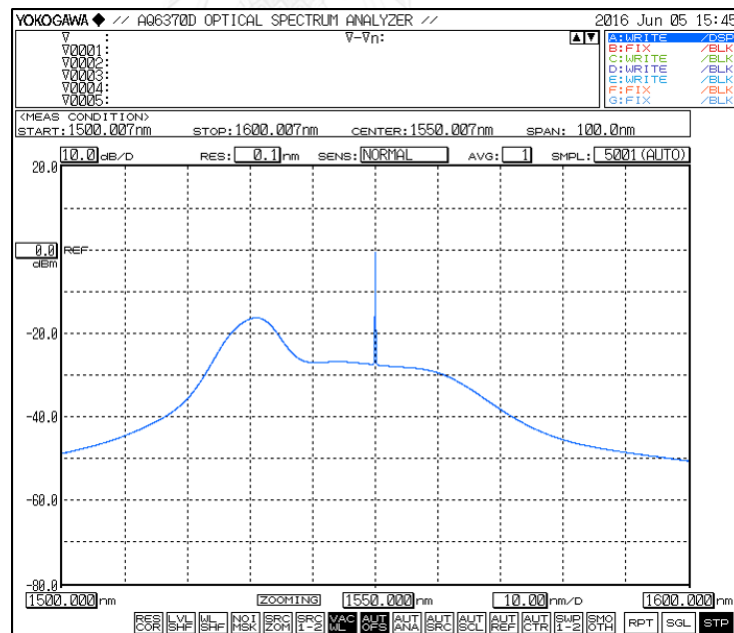
รูปที่ 4.12 สเปกตรัมของแหล่งกำเนิดแสงเลเซอร์ปรับค่าได้ ตำแหน่งที่ 2

วัดสเปกตรัมแสง ณ ตำแหน่งสัญญาณขาออกของตัวกล้าสัญญาณแบบโอไอเค เนื่องด้วยการกล้าสัญญาณไม่สมบูรณ์พอยังคงเหลือยอดของคลื่นพาห์อยู่ ทำให้การวัดค่าความกว้างสเปกตรัมที่ตำแหน่ง 3 dB จากเครื่อง OSA เป็นการวัดที่คลื่นพาห์แสงไม่ใช่ตำแหน่งของสเปกตรัมที่ผ่านกล้าสัญญาณดังนั้นจึงทำการคำนวณความกว้างสเปกตรัมของสัญญาณใหม่โดยตัดยอดของคลื่นพาห์ออก และพิจารณาที่ตำแหน่งต่ำลงมา 3 dB มีค่าความกว้างสเปกตรัมเท่ากับ 0.056 nm ผลการวัดแสดงดังรูปที่ 4.13

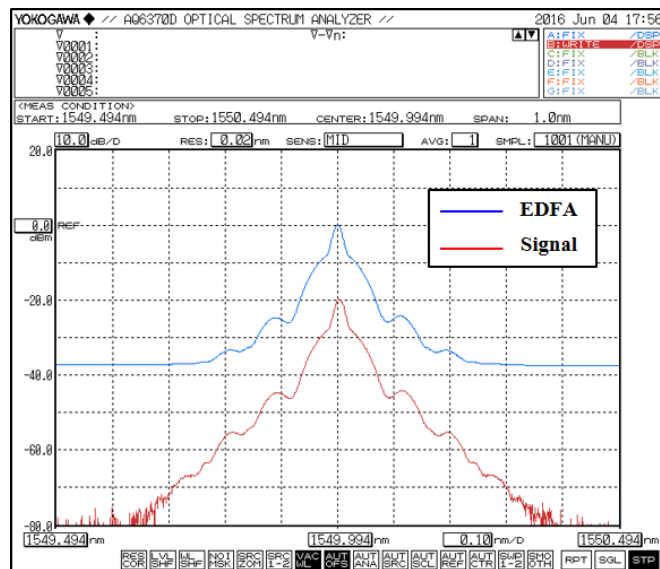


รูปที่ 4.13 สเปกตรัมแสงขาออกของตัวกล้ำสัญญาณแบบโอไอเค ณ ตำแหน่งที่ 2 ตำแหน่งที่ 3

วัดสเปกตรัมแสงเมื่อผ่านตัวขยายอีดีเอฟเอตัวที่ 1 และดูผลการเปลี่ยนแปลงสเปกตรัมอันเนื่องมาจากการสัญญาณรบกวนเอเอสอี ผลการวัดแสดงดังรูปที่ 4.14 และ รูปที่ 4.15



รูปที่ 4.14 สเปกตรัมแสงเมื่อผ่านตัวขยายอีดีเอฟเอตัวที่ 1 ณ ตำแหน่งที่ 3

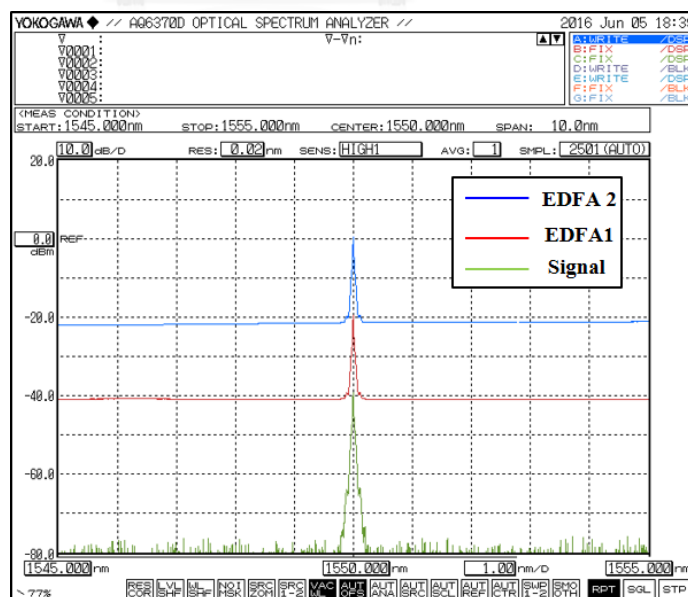


รูปที่ 4.15 สเปกตรัมของแสงก่อนและหลังผ่านตัวขยายอดีเอฟเอ ณ ตำแหน่งที่ 3

จากรูปที่ 4.14 แสดงให้เห็นว่าสเปกตรัมของตัวขยายอดีเอฟเอ มีลักษณะคล้ายรูปช้าง (Elephant Profile) [1] อยู่ในช่วงความยาวคลื่น 1530 ถึง 1565 nm และสัญญาณขาออกจากตัวขยายอดีเอฟเอจะมีระดับพื้นสัญญาณรบกวน (Noise Floor) สูงขึ้นดังแสดงในรูปที่ 4.15

ตำแหน่งที่ 4

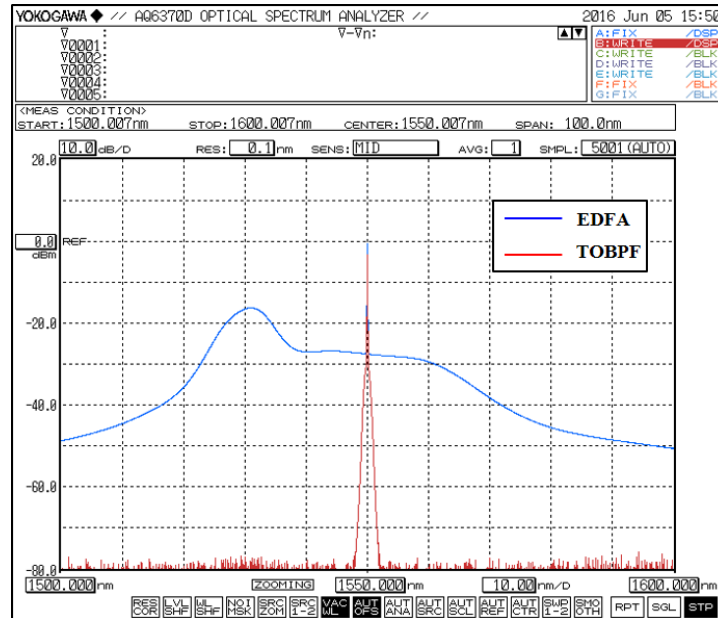
วัดสเปกตรัมแสงเมื่อเพิ่มตัวขยายอดีเอฟเอ 2 ตัว และดูผลการเพิ่มขึ้นของระดับพื้นสัญญาณ อันเนื่องมาจากสัญญาณรบกวนเอเอสอี ผลการวัดแสดงดังรูปที่ 4.16



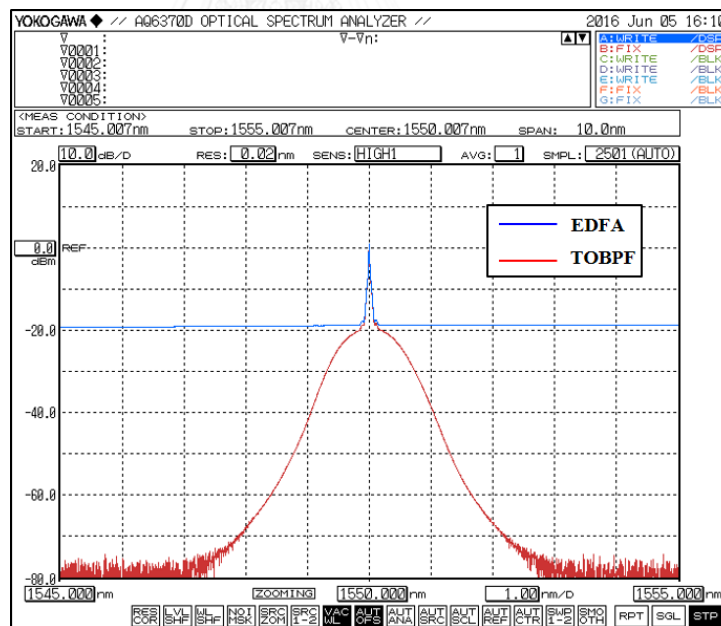
รูปที่ 4.16 สเปกตรัมแสงเมื่อผ่านตัวขยายอดีเอฟเอทั้งสองตัว ณ ตำแหน่งที่ 4

ตำแหน่งที่ 5

วัดสเปกตรัมแสงเมื่อแทรกตัวกรองสัญญาณเฉพาะย่านความถี่แสงแบบปรับค่าได้เข้าไปหลังตัวขยายอีดีเอฟเอ เพื่อลดระดับพื้นสัญญาณรบกวนลงผลการวัดแสดงดังรูปที่ 4.17 (ก) และ (ข)



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.17 (ก) และ (ข) สเปกตรัมแสงเมื่อผ่านตัวกรองสัญญาณเฉพาะย่านความถี่แสงแบบปรับค่าได้

จากผลการทดลองวิเคราะห์สเปกตรัมแสงทั้งหมดในหัวข้อนี้ แสดงให้เห็นว่าสเปกตรัมของแสงเมื่อเพิ่มตัวขยายอีดีเอฟเอมีผลทำให้เพิ่มระดับพื้นสัญญาณรบกวนที่เพิ่มขึ้น อันเนื่องมาจาก

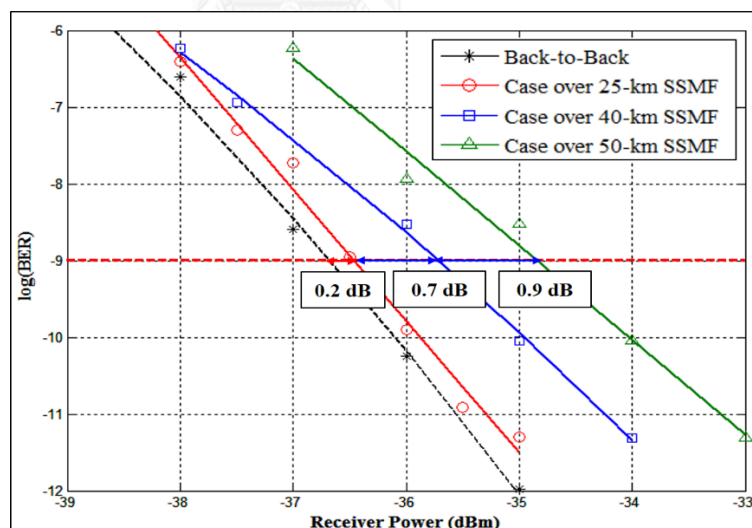
ผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเอเอสอี อย่างไรก็ตามเมื่อแทรกตัวกรองสัญญาณเฉพาะย่านความถี่ แสงแบบปรับค่าได้สามารถลดผลกระทบดังกล่าวลงได้

4.3.3 การวิเคราะห์อัตราบิตผิดพลาด (Bit Error Rate Analysis)

ในหัวข้อนี้อธิบายถึงการวิเคราะห์อัตราบิตผิดพลาดของระบบส่งสัญญาณแสงแบบโอไอเค เมื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสงแบ่งเป็น 3 กรณีดังนี้ 1) การส่งผ่านเส้นใยนำแสงโดยไม่ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชัน (Uncompensated CD), 2) ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันไม่สมบูรณ์ (Under-Compensated CD) และ 3) ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์ (Perfect-Compensated CD) เช่นเดียวกับการวิเคราะห์แผนภาพรูปตา โดยทำการวัดค่าอัตราบิตผิดพลาดด้วยเครื่อง BERT (Bit Error Rate Tester) ของบริษัท Agilent Technologies รุ่น N4901B Serial-BERT 13.5 Gb/s [32] และพิจารณา Power Penalty ที่อัตราบิตผิดพลาด 10^{-9}

กรณีที่ 1) การส่งผ่านเส้นใยนำแสงโดยไม่ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชัน

ทำการวัดค่าอัตราบิตผิดพลาดเมื่อไม่ส่งผ่านเส้นใยนำแสง (Back-to-Back) และเมื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดียวมาตรฐานที่ระยะทาง 25 km, 40 km, และ 50 km ตามลำดับ ผลการวัดค่าอัตราบิตผิดพลาดเทียบกับกำลังภาครับ (Receiver Power) แสดงดังรูปที่ 4.18

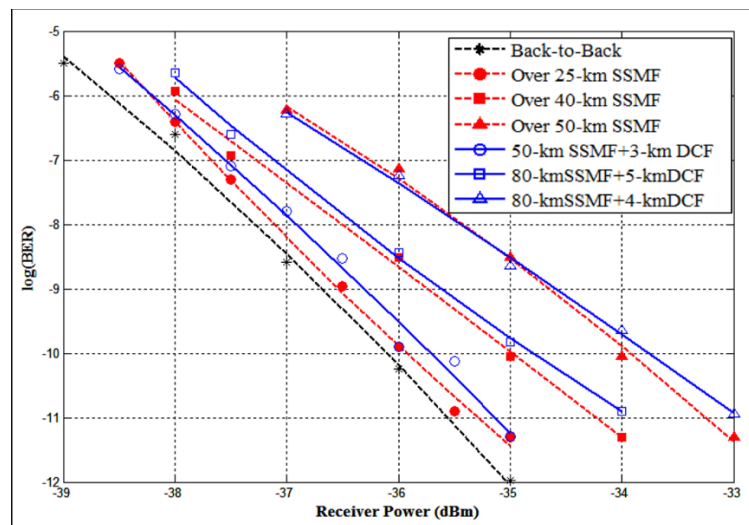


รูปที่ 4.18 อัตราบิตผิดพลาดของสัญญาณแสงแบบโอไอเคกรณีไม่ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชัน

จากรูปที่ 4.18 จะสังเกตได้ว่าเมื่อส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงเส้นกราฟมีแนวโน้มเลื่อนไปทางขวา และเมื่อพิจารณาค่า Power Penalty ที่อัตราบิตผิดพลาดที่ 10^{-9} เทียบกับกรณีไม่ส่งผ่านเส้นใยนำแสงพบว่า เมื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดียวมาตรฐานที่ระยะทาง 25 km, 40 km และ 50 km มีค่า Power Penalty เท่ากับ 0.2 dB, 0.9 dB และ 1.8 dB ตามลำดับ

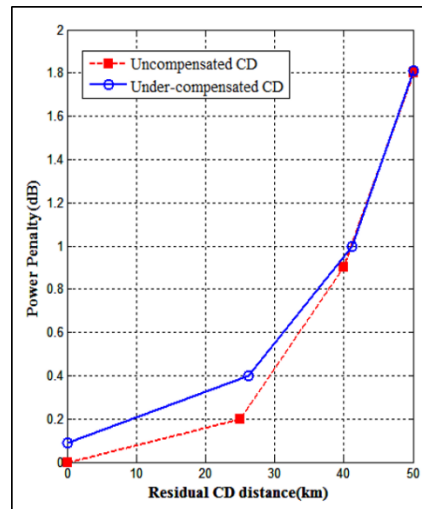
กรณีศึกษาที่ 2) ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันไม่สมบูรณ์

ทำการวัดค่าอัตราบิดผิดพลาดเมื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดียวมาตรฐาน (SSMF) ร่วมกับเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชัน (DCF) โดยชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสะสมเพียงบางช่วงของระยะทางทั้งหมดแบ่งเป็น 3 เงื่อนไขดังนี้ 1) ส่งผ่าน 50-km SSMF + 3-km DCF, 2) ส่งผ่าน 80-km SSMF + 4-km DCF และ 3) ส่งผ่าน 80-km SSMF + 5-km DCF ผลการวัดอัตราบิดผิดพลาดแสดงดังรูปที่ 4.19



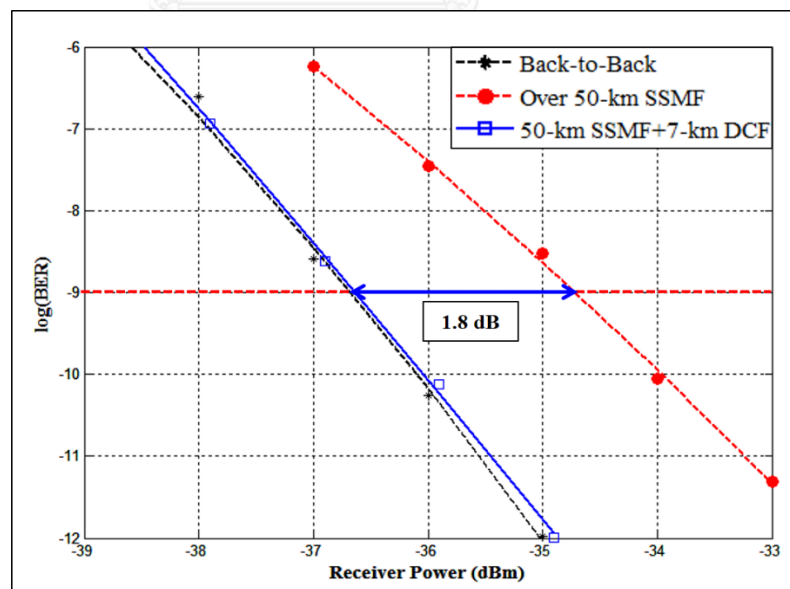
รูปที่ 4.19 อัตราบิดผิดพลาดของสัญญาณแสงแบบโอดีเคกรณีชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันไม่สมบูรณ์

จากรูปที่ 4.19 เมื่อพิจารณาเส้นกราฟจากเงื่อนไขที่ 1) แสดงให้เห็นว่าเส้นกราฟเลื่อนกลับมาใกล้เคียงกับกรณีส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดียวมาตรฐาน 25 km, เงื่อนไขที่ 2) เส้นกราฟกลับมาใกล้เคียงกับกรณีส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดียวมาตรฐาน 40 km และเงื่อนไขที่ 3) เส้นกราฟเลื่อนกลับมาใกล้เคียงกับกรณีส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดียวมาตรฐาน 50 km ดังนั้นแสดงให้เห็นว่าสามารถเลือกชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันบางช่วงของระยะทางในการส่งสัญญาณทั้งหมดได้ แต่ยังคงมีระยะทางเหลือจากโครมาติกดิสเพอร์ชัน (Residual CD Distance) จากการชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันไม่สมบูรณ์เมื่อนำมาพลอตกราฟเทียบกับค่า Power Penalty ที่ 10^{-9} ผลที่ได้แสดงรูปที่ 4.20



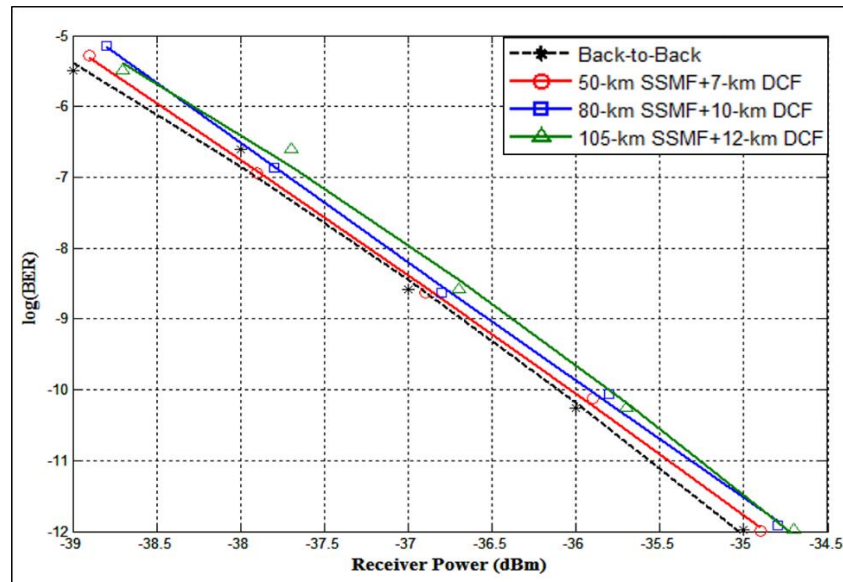
รูปที่ 4.20 Power Penalty ที่ 10^{-9} เทียบกับระยะทางเหลือจากโครมาติกดิสเพอร์ชันกรณีที่ 3) ขดเคย์โครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์

ทำการวัดค่าอัตราบิดผิดพลาดเมื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดียวมาตรฐาน (SSMF) ร่วมกับเส้นใยนำแสงชนิดขดเคย์ดิสเพอร์ชัน (DCF) ด้วยเงื่อนไขขดเคย์โครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์เป็นไปตามสมการที่ (2.28) แสดงดังรูปที่ 4.21 และเมื่อขดเคย์โครมาติกดิสเพอร์ชันทั้งหมด 3 กรณีคือ 1) ส่งผ่าน 50-km SSMF + 7-km DCF, 2) ส่งผ่าน 80-km SSMF + 10-km DCF และ 3) ส่งผ่าน 105-km SSMF + 12-km DCF ผลการวัดแสดงดังรูปที่ 4.22



รูปที่ 4.21 อัตราบิดผิดพลาดของระบบส่งสัญญาณแบบโอโอเคเมื่อขดเคย์โครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์

จากรูปที่ 4.21 เมื่อแทรกเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชันที่มีความยาวเหมาะสมกับเส้นใยนำแสงโทมดเดี่ยวมาตรฐาน และพิจารณาค่า Power Penalty ที่อัตราบิดผิดพลาดที่ 10^{-9} พบว่าสามารถลดค่า Power Penalty ที่เกิดจากโครมาติกดิสเพอร์ชันได้เท่ากับ 1.8 dB และเส้นกราฟเลื่อนกลับมาใกล้เคียงกับกรณีไม่ส่งผ่านเส้นใยนำแสง (Back-to-Back)



รูปที่ 4.22 อัตราบิดผิดพลาดของระบบส่งสัญญาณแบบโอโอเคกรณีต่างๆเมื่อชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์

จากรูปที่ 4.22 แสดงให้เห็นว่าเส้นอัตราบิดผิดพลาดเมื่อชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์แล้ว เส้นกราฟกลับมาใกล้เคียงกับเส้นอัตราบิดพลาดกรณีไม่ส่งผ่านเส้นใยนำแสง ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่าการชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์ ด้วยเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชันสามารถคงคุณภาพของสัญญาณที่ภาครับให้มีคุณภาพใกล้เคียงกับสัญญาณที่ต้นทางจากภาคส่งได้ และทำให้สามารถส่งสัญญาณได้ไกลขึ้น

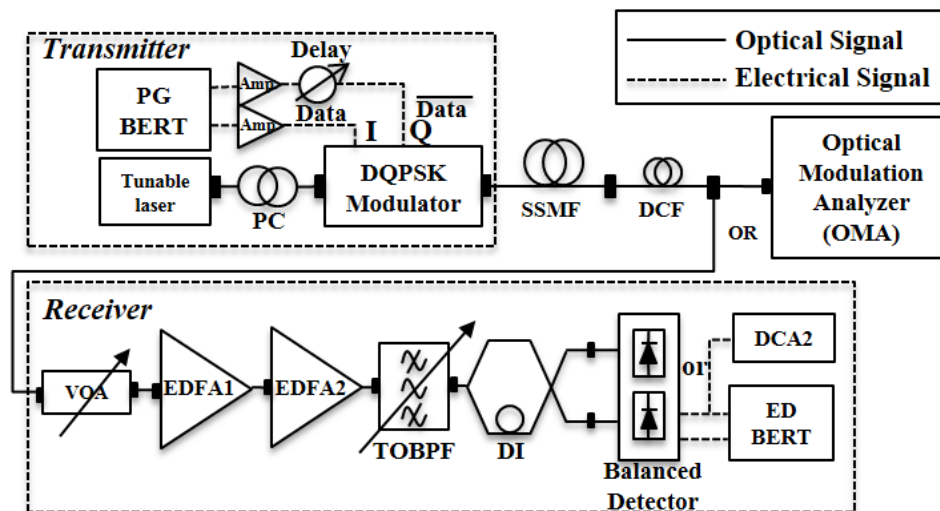
บทที่ 5

การทดลองสมรรถนะตัวรับส่งสัญญาณแสงแบบดีคิวิพีเอสเค

ในบทนี้แสดงถึงการทดลองสมรรถนะของตัวรับส่งสัญญาณแสงแบบดีคิวิพีเอสเค ซึ่งประกอบด้วย 3 หัวข้อคือ 5.1 การติดตั้งภาคส่งและภาครับระบบส่งสัญญาณแสงแบบดีคิวิพีเอสเค, 5.2 การวิเคราะห์เกณฑ์กำหนดสมรรถนะ โดยทำการคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่เป็นตัวกำหนดสมรรถนะของระบบ และ 5.3 การส่งผ่านสัญญาณในเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานที่ระยะทางต่างๆ ศึกษาผลกระทบที่มีต่อสัญญาณด้วยการวิเคราะห์แผนภาพกลุ่ม (Constellation Diagram), วิเคราะห์ขนาดเวกเตอร์ผิดพลาด (Error Vector Magnitude, EVM), วิเคราะห์สเปกตรัมแสงเมื่อแทรกตัวขยายอีดีเอฟเอ และวัดค่าอัตราบิดผิดพลาดในกรณีต่างๆ

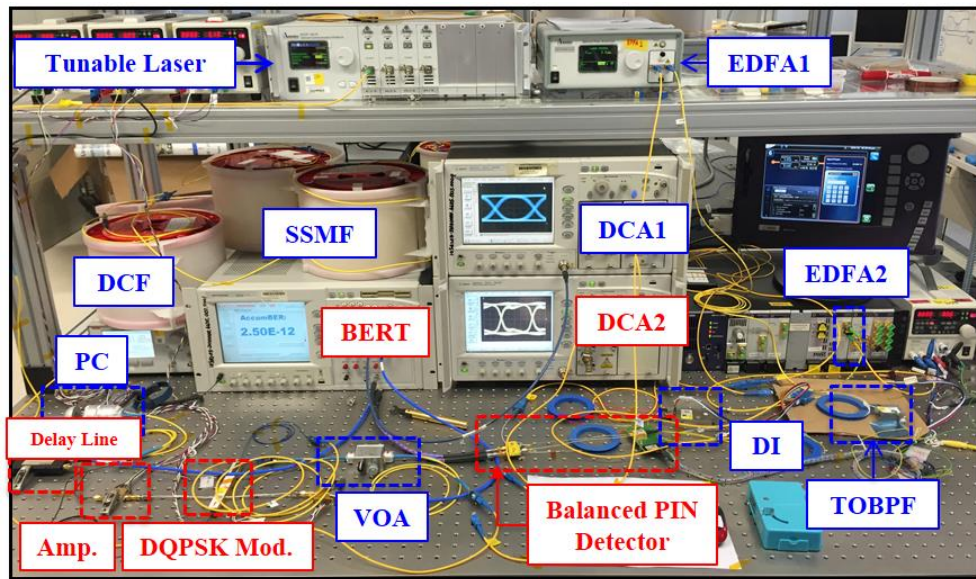
5.1 การติดตั้งภาคส่งและภาครับระบบส่งสัญญาณแสงแบบดีคิวิพีเอสเค

การเชื่อมต่ออุปกรณ์ต่างๆเพื่อติดตั้งใช้งานภาคส่งและภาครับระบบส่งสัญญาณแสงแบบดีคิวิพีเอสเคแสดงดังรูปที่ 5.1 ที่ภาคส่งประกอบด้วย 1) เลเซอร์ปรับค่าได้ (Tunable Laser) ทำหน้าที่สร้างคลื่นแสงต่อเนื่องที่มีความยาวคลื่น 1550 nm และกำลังแสงสูงสุดเท่ากับ +16 dBm [17], 2) ตัวควบคุมโพลาไรเซชัน (Polarization Controller, PC) , 3) เครื่องกำเนิดสัญญาณแพทเทิน (Pattern Generator, PG) จากเครื่อง BERT (Bit Error Rate Tester) ทำหน้าที่สร้างสัญญาณข้อมูลไฟฟ้าที่อัตราบิต 9.953 Gb/s รูปแบบ NRZ (Non-Return to Zero) PRBS (Pseudo-Random Binary Sequence) ความยาว 2^{23} บิต และมีขนาดแอมพลิจูดเท่ากับ 600 mV_{p-p} สำหรับสัญญาณ In-Phase (I) จากพอร์ต Data และ สัญญาณ Quadrature Phase (Q) จากพอร์ต Invert Data โดยผ่านตัวขยายสัญญาณ (Driver Amplifier) เพื่อขยายสัญญาณข้อมูลไฟฟ้าให้เพียงพอต่อการกล้ำสัญญาณ ถู 4) ตัวหน่วงเวลาสาย (Delay Line) ใช้เพื่อหน่วงเวลาให้สัญญาณ I กับ Q มีความแตกต่างกันเนื่องจากเป็นสัญญาณจากเครื่องกำเนิดสัญญาณแพทเทินตัวเดียวกัน, และ 5) ตัวกล้ำสัญญาณแบบดีคิวิพีเอสเค (DQPSK Modulator) ทำหน้าที่กล้ำสัญญาณข้อมูลไฟฟ้ากับแสงในรูปแบบดีคิวิพีเอสเค



รูปที่ 5.1 แผนภาพบล็อกกระบบรับส่งสัญญาณแสงแบบดิควีพีเอสเค

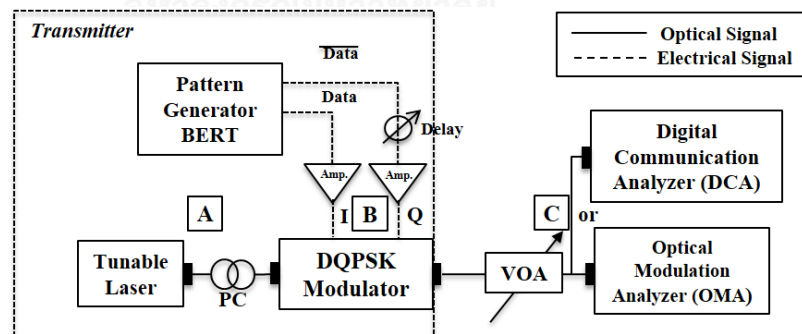
จากรูปที่ 5.1 ภาครับประกอบด้วย 1) ตัวลดทอนกำลังแสงแบบปรับค่าได้ (Variable Optical Attenuator, VOA) ใช้เพื่อลดทอนกำลังแสงก่อนเข้าเครื่องมือวัดต่างๆ เพื่อป้องกันไม่ให้อำนาจแสงเกินค่าสูงสุดที่เครื่องมือวัดสามารถรับได้ อีกทั้งยังใช้ในการปรับค่ากำลังภาครับ (Receiver Power) ขณะวัดอัตราบิดผิดพลาด, 2) ตัวขยายอีดีเอฟเอ 2 ตัว ตัวขยายอีดีเอฟเอ (Erbium Doped Fiber Amplifier, EDFA) ใช้เพื่อขยายสัญญาณแสงจากต้นทางที่มีกำลังอ่อนลงเมื่อผ่านเส้นใยนำแสงให้มีกำลังแสงสูงขึ้นและเพียงพอต่อจุดทำงานที่เหมาะสมของตัวตรวจจับแสง โดยตัวขยายอีดีเอฟเอตัวที่ 1 ของบริษัท Amonics ใช้เป็นอัตราขยายตายตัว (Fixed Gain) และอีดีเอฟเอตัวที่ 2 ของบริษัท JDSU ใช้ปรับอัตราขยาย (Variable Gain) เช่นเดียวกับกับระบบโอไอเค เพื่อให้ได้กำลังแสงก่อนเข้าตัวตรวจจับแสงไฟโอดีแบบบาลานซ์เท่ากับ +8 dBm ซึ่งเป็นค่าจุดทำงานที่เหมาะสมของตัวตรวจจับแสงดังกล่าว [25], 3) ตัวกรองสัญญาณเฉพาะย่านความถี่แสงแบบปรับค่าได้ (Tunable Optical Band Pass Filter, TOBPF) ใช้เพื่อลดผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเอเอสไอที่เกิดจากตัวขยายอีดีเอฟเอ, 4) ดีเลย์อินเตอร์เฟอโรมิเตอร์ (Delay Interferometer, DI) ใช้ในการแยกสัญญาณแสงที่ถูกกล้ำสัญญาณแบบดิควีพีเอสเค ตามหลักการแยกสัญญาณแบบหน่วงเวลาดังที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 2.1.4.2 , 5) ตัวตรวจจับแสงชนิดไฟโอดีแบบบาลานซ์ (Balanced PIN Photo Detector) ใช้ในการตรวจจับแสงที่ผ่านการแยกสัญญาณจากดีเลย์อินเตอร์เฟอโรมิเตอร์ และทำการแปลงเป็นสัญญาณไฟฟ้า, และ 6) Error Detector (ED) จากเครื่อง BERT ใช้ในการวัดอัตราบิดผิดพลาด อุปกรณ์และเครื่องมือวัดทั้งหมดที่ใช้ในการทดลองแสดงดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 อุปกรณ์และเครื่องมือวัดที่ใช้ในการทดลองภาครับส่งสัญญาณแสงแบบดีควีพีเอสเค

5.1.1 การปรับตั้งภาคส่งสัญญาณแสงแบบดีควีพีเอสเค

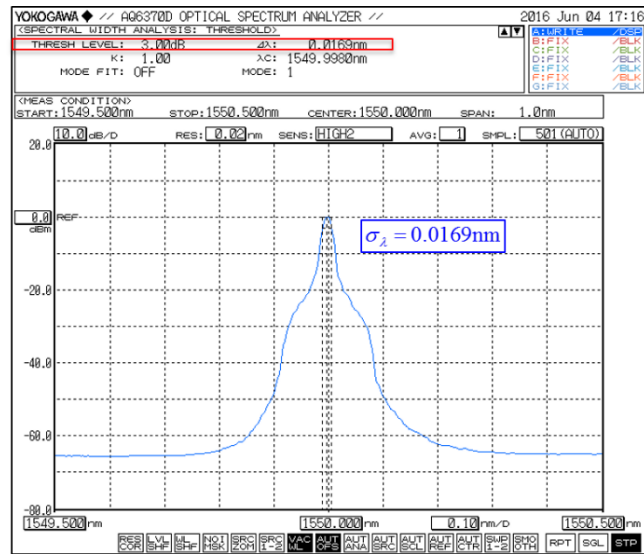
ในหัวข้อนี้แสดงถึงการปรับตั้งค่าอุปกรณ์ภาคส่งต่างๆทั้งสัญญาณแสงและสัญญาณข้อมูลไฟฟ้า โดยทำการวัดสัญญาณการปรับตั้งค่า ณ ตำแหน่งต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 5.3 แบ่งเป็น 3 ตำแหน่งคือ ตำแหน่ง A สเปกตรัมแสงจากแหล่งกำเนิดแสงเลเซอร์ปรับค่าได้ ตำแหน่ง B สัญญาณข้อมูลไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดสัญญาณแพทเทิน ตำแหน่ง C สัญญาณขาออกจากตัวกล้าสัญญาณแบบดีควีพีเอสเค



รูปที่ 5.3 ตำแหน่งในการวัดสัญญาณภาคส่งสัญญาณแสงแบบดีควีพีเอสเค

ตำแหน่ง A

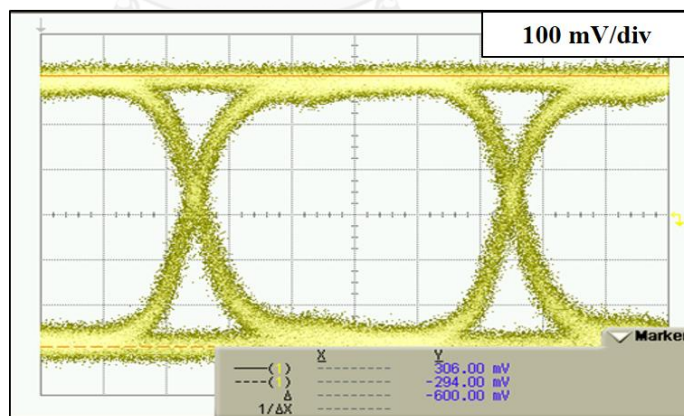
ทำการวัดค่าสเปกตรัมแสงของเลเซอร์ปรับค่าได้ ด้วยเครื่องมือวัด Optical Spectrum Analyzer (OSA) มีค่า Resolution Bandwidth ต่ำสุดเท่ากับ 0.02 nm [28] วัดค่าความกว้างสเปกตรัม (Spectral Width) ที่ตำแหน่ง 3 dB มีค่าเท่ากับ 0.0169 nm ผลการวัดแสดงดังรูปที่ 5.4



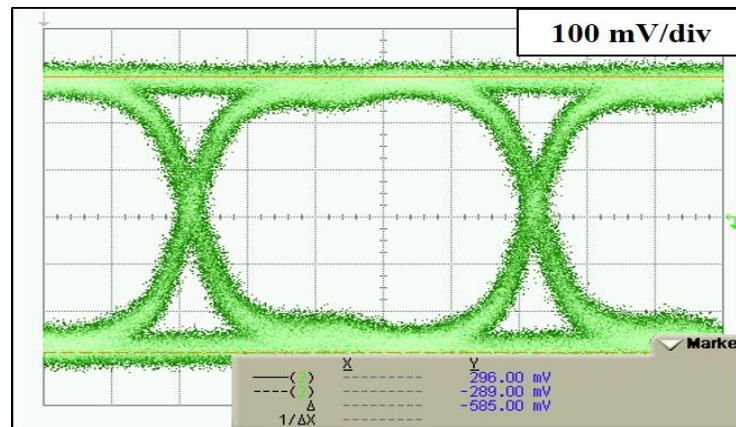
รูปที่ 5.4 สเปกตรัมของเลเซอร์ปรับค่าได้ ณ ตำแหน่ง A

ตำแหน่ง B

ทำการวัดค่าสัญญาณข้อมูลไฟฟ้าจากแหล่งกำเนิดสัญญาณแพทเทิน ซึ่งขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณเท่ากับ $600\text{ mV}_{\text{p-p}}$ ทั้งสองพอร์ตสัญญาณ Data และ Invert Data เพื่อสร้างสัญญาณ I และ Q ตามลำดับผลการวัดแสดงดังรูปที่ 5.5 และ รูปที่ 5.6 ตามลำดับ โดยที่สัญญาณของพอร์ต Invert Data ถูกส่งผ่านตัวหน่วงเวลาสาย (Delay Line) ทำให้ขนาดสัญญาณถูกลดทอนลงเมื่อวัดค่าแอมพลิจูดสัญญาณจึงมีค่าเท่ากับ $585\text{ mV}_{\text{p-p}}$



รูปที่ 5.5 สัญญาณขาออกจากเครื่องกำเนิดสัญญาณแพทเทินพอร์ต Data



รูปที่ 5.6 สัญญาณข้อมูลขาออกจากเครื่องกำเนิดสัญญาณแพทเทินพอร์ต Invert Data

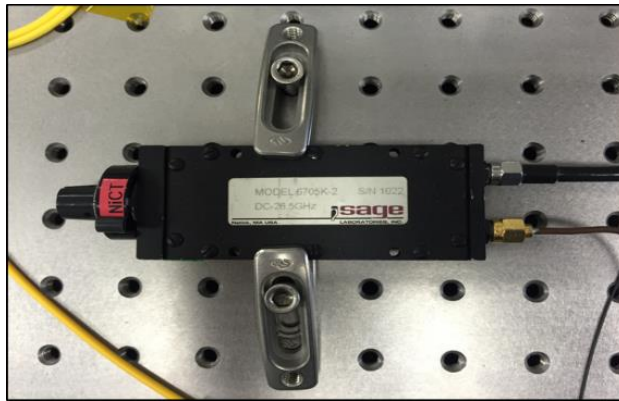
จากรูปที่ 5.3 ที่ตำแหน่ง B สัญญาณจากพอร์ต Invert Data ที่ใช้สร้างสัญญาณ Q ถูกส่งผ่านตัวหน่วงเวลาสาย เนื่องจากตามทฤษฎีแล้วการสร้างสัญญาณควิเอสเค หรือ ดีควิเอสเค ต้องสร้างสัญญาณ I และ Q จากแหล่งกำเนิดสัญญาณแพทเทิน 2 แหล่งกำเนิด แต่ในการทดลองของวิทยานิพนธ์นี้ใช้แหล่งกำเนิดสัญญาณแพทเทินเพียงแค่ตัวเดียวโดยใช้สองพอร์ตที่มีคือ Data และ Invert Data มาสร้างสัญญาณ I กับ Q ตามลำดับ ซึ่งสัญญาณทั้งสองมีรูปแบบเหมือนกันเพียงแต่ผกผัน (Invert) กัน ดังนั้นจึงต้องนำสัญญาณที่ขาข้างหนึ่งมาผ่านตัวหน่วงเวลาสาย เพื่อให้สัญญาณทั้งสองมีรูปแบบแตกต่างกันเปรียบเสมือนถูกสร้างจากเครื่องกำเนิดสัญญาณแพทเทินอีกเครื่องหนึ่ง

ตัวหน่วงเวลาสายที่ใช้เป็นของบริษัท api technologies corp. โมเดล Coaxial Trough Line Phase Shifters รุ่น 6705K แสดงดังรูปที่ 5.7 [33]

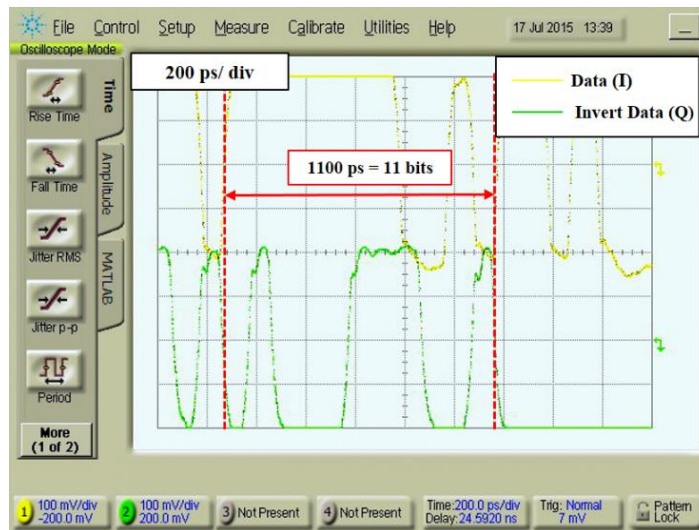
การหน่วงเวลาสัญญาณ 1 บิตสามารถคำนวณความยาวสายได้ดังสมการที่ (5.1) เมื่อ L คือความยาวสายของนำสัญญาณ v คือความเร็วในสายนำสัญญาณซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.6 ของความเร็วแสง ($0.6c$) และ T_s คือคาบบิต

$$L = v.T_s = (0.6c).(T_s) \quad (5.1)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (5.1) เมื่อสัญญาณ 1 บิตมีคาบบิตเท่ากับ 100 ps จะเท่ากับความยาวสาย 18 mm และสายที่นำสัญญาณที่ใช้ยาว 180 mm เท่ากับ 1000 ps จึงมีค่าเป็น 10 บิตเมื่อต่อร่วมกับตัวหน่วงสัญญาณไฟฟ้า 1 บิต ดังนั้นสัญญาณ Q ถูกหน่วงเวลาไปทั้งสิ้น 11 บิตดังแสดงในรูปที่ 5.8

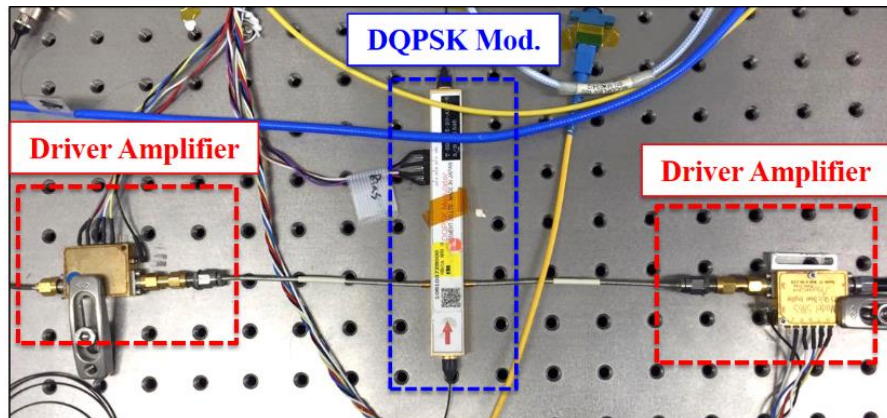


รูปที่ 5.7 ตัวหน่วงเวลาสายสัญญาณข้อมูลไฟฟ้า

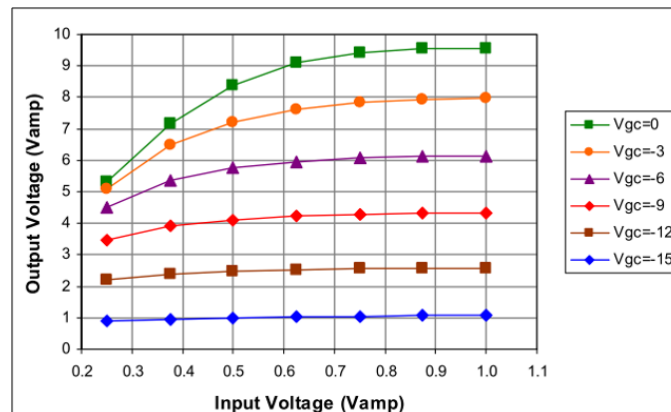


รูปที่ 5.8 รูปแบบสัญญาณ I เปรียบเทียบกับสัญญาณ Q เมื่อผ่านตัวหน่วงเวลาสาย

อีกหนึ่งอุปกรณ์ที่สำคัญในภาคส่งสัญญาณแสงแบบดีควิพีเอสเคคือ ตัวขยายสัญญาณ (Driver Amplifier) ดังแสดงในรูปที่ 5.9 ทำหน้าที่ขยายสัญญาณไฟฟ้าจากแหล่งกำเนิดสัญญาณแพทเทินให้มีขนาดแอมพลิจูดเพิ่มขึ้นก่อนนำไปกล้ำกับสัญญาณกับแสง ทำได้โดยการปรับตั้งแรงดันควบคุมอัตราขยาย (Voltage Gain Control, V_{GC}) ซึ่งการปรับค่า V_{GC} เป็นไปตามรูปที่ 5.10 [12] และยังเป็นพารามิเตอร์เพื่อใช้ในการเลือกช่วงกล้ำสัญญาณที่มีความสำคัญกับ V_{π} ดังที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 2.1.2.4



รูปที่ 5.9 ตัวขยายสัญญาณก่อนเข้าตัวกล้ำสัญญาณแบบตีสัญญาณ

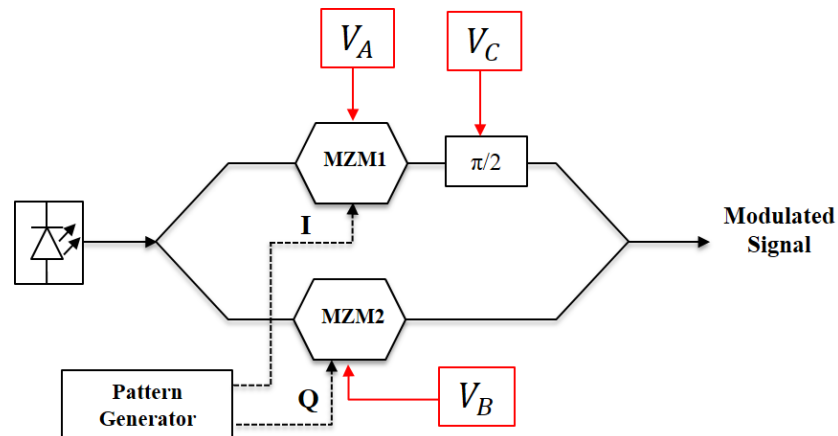


รูปที่ 5.10 การปรับค่าแรงดันควบคุมอัตราการขยายของตัวขยาย

จากรูปที่ 5.10 ในการส่งสัญญาณแบบตีสัญญาณเมื่อสัญญาณขาเข้าเท่ากับ 600 mV ตั้งค่า V_{GC} เท่ากับ 0 V เพื่อให้ได้สัญญาณที่ผ่านการขยายแล้วมีขนาดแอมพลิจูดสูงสุดเท่ากับ 8.8 V_{p-p} และเป็นการปรับตั้งให้ได้ค่าแรงดันกล้ำสัญญาณเท่ากับ $2V_{\pi}$ เพื่อให้เฟสของข้อมูลบิต 0 และ 1 ต่างกัน 180 องศา เป็นไปตามหลักการกล้ำสัญญาณเฟสตั้งที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 2.1.2.1

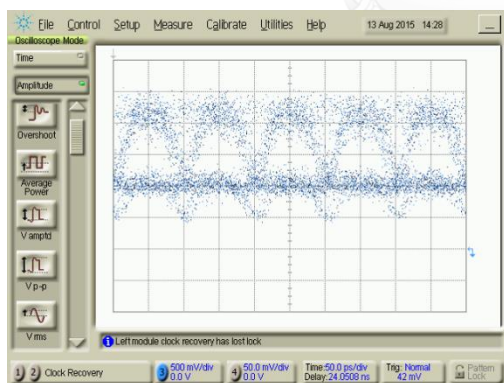
ตำแหน่ง C

ทำการวัดสัญญาณขาออกจากตัวกล้ำสัญญาณแบบตีสัญญาณเพื่อดูการปรับตั้งค่าการกล้ำสัญญาณว่ามีความเหมาะสมหรือไม่ทำได้โดยใช้เครื่องมือวัด 2 ชนิด คือ 1) Digital Communication Analyzer (DCA) และ 2) Optical Modulation Analyzer (OMA) ในการปรับตั้งค่าการกล้ำสัญญาณแบบตีสัญญาณนั้น สิ่งที่สำคัญที่สุดคือต้องปรับค่าให้สัญญาณ I และ Q ตั้งฉากกัน ซึ่งขึ้นอยู่กับ การป้อนแรงดันไบแอสให้ตัวเลื่อนเฟส (Phase Shifter) ภายในตัวกล้ำสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 5.11

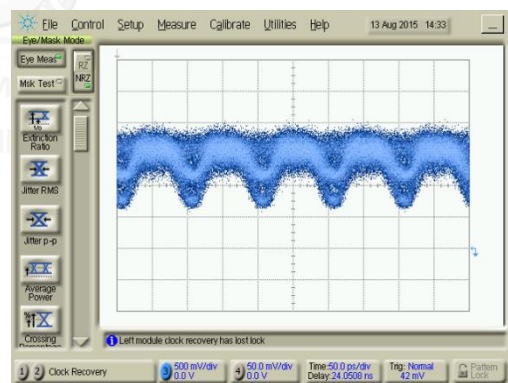


รูปที่ 5.11 การปรับตั้งค่าแรงดันไบแอสของตัวกล้ำสัญญาณแบบคิควีเอสเค

จากรูปที่ 5.11 การตั้งค่าแรงดันไบแอสให้ตัวกล้ำสัญญาณแบบคิควีเอสเคมีอยู่ด้วยกัน 3 ค่า ดังนี้ V_A คือแรงดันไบแอสที่ป้อนให้มอดูเลเตอร์ตัวที่ 1 สำหรับสร้างสัญญาณ I, V_B คือแรงดันไบแอสที่ป้อนให้มอดูเลเตอร์ตัวที่ 2 สำหรับสร้างสัญญาณ Q และ V_C คือแรงดันไบแอสสำหรับตัวเลื่อนเฟส (Phase Shifter) ที่อยู่ในตัวกล้ำสัญญาณเพื่อทำให้สัญญาณ I และ Q ตั้งฉากกัน [8] โดยสัญญาณขาออกจากตัวกล้ำสัญญาณเมื่อปรับตั้ง V_C อย่างสมบูรณ์แสดงดังรูปที่ 5.12 (ก) เมื่อทำการวิเคราะห์สัญญาณด้วย DCA และเมื่อใช้เครื่อง OMA มาทำการวิเคราะห์แผนภาพกลุ่ม (Constellation Diagram) เพื่อยืนยันการปรับตั้งค่าแรงดันไบแอสต่างๆมีความเหมาะสมสัญญาณ I และ Q ตั้งฉากกันแสดงดังรูปที่ 5.13 (ข) [16]

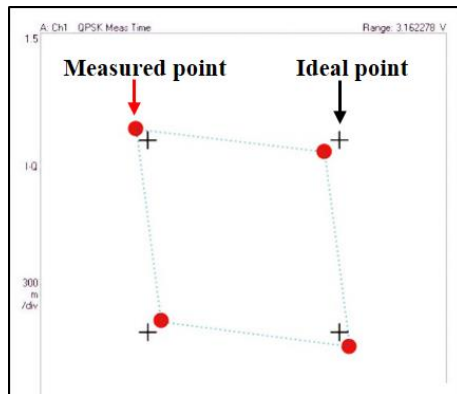


(ก)

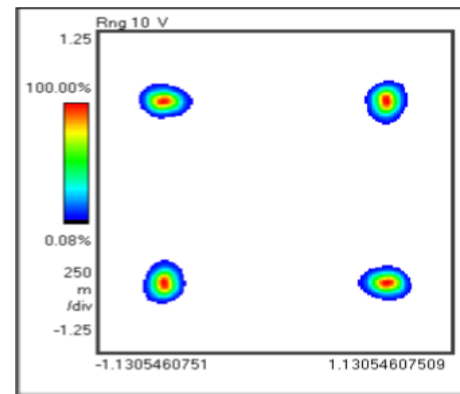


(ข)

รูปที่ 5.12 สัญญาณขาออกของตัวกล้ำสัญญาณคิควีเอสเค (ก) ป้อนแรงดันไบแอสให้ตัวเลื่อนเฟสไม่สมบูรณ์ และ (ข) ป้อนแรงดันไบแอสให้ตัวเลื่อนเฟสสมบูรณ์



(ก)



(ข)

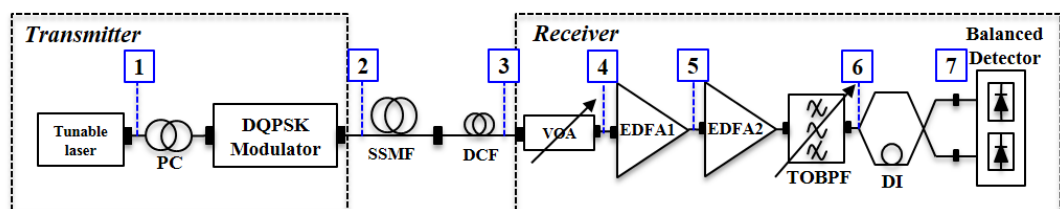
รูปที่ 5.13 ผลการวัดแผนภาพกลุ่มการตั้งค่าภาคส่งสัญญาณแสงแบบดีควีเอสเค (ก) บ่อนแรงดันไบแอสให้ตัวเลื่อนเฟสไม่สมบูรณ์ [16] และ (ข) บ่อนแรงดันไบแอสให้ตัวเลื่อนเฟสสมบูรณ์

5.2 เกณฑ์กำหนดสมรรถนะ

ในหัวข้อนี้กล่าวถึงการวิเคราะห์เกณฑ์กำหนดสมรรถนะของระบบรับส่งสัญญาณแสงแบบดีควีเอสเคเพื่อพิจารณาประสิทธิภาพ, คุณภาพ และสมรรถนะในการส่งสัญญาณ รวมถึงค่าขอบเขตขีดจำกัดต่างๆ ดังที่อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 2.3 โดยในการทดลองสมรรถนะของตัวรับส่งสัญญาณแสงแบบดีควีเอสเค ได้ทำการวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่เป็นเกณฑ์กำหนดสมรรถนะคือ การวิเคราะห์หังบกำลัง (Power Budget Analysis) รายละเอียดดังหัวข้อที่ 5.2.1

5.2.1 การวิเคราะห์หังบกำลัง (Power Budget Analysis)

การวิเคราะห์หังบกำลังเพื่อเป็นการคำนวณกำลังสูญเสียระหว่างทาง (Link Power Loss) จากภาคส่งถึงภาครับเพื่อหาระยะทางสูงสุดที่สามารถส่งสัญญาณได้ ซึ่งถูกจำกัดด้วยการลดทอนในเส้นใยนำแสง (Fiber Attenuation), การสูญเสียแทรกในอุปกรณ์ (Insertion Loss, I_L), และการสูญเสียจากหัวต่อ (Connector Loss, I_c) ดังที่อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 2.3.1 ตำแหน่งต่างๆที่ทำการวัดกำลังแสงเพื่อใช้ในการคำนวณงบกำลังแสดงดังรูปที่ 5.14



รูปที่ 5.14 แผนภาพบล็อกตำแหน่งต่างๆในการวัดกำลังแสงของระบบรับส่งสัญญาณแสงดีควีเอสเค

โดยวัดค่ากำลังแสงแต่ละตำแหน่งด้วยมิเตอร์กำลังแสง (Optical Power Meter) ของบริษัท THORLABS รุ่น PM320E [30] เช่นเดียวกับระบบไอโอเค ผลการวัดกำลังแสง ณ ตำแหน่งต่างๆแสดงในตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 ผลการวัดค่ากำลังแสง ณ ตำแหน่งต่างๆ

กำลังแสง ณ ตำแหน่ง	ค่าที่วัดได้ (dBm)
1. กำลังแสงจากเลเซอร์ปรับค่าได้	+16 dBm
2. กำลังแสงส่ง (P_S)	+8 dBm
3. ค่าความไวภาครับ (P_R)	-38.1 dBm
4. กำลังแสงขาเข้าตัวขยายอิตีเอฟเอ 1	-37.4 dBm
5. กำลังแสงขาเข้าตัวขยายอิตีเอฟเอ 2	-17.4 dBm
6. กำลังแสงขาเข้าตัวดีเลย์อินเตอร์เฟอโรมิเตอร์	+8.3 dBm
7. กำลังแสงขาเข้าตัวตรวจจับแสงพีไอเอ็นแบบบาลานซ์	+8 dBm

ค่าความไวภาครับ (P_R) ณ ตำแหน่งที่ 3 คำนวณจากค่ากำลังแสงที่เหมาะสมกับจุดทำงานของตัวตรวจจับแสงพีไอเอ็นแบบบาลานซ์ที่ +8 dBm [25] และเพิ่มอัตรายายของอิตีเอฟเอทั้งสองตัว โดยคิดกำลังสูญเสียแทรกของอุปกรณ์ภาครับรวมถึงกำลังสูญเสียทั้งหมดที่หัวต่อตั้งสมการที่ (5.2)

$$P_R = P_{BD} - I_{L,DI} - I_{L,TOBPF} - G_{EDFA2} - G_{EDFA1} - I_{L,VOA} - \sum l_c \quad (5.2)$$

P_{PIN} : กำลังแสงที่จุดทำงานของตัวตรวจจับแสงพีไอเอ็นแบบบาลานซ์ (+8 dBm)

$I_{L,DI}$: กำลังสูญเสียแทรกของตัวดีเลย์อินเตอร์เฟอโรมิเตอร์(0.7 dB)

$I_{L,TOBPF}$: กำลังสูญเสียแทรกตัวกรองความถี่เฉพาะย่านแสงแบบปรับค่าได้ (0.7 dB)

G_{EDFA1} : อัตราขยายสูงสุดของตัวขยายอิตีเอฟเอ 1 (20 dB)

G_{EDFA2} : อัตราขยายสูงสุดของตัวขยายอิตีเอฟเอ 2 (25 dB)

$I_{L,VOA}$: กำลังสูญเสียแทรกของตัวลดทอนกำลังแสงแบบปรับค่าได้ (0.7 dB)

l_c : กำลังสูญเสียที่หัวต่อ (0.2 dB/ตัว)

ตารางที่ 5.2 กำลังสูญเสียแทรกในอุปกรณ์ต่างๆ

อุปกรณ์	กำลังสูญเสีย
1. ตัวควบคุมโพลาไรเซชัน [18]	0.7 dB
2. ตัวกล้ำสัญญาณดีควิพีเอสเค [20]	7 dB
3. กำลังลดทอนในเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยว มาตรฐาน	0.184 dB/km
4. กำลังลดทอนในเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิส เพอร์ชัน	0.417 dB/km
5. ตัวลดทอนกำลังแสงแบบปรับค่าได้ [21]	0.7 dB
6. ตัวกรองเฉพาะย่านความถี่แสงแบบปรับค่าได้	0.7 dB
7. ดีเลย์อินเตอร์เฟอโรมิเตอร์ [24]	0.7 dB
8. หัวต่อ (Connector)	0.2 dB

ดังนั้นเมื่อนำค่ากำลังส่ง P_S และค่าความไวภาครับ P_R ที่ได้มาแทนลงในสมการงบกำลังจะสามารถคำนวณงบกำลังของระบบได้ดังสมการที่ (5.3)

$$P_T = P_S - P_R = +8 - (-38.1) = 46.1 \text{ dB} \quad (5.3)$$

ระยะทางสูงสุดเมื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานและเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชัน

จากสมการที่ (2.28) สามารถคำนวณอัตราส่วนระหว่างความยาวของเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชันต่อความยาวเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน (L_{DCF} / L_{SSMF}) มีค่าประมาณ 1:8 เมื่อนำไปแทนค่าในสมการที่ (2.29) จะสามารถหาระยะทางสูงสุดที่สามารถส่งสัญญาณเป็นไปตามสมการที่ (5.4) ถึง (5.6)

$$P_T = \alpha_{SSMF} \cdot L_{SSMF} + \alpha_{DCF} \cdot \frac{L_{SSMF}}{8} + \sum l_c + SM \quad (5.4)$$

α_{SSMF} : ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนของ SSMF มีค่าเท่ากับ 0.184 dB/km

α_{DCF} : ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนของ DCF มีค่าเท่ากับ 0.417 dB/km

SM : System Margin มีค่าเท่ากับ 6 dB

จากสมการที่ (5.4) เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆลงในสมการจะสามารถหาค่าระยะทางสูงสุดของเส้นใยนำแสงโหมดเดียวมาตรฐานได้ดังนี้

$$P_T - \sum l_c - SM = (0.184\text{dB/km})(L_{SSMF}) + \left(\frac{0.417\text{ dB/km}}{8}\right)(L_{SSMF}) \quad (5.5)$$

$$L_{SSMF} = \frac{P_T - \sum l_c - SM}{(0.236\text{dB/km})} = \frac{(46.1 - 2(0.2) - 6)(\text{dB})}{(0.236\text{dB/km})} = 168.22\text{km} \quad (5.6)$$

เมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (2.28) สามารถหาระยะทางของเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชันได้ดังนี้

$$L_{DCF} = \frac{|D_{SSMF}| \cdot L_{SSMF}}{|D_{DCF}|} = \frac{(16.17\text{ps/nm.km}) \cdot (168.22\text{ km})}{|-127.45(\text{ps/nm.km})|} = 21.34\text{km} \quad (5.7)$$

ดังนั้นระยะทางสูงสุดที่สามารถส่งสัญญาณได้มีค่าเท่ากับ 189.56 km (168.22-km SSMF + 21.34-km DCF) จะเห็นได้ว่าเมื่อมีการเพิ่มตัวขยายอิตีเอฟเอถึง 2 ตัว ทำให้ระบบมีงบกำลังเพียงพอในการส่งสัญญาณได้ในระยะทางไกลและค่าที่ได้เป็นค่าประมาณที่มาจากการคำนวณ แต่ในการทดลองจริงต้องนำเส้นใยนำแสงจำนวนหลายม้วนมาต่อกันจึงทำให้มีกำลังสูญเสียทั้งจากหัวต่อและกำลังสูญเสียระหว่างเส้นทางอื่นๆ ทำให้ระบบจริงสามารถส่งสัญญาณได้ไกลที่สุดเพียง 117 km (105-km SSMF+12-km DCF)

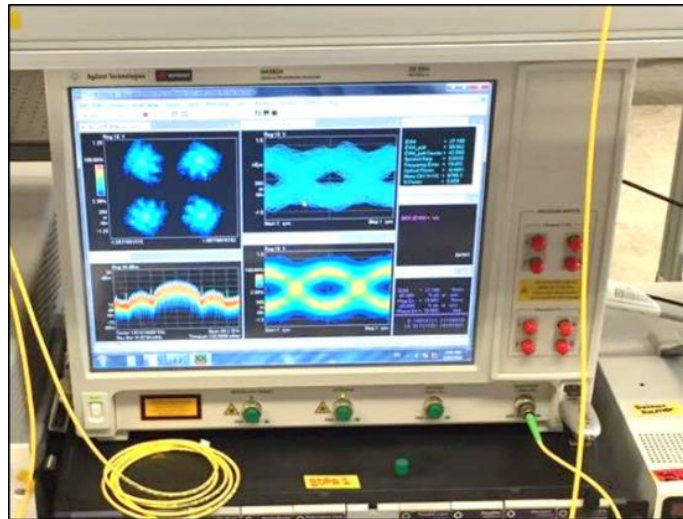
5.3 การทดลองส่งผ่านสัญญาณในเส้นใยนำแสงโหมดเดียวมาตรฐานที่ระยะทางต่างๆ

หัวข้อนี้จะกล่าวถึงการทดลองส่งผ่านสัญญาณแสงที่กล้าสัญญาณแบบตึควีพีเอสในเส้นใยนำแสงโหมดเดียวมาตรฐานกรณีต่างๆ โดยทำการวิเคราะห์ขนาดเวกเตอร์ผิดพลาดและแผนภาพกลุ่ม (Constellation Diagram) ดังหัวข้อที่ 5.3.1, วิเคราะห์สเปกตรัมแสงดังหัวข้อที่ 5.3.2 และ วัดอัตราบิดผิดพลาดดังหัวข้อที่ 5.3.3

5.3.1 การวิเคราะห์แผนภาพกลุ่มและขนาดเวกเตอร์ผิดพลาด (Constellation Diagram and Error Vector Magnitude Analysis)

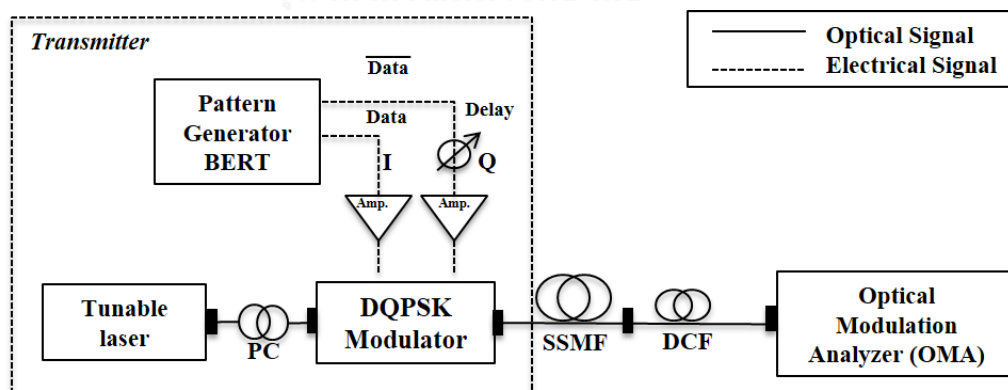
การพิจารณาสมรรถนะและประสิทธิภาพสัญญาณของระบบที่กล้าสัญญาณแบบตึควีพีเอสจะต้องพิจารณาจากแผนภาพกลุ่ม (Constellation Diagram) และค่าพารามิเตอร์ขนาดเวกเตอร์ผิดพลาด(Error Vector Magnitude, EVM) ดังที่อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 2.3.3 ซึ่งในการทดลองส่งสัญญาณตึควีพีเอสผ่านเส้นใยนำแสงที่ระยะทางต่างๆ โดยทำการวิเคราะห์ค่าขนาดเวกเตอร์ผิดพลาดในการพิจารณาขอบเขตจำกัดในการส่งสัญญาณแทนการพิจารณาด้วยบเวลาขาขึ้นดังเช่น

ระบบส่งสัญญาณแบบโอไอเค และศึกษาการเปลี่ยนแปลงแผนภาพกลุ่มและผลการเปลี่ยนสถานะของสัญญาณ I,Q สะสม (Accumulated I-Q Transition) เมื่อส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงที่ระยะทางต่างๆ รวมถึงแผนภาพรูปตาด้วยเครื่องมือ Optical Modulation Analyzer (OMA) ของบริษัท Keysight รุ่น N4392A Optical Modulation Analyzer [34] ดังแสดงในรูปที่ 5.15



รูปที่ 5.15 เครื่องมือวัด Optical Modulation Analyzer

แผนภาพบล็อกการเชื่อมต่ออุปกรณ์เพื่อทำการวิเคราะห์สัญญาณด้วยเครื่อง OMA แสดงดังรูปที่ 5.16 ทำการพิจารณา 3 กรณีคือ 1) ไม่ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชัน (Un-Compensated CD), 2) ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันไม่สมบูรณ์ (Under-Compensated CD) และ 3) ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์ (Perfect-Compensated CD)

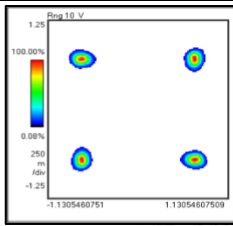
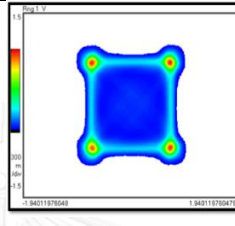
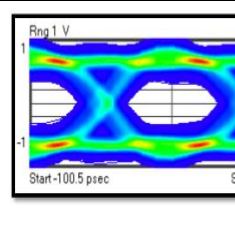
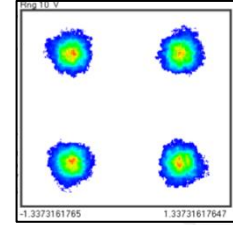
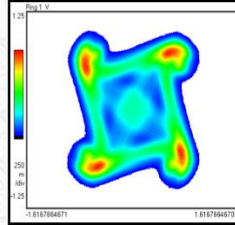
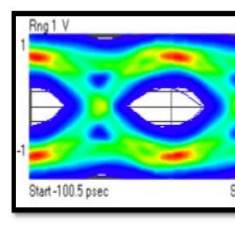
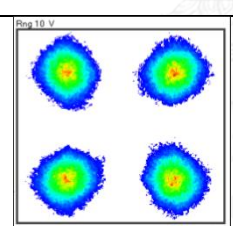
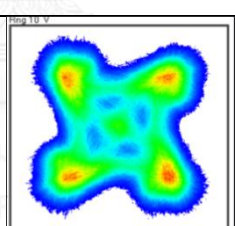
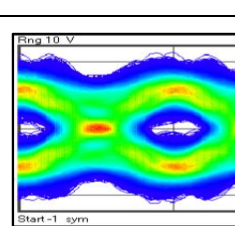
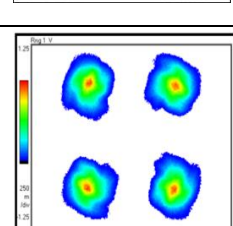
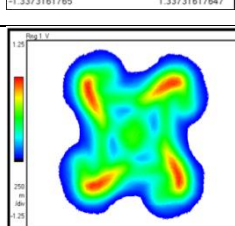
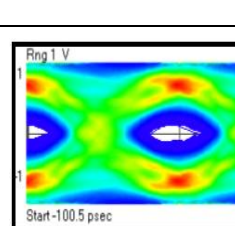


รูปที่ 5.16 แผนภาพบล็อกการเชื่อมต่ออุปกรณ์เพื่อวิเคราะห์สัญญาณด้วยเครื่อง OMA กรณีที่ 1) ไม่ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชัน

ทำการส่งสัญญาณจากภาคส่งถึงเครื่อง OMA โดยไม่ผ่านเส้นใยนำแสง และส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดียวมาตรฐานที่ระยะทาง 25 km, 40 km และ 50 km ซึ่งทำการวัดค่าขนาด

เวกเตอร์ผิดพลาด, แผนภาพกลุ่ม, การเปลี่ยนสถานะของสัญญาณ I-Q และแผนภาพรูปตาของสัญญาณผลการวัดแสดงในตารางที่ 5.3

ตารางที่ 5.3 ผลการวัดจากเครื่อง OMA กรณีไม่ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชัน

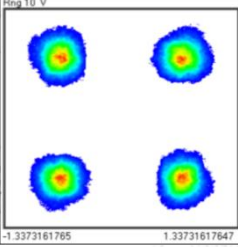
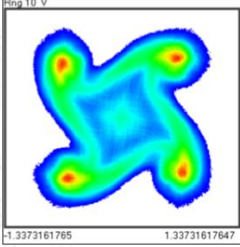
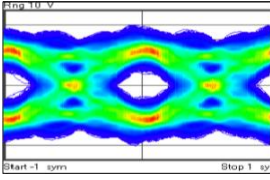
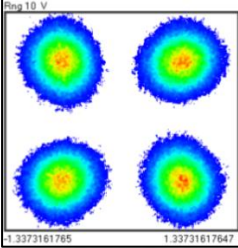
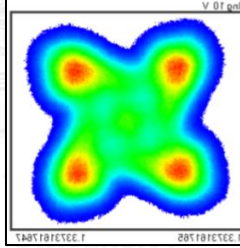
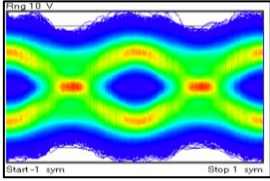
เงื่อนไข และ ค่าขนาดเวกเตอร์ ผิดพลาด	แผนภาพกลุ่ม	การเปลี่ยนสถานะ ของสัญญาณ I-Q สะสม	แผนภาพรูปตา
1. ไม่ส่งผ่าน เส้นใยนำแสง EVM = 7.66%			
2. ส่งผ่าน เส้นใยนำแสง 25 km EVM = 16.85%			
3. ส่งผ่าน เส้นใยนำแสง 40 km EVM = 22.04%			
4. ส่งผ่าน เส้นใยนำแสง 50 km EVM = 23.25%			

จากตารางที่ 5.3 แสดงให้เห็นว่าเมื่อระยะทางในการส่งสัญญาณเพิ่มขึ้นค่าขนาดเวกเตอร์ผิดพลาดจะเพิ่มขึ้น ยิ่งไปกว่านั้นแผนภาพกลุ่มมีลักษณะฟุ้งกระจายออกจากจุดศูนย์กลาง [6] การเปลี่ยนสถานะของสัญญาณ I,Q สะสมมีการบิดทวนเข้ามาพิงกันเนื่องมาจากความเร็วของสัญญาณขณะเปลี่ยนแปลงสถานะไม่พร้อมกันซึ่งเป็นผลมาจากโครมาติกดิสเพอร์ชัน และแผนภาพรูปตาเริ่มปิดลงอันเนื่องมาจากผลของโครมาติกดิสเพอร์ชันสะสม

กรณีศึกษาที่ 2) ขดเซย์โครมาติกดิสเพอร์ชันไม่สมบูรณ์

ทดลองส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน (SSMF) โดยแทรกเส้นใยนำแสงชนิดขดเซย์ดิสเพอร์ชัน (DCF) ด้วยเงื่อนไขขดเซย์ไม่สมบูรณ์ กล่าวคือขดเซย์โครมาติกดิสเพอร์ชันเพียงบางช่วงของระยะทางเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานทั้งหมด ซึ่งทำการวัดค่าพารามิเตอร์และสัญญาณเช่นเดียวกับกรณีศึกษาที่ 1 ผลการวัดแสดงดังตารางที่ 5.4

ตารางที่ 5.4 ผลการวัดจากเครื่อง OMA กรณีขดเซย์โครมาติกดิสเพอร์ชันไม่สมบูรณ์

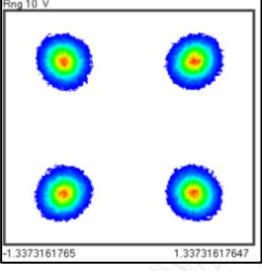
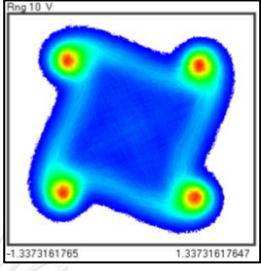
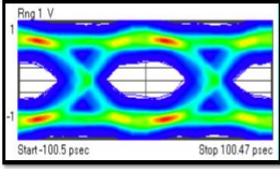
เงื่อนไขและค่าขนาดเวกเตอร์ผิดพลาด	แผนภาพกลุ่ม	การเปลี่ยนแปลงสถานะของสัญญาณ I-Q สะสม	แผนภาพรูปตา
1. 50-km SSMF + 3-km DCF (ขดเซย์ 25 km) EVM = 17.97%			
2. 80-km SSMF + 5-km DCF (ขดเซย์ 40 km) EVM = 27.34%			

จากตารางที่ 5.4 แสดงให้เห็นว่าเมื่อแทรกเส้นใยนำแสงชนิดขดเซย์ดิสเพอร์ชันด้วยเงื่อนไขขดเซย์ไม่สมบูรณ์จะสามารถเพื่อลดผลกระทบของโครมาติกดิสเพอร์ชันสะสมลงได้ สังเกตได้จากค่าขนาดเวกเตอร์ผิดพลาดที่ลดลง และแผนภาพกลุ่มมีการฟุ้งกระจายลดลง, การเปลี่ยนแปลงสถานะของสัญญาณ I-Q ยังคงมีการบิดเบี้ยวอันเนื่องมาจากโครมาติกดิสเพอร์ชันเหลือ (Residual CD) แผนภาพรูปตาของสัญญาณเริ่มเปิดขึ้นในเงื่อนไขแรก ส่วนเงื่อนไขที่สองรูปตาของสัญญาณยังคงปิดอันเนื่องมาจากกำลังแสงที่ต่ำลงเมื่อแสงเดินทางผ่านเส้นใยนำแสงที่มีระยะทางไกล

กรณีศึกษาที่ 3) การขดเซย์โครมาติกดิสเพอร์ชันโดยสมบูรณ์

ทำการทดลองส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานโดยแทรกเส้นใยนำแสงชนิดขดเซย์ดิสเพอร์ชันด้วยเงื่อนไขขดเซย์โครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์ ซึ่งทำการวัดค่าพารามิเตอร์และวัดสัญญาณเช่นเดียวกับกรณีศึกษาที่ 1 ผลการวัดแสดงดังตารางที่ 5.5

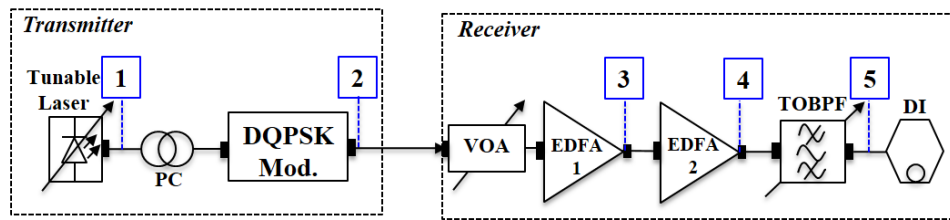
ตารางที่ 5.5 ผลการวัดจากเครื่อง OMA กรณีชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์

เงื่อนไข และ ค่าขนาดเวกเตอร์ ผิดพลาด	แผนภาพกลุ่ม	การเปลี่ยนสถานะ ของสัญญาณ I-Q สะสม	แผนภาพรูปตา
1. 50-km SSMF + 7-km DCF EVM = 16.46%			

จากตารางที่ 5.5 แสดงให้เห็นว่าการชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์สามารถลดค่าขนาดเวกเตอร์ผิดพลาดลงได้ ความฟุ้งกระจายของแผนภาพกลุ่มลดลง การบิดของการเปลี่ยนสถานะสัญญาณ I-Q มีลักษณะบิดตามเข็มนาฬิกาเล็กน้อยเนื่องจาก DCF 7-km ที่ใช้ร่วมกับ SSMF 50-km มีการชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันเกิน (Over-Compensated) ไปเล็กน้อยทำให้ยังคงมีโครมาติกดิสเพอร์ชันเหลือเป็นค่า (-) มีผลทำให้การเปลี่ยนสถานะของสัญญาณ I-Q เกิดการบิดตามเข็มนาฬิกา ย้อนคืนจากศูนย์กลางและใกล้เคียงกับกรณีไม่ส่งผ่านเส้นใยนำแสง อีกทั้งแผนภาพรูปตาเปิดมากขึ้น ดังนั้นสรุปได้ว่าการชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์กับสัญญาณแสงที่กล้าสัญญาณแบบตีควิพีเอสเค สามารถลดปัญหาของโครมาติกดิสเพอร์ชันสะสมลงได้ทำให้คุณภาพของสัญญาณที่ภาครับใกล้เคียงกับภาคส่งและสามารถส่งสัญญาณได้ไกลมากขึ้น

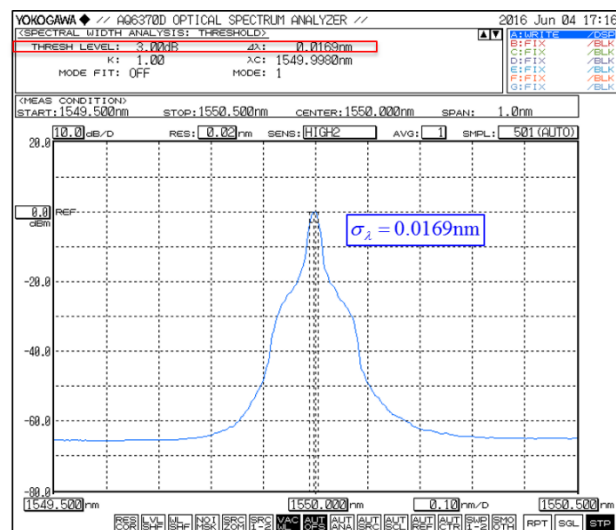
5.3.2 การวิเคราะห์สเปกตรัมแสง (Optical Spectrum Analysis)

การวิเคราะห์สเปกตรัมแสงเพื่อดูผลการเปลี่ยนแปลงของสเปกตรัม ณ จุดต่างๆของโครงข่าย โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อแทรกตัวขยายอีดีเอฟเอ และเมื่อแทรกตัวกรองสัญญาณเฉพาะย่านความถี่แสงแบบปรับค่าได้ (Tunable Optical Band Pass Filter, TOBPF) เพื่อลดสัญญาณรบกวนเอเอสอี (Amplifier Spontaneous Emission Noise, ASE-Noise) ดังที่อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 3.2.3 ทำการวัดโดยใช้เครื่องมือ Optical Spectrum Analyzer (OSA) ของบริษัท YOKOGAWA รุ่น AQ6370D 600-700 nm OPTICAL SPECTRUM ANALYZER [28] เช่นเดียวกับระบบโอไอเค ตำแหน่งต่างๆที่ทำการวัดสเปกตรัมแสดงดังรูปที่ 5.17



รูปที่ 5.17 แผนภาพบล็อกตำแหน่งการวัดสเปกตรัมแสงของระบบส่งสัญญาณแสงแบบดีควีพีเอสเค ตำแหน่งที่ 1

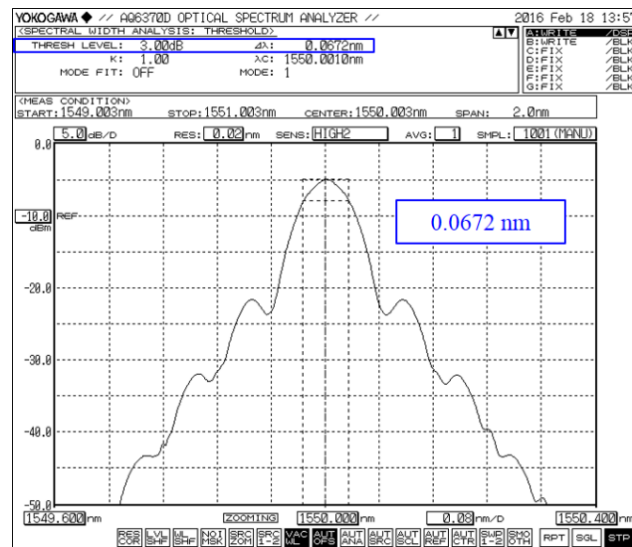
วัดสเปกตรัมของแสงจากแหล่งกำเนิดแสงเลเซอร์ปรับค่าได้ และทำการวัดค่าความกว้างสเปกตรัม (Spectral Width) มีค่าเท่ากับ 0.0169 nm ผลการวัดแสดงดัง



รูปที่ 5.18 สเปกตรัมของแหล่งกำเนิดแสงเลเซอร์ปรับค่าได้

ตำแหน่งที่ 2

วัดสเปกตรัมแสง ณ ตำแหน่งสัญญาณขาออกของตัวลำสัญญาณแบบดีควีพีเอสเค และวัดความกว้างสเปกตรัมมีค่าเท่ากับ 0.0672 nm ผลการวัดแสดงรูปที่ 5.19



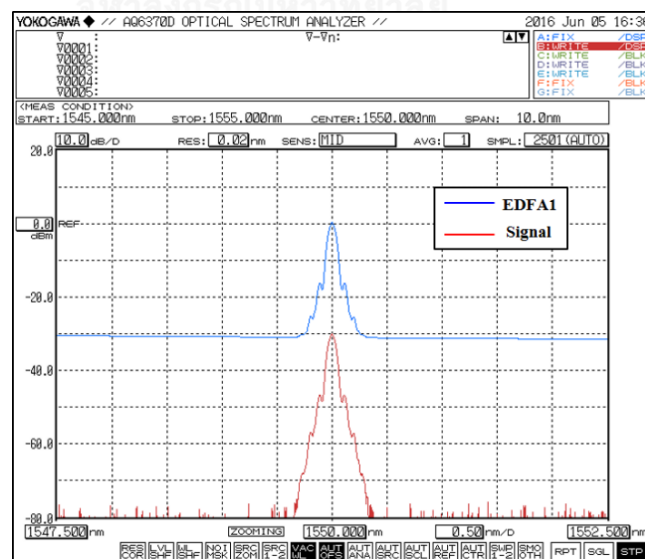
รูปที่ 5.19 สเปกตรัมแสงขาออกของตัวกล้ำสัญญาณแบบดีคิฟิเอสเค

จากผลการวัดค่าความกว้างสเปกตรัมแสงจากตัวกล้ำสัญญาณแสงแบบดีคิฟิเอสเค สามารถประมาณค่าระยะทางสูงสุดที่สามารถส่งสัญญาณได้ดังสมการที่ (5.8)

$$L < \frac{0.7}{B \cdot |D| \cdot \sigma_\lambda} = \frac{0.7}{(10 \text{ Gb/s}) \cdot (16.17 \text{ ps/nm.km}) \cdot (0.0672 \text{ nm})} = 64.4 \text{ km} \quad (5.8)$$

ตำแหน่งที่ 3

วัดสเปกตรัมแสงเมื่อผ่านตัวขยายอีดีเอฟเอตัวที่ 1 อัตราขยายเท่ากับ 30 dB และสังเกตผลการเปลี่ยนแปลงสเปกตรัมอันเนื่องมาจากการสัญญาณรบกวนเอเอสอี ผลการวัดแสดงดังรูปที่ 5.20

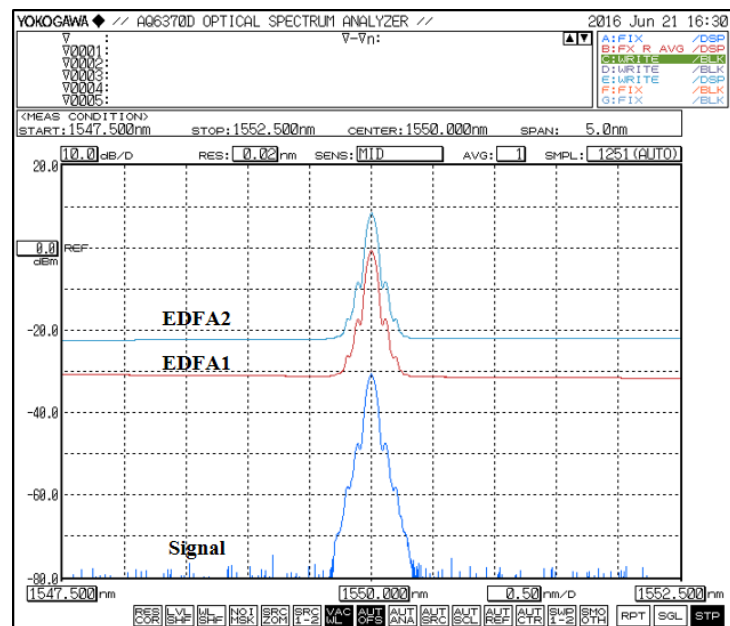


รูปที่ 5.20 สเปกตรัมของแสงก่อนและหลังผ่านตัวขยายอีดีเอฟเอ ณ ตำแหน่งที่ 3

จากรูปที่ 5.20 แสดงให้เห็นว่าสัญญาณขาออกจากตัวขยายอีดีเอฟเอ จะมีระดับพื้นสัญญาณรบกวน (Noise Floor) สูงขึ้น

ตำแหน่งที่ 4

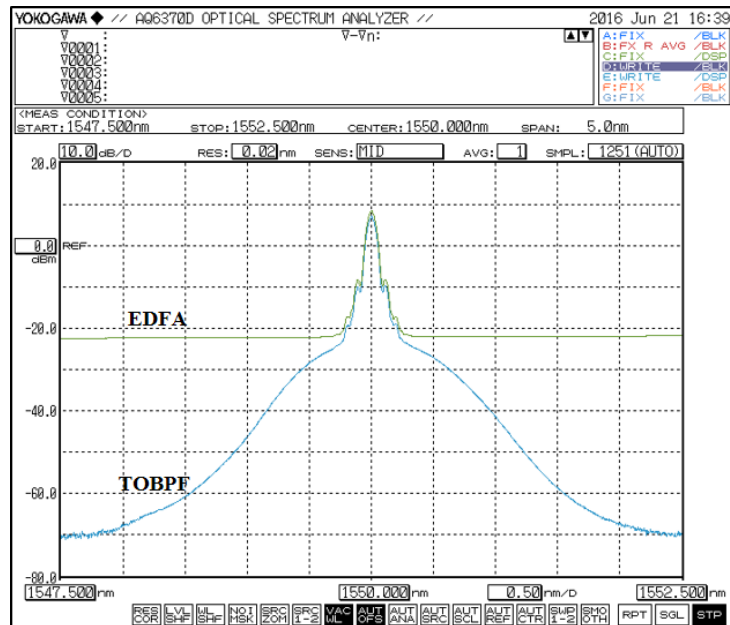
วัดสเปกตรัมแสงเมื่อเพิ่มตัวขยายอีดีเอฟเอ 2 ตัว ตัวขยายอีดีเอฟเอตัวแรกมีอัตราขยาย 30 dB และตัวขยายอีดีเอฟเอตัวที่ 2 ด้วยอัตราขยาย 8 dB สังเกตผลการเพิ่มขึ้นของระดับพื้นสัญญาณอันเนื่องมาจากสัญญาณรบกวนเอเอสอี ผลการวัดแสดงดังรูปที่ 5.21



รูปที่ 5.21 สเปกตรัมแสงเมื่อผ่านตัวขยายอีดีเอฟเอทั้งสองตัว ณ ตำแหน่งที่ 4

ตำแหน่งที่ 5

วัดสเปกตรัมแสงเมื่อแทรกตัวกรองสัญญาณเฉพาะย่านความถี่แสงแบบปรับค่าได้เข้าไปต่อจากตัวขยายอีดีเอฟเอ เพื่อลดระดับพื้นสัญญาณรบกวนลงผลการวัดแสดงดังรูปที่ 5.22

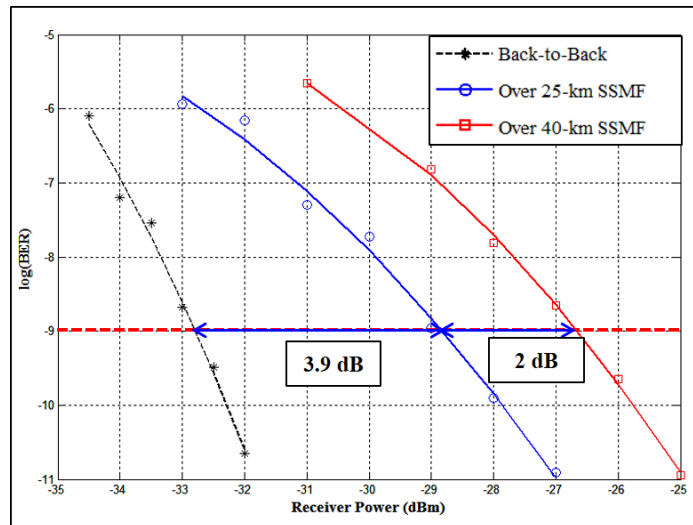


รูปที่ 5.22 สเปกตรัมแสงเมื่อผ่านตัวกรองสัญญาณเฉพาะย่านความถี่แสงแบบปรับค่าได้ จากผลการทดลองวิเคราะห์สเปกตรัมแสงทั้งหมดในหัวข้อนี้ แสดงให้เห็นว่าสเปกตรัมของแสงเมื่อเพิ่มตัวขยายอีดีเอฟเอทำให้ระดับพื้นสัญญาณรบกวนที่เพิ่มขึ้น อันเนื่องมาจากผลกระทบของสัญญาณรบกวนเอเอสอี อย่างไรก็ตามเมื่อแทรกตัวกรองสัญญาณเฉพาะย่านความถี่แสงแบบปรับค่าได้สามารถลดผลกระทบดังกล่าวลงได้

5.3.3 การวิเคราะห์อัตราบิดผิดพลาด (Bit Error Rate Analysis)

ในหัวข้อนี้ทำการวิเคราะห์อัตราบิดผิดพลาดของระบบส่งสัญญาณแสงแบบโอไอเค เมื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสงที่แบ่งเป็น 3 กรณีคือ 1) การส่งผ่านเส้นใยนำแสงโดยไม่ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชัน (Uncompensated CD), 2) ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันไม่สมบูรณ์ (Under-Compensated CD) และ 3) ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์ (Perfect-Compensated CD) โดยทำการวัดค่าอัตราบิดผิดพลาดด้วยเครื่อง BERT (Bit Error Rate Tester) ของบริษัท Agilent Technologies รุ่น N4901B Serial-BERT 13.5 Gb/s [32] และพิจารณา Power Penalty ที่อัตราบิดผิดพลาด 10^{-9} กรณีที่ 1) การส่งผ่านเส้นใยนำแสงโดยไม่ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชัน

ทำการวัดค่าอัตราบิดผิดพลาดเมื่อไม่ส่งผ่านเส้นใยนำแสง (Back-to-Back) และเมื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐานที่ระยะทาง 25 km และ 40 km, ตามลำดับ ผลการวัดค่าอัตราบิดผิดพลาดเทียบกับกำลังภาครับ (Receiver Power) แสดงดังรูปที่ 5.23

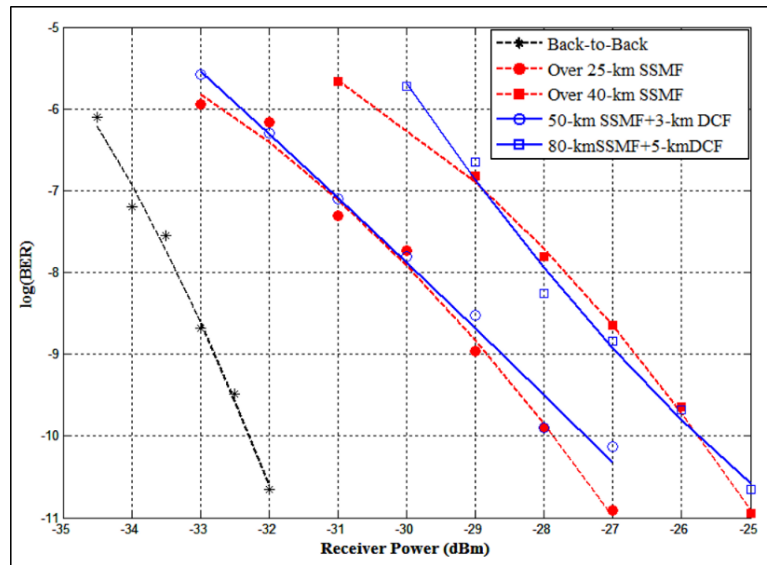


รูปที่ 5.23 อัตราบิดผิดพลาดสัญญาณแสงดีควิทีเอสเคกรณีไม่ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชัน

จากรูปที่ 5.23 จะเห็นได้ว่าเมื่อส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงเส้นกราฟมีแนวโน้มเลื่อนไปทางขวา และเมื่อพิจารณาค่า Power Penalty ที่อัตราบิดผิดพลาดที่ 10^{-9} เทียบกับกรณีไม่ส่งผ่านเส้นใยนำแสงพบว่า เมื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดียวมาตรฐานที่ระยะทาง 25 km และ 40 km มีค่า Power Penalty เท่ากับ 3.9 dB และ 5.9 dB ตามลำดับ

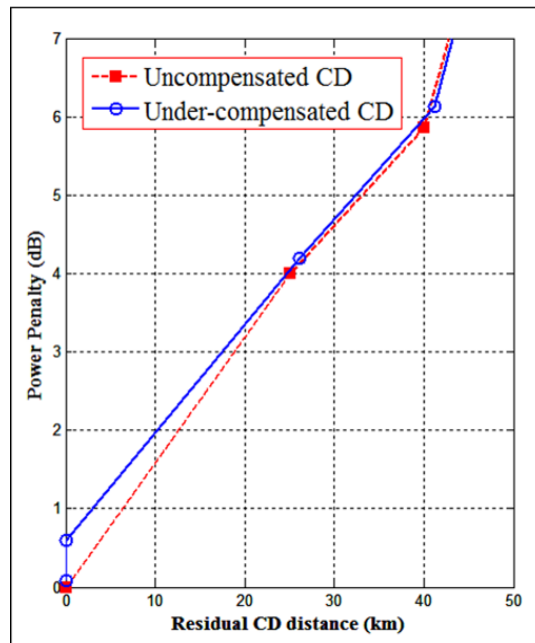
กรณีที่ 2) ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันไม่สมบูรณ์

ทำการวัดค่าอัตราบิดผิดพลาดเมื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดียวมาตรฐาน (SSMF) ร่วมกับเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชัน (DCF) โดยชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสะสมเพียงบางช่วงของระยะทางทั้งหมดแบ่งเป็น 3 เงื่อนไขดังนี้ 1) ส่งผ่าน 50-km SSMF + 3-km DCF และ 2) ส่งผ่าน 80-km SSMF + 5-km DCF ผลการวัดอัตราบิดผิดพลาดแสดงดังรูปที่ 5.24



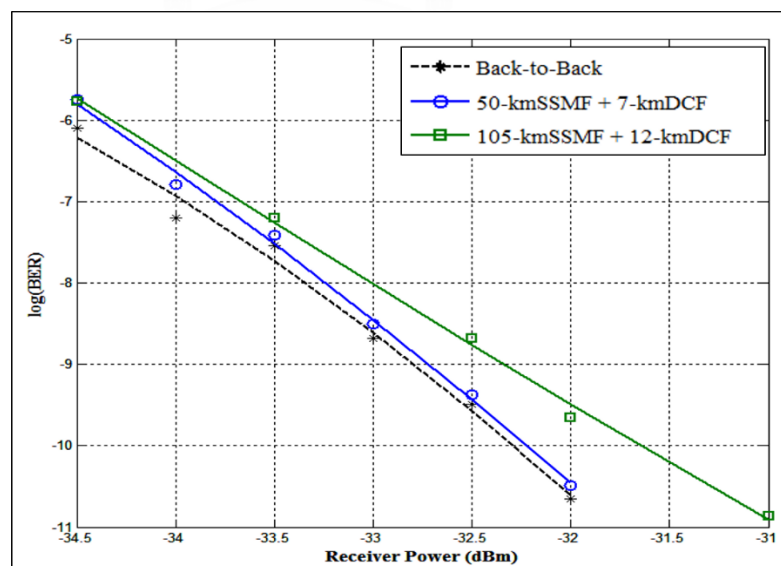
รูปที่ 5.24 อัตราบิดผิดพลาดสัญญาณแสงแบบตีควีพีเอสเคกรณีชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันไม่สมบูรณ์

จากรูปที่ 5.24 อัตราบิดผิดพลาดสัญญาณแสงแบบตีควีพีเอสเคกรณีชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันไม่สมบูรณ์เมื่อพิจารณาเส้นกราฟจากเงื่อนไขที่ 1) แสดงให้เห็นว่าเส้นกราฟเลื่อนกลับมาใกล้เคียงกับกรณีส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน 25 km และ เงื่อนไขที่ 2) เส้นกราฟกลับมาใกล้เคียงกับกรณีส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน 40 km ดังนั้นแสดงให้เห็นว่าสามารถเลือกชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันบางช่วงของระยะทางในการส่งสัญญาณทั้งหมดได้ แต่ยังคงมีระยะทางเหลือจากโครมาติกดิสเพอร์ชัน (Residual CD Distance) จากการชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันไม่สมบูรณ์เมื่อนำมาพลอตกราฟเทียบกับค่า Power Penalty ที่ 10^{-9} ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 5.25



รูปที่ 5.25 Power Penalty ที่ 10^{-9} เทียบกับระยะทางเหลือจากโครมาติกดิสเพอร์ชันกรณี 3) ชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์

ทำการวัดค่าอัตราบิดผิดพลาดเมื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน (SSMF) ร่วมกับเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชัน (DCF) ด้วยเงื่อนไขชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์ ทั้ง 2 กรณีคือ 1) ส่งผ่าน 50-km SSMF + 7-km DCF และ 2) ส่งผ่าน 105-km SSMF + 12-km DCF ผลการวัดแสดงดังแสดงดังรูปที่ 5.26



รูปที่ 5.26 อัตราบิดผิดพลาดของระบบส่งสัญญาณแบบดิคิวิพีเอสเคกรณีต่างๆเมื่อชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์

จากรูปที่ 5.26 แสดงให้เห็นว่าเส้นอัตราบิดผิดพลาดเมื่อชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์แล้ว เส้นกราฟกลับมาใกล้เคียงกับเส้นอัตราบิดผิดพลาดกรณีไม่ส่งผ่านเส้นใยนำแสง ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่าการชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์ ด้วยเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชันสามารถคงคุณภาพของสัญญาณที่ภาครับให้มีคุณภาพใกล้เคียงกับสัญญาณที่ต้นทางจากภาคส่งได้ และทำให้สามารถส่งสัญญาณได้ไกลขึ้น



บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอรายละเอียดการทดลองหาสมรรถนะในการส่งสัญญาณแสงที่กล้าสัญญาณแบบโอไอเคและดีคิวพีเอสเคที่อัตราบอด 10 Gbaud ความยาวคลื่นแสง 1550 nm และแทรกตัวขยายอีดีเอฟเอ (Erbium Doped Fiber Amplifier, EDFA) เพื่อเพิ่มงบกำลังของระบบโดยอธิบายรายละเอียดการติดตั้งใช้งานอุปกรณ์ทั้งภาคส่งและรับสัญญาณในโครงข่ายเชื่อมโยงกับทฤษฎีต่างๆได้ ซึ่งจุดประสงค์หลักของการวิจัยคือทำการศึกษาผลกระทบที่มีต่อสัญญาณทั้ง 2 แบบเมื่อทดลองส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน (Standard Single Mode Fiber, SSMF) ที่ระยะทางต่างๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งผลกระทบของโครมาติกดิสเพอร์ชันสะสมเมื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสงที่ระยะทางไกลมีผลทำให้สมรรถนะในการส่งสัญญาณลดลง จากการคำนวณระยะทางสูงสุดที่ถูกจำกัดด้วยโครมาติกดิสเพอร์ชันพบว่าสามารถส่งสัญญาณได้สูงสุดประมาณ 64.4 km ดังนั้นแล้วการจัดการกับโครมาติกดิสเพอร์ชันสะสมจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งในโครงข่ายและวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้เส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชัน (Dispersion Compensating Fiber, DCF) มาใช้งานร่วมกับเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวมาตรฐาน

ยิ่งไปกว่านั้นผลกระทบของโครมาติกดิสเพอร์ชันที่มีต่อสัญญาณดีคิวพีเอสเคยังมีผลทำให้สัญญาณรบกวนในระบบเพิ่มขึ้น พิจารณาได้จากค่าขนาดเวกเตอร์ผิดพลาดเพิ่มขึ้น เกิดการฟุ้งกระจายของแผนภาพกลุ่มออกจากจุดศูนย์กลาง และการเปลี่ยนสถานะของสัญญาณ I,Q สะสม (Accumulated I,Q Transition) เกิดการบิดทวนเข็มนาฬิกาอันเนื่องมาจากความเร็วของการเปลี่ยนสถานะสัญญาณไม่เท่ากัน อีกทั้งยังมีผลทำให้อัตราบิดผิดพลาดเพิ่มสูงขึ้น และในระบบที่กล้าสัญญาณแบบโอไอเค เมื่อทำการวัดแผนภาพรูปตาและวิเคราะห์เวลาขาขึ้น ผลกระทบของโครมาติกดิสเพอร์ชันสะสมมีผลทำให้รูปตาของสัญญาณยืดยาวออกทางเวลาสังเกตได้จากเวลาขาขึ้นที่เพิ่มมากขึ้น อัตราบิดผิดพลาดเพิ่มสูงขึ้น อย่างไรก็ตามเมื่อแทรกเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชันแล้วสามารถลดผลกระทบดังกล่าวลงได้และยังสามารถเพิ่มระยะทางในการส่งสัญญาณได้อีกด้วย

เมื่อแทรกเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชันด้วยเงื่อนไขชดเชยสมบูรณ์ร่วมกับตัวขยายอีดีเอฟเอทั้งสองตัว พบว่าสามารถส่งสัญญาณได้ไกลสุดเท่ากับ 117 km (105-km SSMF+12-km DCF) ซึ่งเส้นกราฟอัตราบิดผิดพลาดใกล้เคียงกับกรณีไม่ส่งผ่านเส้นใยนำแสง (Back-to-Back) และในกรณีชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันสมบูรณ์ (50-km SSMF+ 7 km DCF) สามารถลดการฟุ้งกระจายของแผนภาพกลุ่มและค่าขนาดเวกเตอร์ผิดพลาดลงได้ อีกทั้งยังสามารถลดการบิดทวนของการเปลี่ยนสถานะ

ของสัญญาณ I,Q ลงได้กลับมาใกล้เคียงกับกรณีไม่ส่งผ่านเส้นใยนำแสง อีกทั้งเส้นกราฟอัตราบิดผิดยังใกล้เคียงกับกรณีไม่ส่งผ่านเส้นใยนำแสงอีกด้วย

จากการทดลองชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันไม่สมบูร์น (Under-Compensated) และวัดอัตราบิดผิดพลาดเพื่อพลอตกราฟ Power Penalty ที่ 10^{-9} เทียบกับระยะทางเหลือจากโครมาติกดิสเพอร์ชัน (Residual Chromatic Dispersion Distance) พบว่าสามารถลดค่าโครมาติกดิสเพอร์ชันลงได้จากการพิจารณาค่า Power Penalty ที่อัตราบิดผิดพลาด 10^{-9} กล่าวคือเมื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมตเดี่ยวมาตรฐานที่ระยะทาง 25 km และ 40 km ซึ่งมีค่า Power Penalty ที่อัตราบิดผิดพลาด 10^{-9} เท่ากับ 3.9 dB และ 5.9 dB ตามลำดับ เมื่อชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันด้วยเงื่อนไขชดเชยไม่สมบูร์นกรณีที่ 1) 50-km SSMF + 3-km DCF (ชดเชยระยะทางโครมาติกดิสเพอร์ชันเหลือเท่ากับ 25 km) และกรณีที่ 2) 80-km SSMF + 5-km DCF (ชดเชยระยะทางโครมาติกดิสเพอร์ชันเหลือเท่ากับ 40 km) มีค่า Power Penalty ที่ 10^{-9} เท่ากับ 4.1 dB และ 6.1 dB ตามลำดับซึ่งใกล้เคียงกับค่า Power Penalty ของการส่งผ่านเฉพาะเส้นใยนำแสงโหมตเดี่ยวมาตรฐาน จากการทดลองนี้สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับระบบ WDM (Wavelength Division Multiplexing) เพื่อเลือกชดเชยโครมาติกดิสเพอร์ชันที่ความยาวคลื่นแสงแตกต่างกันได้

จากที่กล่าวมาทั้งหมดข้างต้นแสดงให้เห็นว่าผลกระทบของโครมาติกดิสเพอร์ชันเป็นปัญหาสำคัญของการสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงโหมตเดี่ยวมาตรฐานที่ระยะทางไกลในการลดประสิทธิภาพของสัญญาณที่ภาครับลง ดังนั้นการใช้เส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชันนั้นมีความจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับการใช้งานร่วมกับเส้นใยนำแสงโหมตเดี่ยวมาตรฐานเพื่อขจัดปัญหาของผลกระทบดังกล่าวและเพื่อให้ประสิทธิภาพของสัญญาณที่ภาครับมีคุณภาพเช่นเดียวกับภาคส่ง ยิ่งไปกว่านั้นในอนาคตระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงที่มีอัตราบิดในการส่งสัญญาณเพิ่มสูงขึ้นมากกว่า 10 Gb/s จำเป็นต้องอาศัยการกล้าสัญญาณเฟสเพื่อเพิ่มความจุในการส่งสัญญาณและเพิ่มประสิทธิภาพของสเปกตรัม อีกทั้งการกล้าสัญญาณเฟสเช่นดีควิตี้เอสยังทนต่อผลกระทบของโครมาติกดิสเพอร์ชันได้ดีกว่าโอไอเคที่อัตราบิดเท่ากัน ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเป็นต้นแบบการศึกษาที่เป็นประโยชน์อย่างยิ่งสำหรับการพัฒนาสู่ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงที่ใช้การกล้าสัญญาณแสงขั้นสูง (Advance Optical Modulation) ในอนาคตและต่อไป

6.2 ข้อเสนอแนะ

- 1) ในการพิจารณาเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่กล้าสัญญาณแบบโอไอเคและดีควิตี้เอสเค ควรส่งสัญญาณที่อัตราบิดเท่ากันเพื่อให้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่นำมาคำนวณเพื่อเปรียบเทียบมีความสัมพันธ์เหมือนกัน ในวิทยานิพนธ์นี้ระบบที่กล้าสัญญาณแบบโอไอ-

เค ที่อัตราบิต 10 Gb/s แต่ระบบที่กล้าสัญญาณแบบดีควิพีเอสเคที่อัตราบิต 20 Gb/s (2×10 Gb/s) ดังนั้นการเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆจึงมีเงื่อนไขแตกต่างกัน

- 2) ระบบที่กล้าสัญญาณแบบโอโอเคด้วยตัวกล้าสัญญาณมัลติ-เซนเดอร์ ควรจะกล้าสัญญาณให้ได้อัตราส่วนเอ็กทิงชัน (Extinction Ratio) มากกว่า 15 dB ขึ้นไปเพื่อให้ได้สัญญาณโอโอเคที่มีคุณภาพดีที่สุด
- 3) ตัวดีเลย์อินเตอร์เฟอร์โรมิเตอร์มีความเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ ณ ขนาดนั้น ทำให้ต้องปรับค่าแรงดันตลอดเวลา ดังนั้นจึงควรจะมีวงจรถอยกลับเพื่อควบคุมการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิให้คงที่เพื่อให้ผลการทดลองขณะวัดอัตราบิตผิดพลาดคงที่
- 4) การใช้เครื่อง Optical Modulation Analyzer (OMA) ควรจะกำหนดกำลังแสงขาเข้าให้คงที่ เพื่อลดปัญหากำลังแสงที่อาจจะมีค่าน้อยเกินไปทำให้ผลการวัดคลาดเคลื่อน
- 5) ควรใช้วงจร Pre-Coder มาทำการเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลไฟฟ้า เพื่อให้เป็นระบบกล้าสัญญาณแสงแบบดีควิพีเอสเคที่สมบูรณ์ ซึ่งง่ายต่อการเข้ารหัสและถอดรหัสสัญญาณ
- 6) การเข้าหัวต่อม้วนเส้นใยนำแสงชนิดชดเชยดิสเพอร์ชัน (DCF) ควรใช้เส้นใยนำแสงชนิดเดียวกันมาเข้าหัวต่อ เนื่องจากที่ใช้งานในห้องปฏิบัติการวิจัยเป็นการนำเอา SSMF มาเข้าหัวต่อร่วมกับ DCF ด้วยการเชื่อมต่อแบบหลอม (Fusion Splice) ซึ่งขนาดของแกนกลาง (Core) ของเส้นใยนำแสงทั้งสองมีความแตกต่างกันมากทำให้เกิดกำลังสูญเสียที่หัวต่อสูง

รายการอ้างอิง

- [1] G. Keiser, *Optical fiber communication*, 2010.
- [2] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems* 2010.
- [3] P. J. Winzer and R.-J. Essiambre, "Advanced optical modulation formats," *Proceedings of the IEEE*, vol. 94, pp. 952-985, 2006.
- [4] R. Griffin, R. Johnstone, R. Walker, J. Hall, S. Wadsworth, K. Berry, *et al.*, "10 Gb/s optical differential quadrature phase shift key (DQPSK) transmission using GaAs/AlGaAs integration," in *Optical Fiber Communication Conference*, 2002, p. FD6.
- [5] H. Furukawa, S. Shinada, and N. Wada, "Tolerance of DQPSK optical packet for power fluctuation in optical packet switching," in *OECC 2010 Technical Digest*, 2010, pp. 406-407.
- [6] V. R. Arbab, X. Wu, L. C. Christen, J.-Y. Yang, T. Dennis, P. Williams, *et al.*, "Analysis of fiber dispersion effects on phase modulated signals using constellation diagram," in *Optical Fiber Communication Conference*, 2009, p. JThA45.
- [7] A. B. Carlson and P. B. Crilly, *Communication Systems*, 5 ed., 2010.
- [8] Application Note DQPSK Bit Error Test Solution. Available: www.shf.de
- [9] C. Behrens, "Mitigation of nonlinear impairments for advanced optical modulation formats," UCL (University College London), 2012.
- [10] B. J. Puttnam, R. S. Luís, J. M. Delgado Mendinueta, J. Sakaguchi, W. Klaus, Y. Kamio, *et al.*, "Self-homodyne detection in optical communication systems," in *Photonics*, 2014, pp. 110-130.
- [11] A. E. L. Zhao, P. E. H. Shankar, and V. T. E. A. Nachum, "40G QPSK and DQPSK modulation," *Inphi Corporation, Sunnyvale, CA, USA, Tech. Rep*, 2007.

- [12] "ITU-T G. 652, Telecommunication Standardization Sector of ITU, Series G: Transmission Systems and Media, Digital Systems and Networks, Transmission Media and Optical Systems Characteristics—Optical Fibre Cables, Characteristics of a Single-Mode Optical Fiber and Cable," in *ITU-T Recommendation G vol. 652*, ed.
- [13] G. P. Agrawal, *Lightwave technology: telecommunication systems*: John Wiley & Sons, 2005.
- [14] H. Packard, "Using Error Vector Magnitude Measurements to Analyze and Troubleshoot Vector Modulated Signals," *Product Note HP*, pp. 89400-8.
- [15] W. Freude, R. Schmogrow, B. Nebendahl, M. Winter, A. Josten, D. Hillerkuss, *et al.*, "Quality metrics for optical signals: eye diagram, Q-factor, OSNR, EVM and BER," in *Transparent Optical Networks (ICTON), 2012 14th International Conference on*, 2012, pp. 1-4.
- [16] L. Meyer. Agilent Technologies : Advanced Digital Signal Troubleshooting [Online]. Available: www.agilent.com/find/89600
- [17] Amonics Company "C-Band Tunable Laser Module (ATL-C-16-AOCP-FA)" [Online].
- [18] OPTOQUEST Company Polarization Controller Datasheet [Online]. Available: <http://www.iwaveco.com>
- [19] Picosecond Product Specification 12.5 Gb/s DRIVER AMPLIFIER model 5865 [Online]. Available: www.picosecond.com
- [20] Sumitomo Corporation DQPSK Modulator model T.SBX1.5-20-ADC-S-FK Test Report [Online].
- [21] OPTOQUEST Variable Optical Attenuator Model No: VOAA15-40-S/F Inspection Report [Online]. Available: www.optoquest.co.jp
- [22] Amonics Company DWDM EDFA Model: AEDFA-PKT-DWDM-15-B-SC [Online].

- [23] JDSU MAP Erbium-Doped Fiber Amplifier (mEDFA-A1) [Online]. Available: www.JDSU.com/test
- [24] Avensys Product Data Report Product series : DPSK0995S40 [Online].
- [25] u2t Photonics 43 Gb/s DPSK Balanced Photoreceiver Datasheet Product code : BPRV2123(A) [Online]. Available: www.u2t.com
- [26] ผศ.ดร. ดวงฤดี วรสุชีพ ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง:หลักการและองค์ประกอบ, 2012.
- [27] JDSU MTS 8000 T-BERD /MTS Platforms Optical Characteristic Test module [Online]. Available: www.jdsu.com/test
- [28] YOKOGAWA AQ6370D 600-700 nm OPTICAL SPECTRUM ANALYZER [Online]. Available: <http://tmi.yokogawa.com/products/optical-measuring-instruments/optical-spectrum-analyzer/aq6370d-optical-spectrum-analyzer/>
- [29] "ITU-T G.691 : Optical interfaces for single channel STM-64 and other SDH systems with optical amplifiers," ed.
- [30] THORLABS Optical Power Meter Model: PM320E - Dual-Channel Benchtop Power and Energy Meter Console [Online]. Available: <https://www.thorlabs.com/thorproduct.cfm?partnumber=PM320E>
- [31] Infiniium DCA-J Agilent 86100C Wide-Bandwidth Oscilloscope Technical Specifications [Online]. Available: <http://www.keysight.com/main/home.jsp?cc=TH&lc=eng>
- [32] Agilent Technologies N4901B SerialBERT 13.5 Gb/s Data Sheet [Online]. Available: <http://www.keysight.com/en/pc-1000000193%3Aepsg%3Aapgr/bit-error-ratio-test-bert-solutions?nid=-536902433.0&cc=TH&lc=eng>
- [33] api technologies corp : Coaxial Trough Line Phase Shifters DC to 18 GHz and DC-26.5 GHz model 6705K [Online].
- [34] KEYSIGHT Technologies : Keysight N4392A Optical Modulation Analyzer, Datasheet [Online]. Available: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5990-9863EN.pdf?id=2149147>





ภาคผนวก

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

```

%When using Q pattern as the inverted and delayed I pattern
%Read the BERT pattern file (*.ptrn) and used as the I input of QPSK
%The delayed version will be used as Q input of QPSK
%But the receiver will demodulate the received signal as DQPSK
%This program decode DQPSK and create the output I and Q file
%Support only binary 2^n bits length or full byte pattern

clear;

%Delay must be > 0, adjust value according to the actual delay
Delay=11;

%***** Get pattern file name *****
[filename,pathname]=uigetfile('*.ptrn','Select the BERT pattern file
for I data');
if isequal(filename,0)|isequal(pathname,0)
    disp('File not found')
else
    disp(['Open I data pattern file ',pathname,filename])
end

%***** Read pattern file name *****
fidr=fopen([pathname,filename],'r');
H1=fgets(fidr); %Version=
H2=fgets(fidr); %Format=
H3=fgets(fidr); %Description=
H4=fgets(fidr); %Count=
H5=fgets(fidr); %Length=
H6=fgets(fidr); %Data=
disp(H5); %Display pattern length in bits
[Pat,cnt]=fread(fidr,inf,'uchar'); %Read binary pattern
fprintf('Total read pattern for I data: %d bytes = %d
bits\n',cnt,cnt*8);
fprintf('Q data is I data delayed by %d bits\n',Delay);

if exist('DQPSK_Byte_Decoder_Table.mat')==0 %Byte decoder lookup
table does not exist
    %Create 512x512 lookup table IDiffTable(I,Q) and QDiffTable(I,Q)
    %For decoding DQPSK byte by byte of I and Q input and output
    %I and Q are current data byte input with 9th bit from LSB of
previous byte
    %I+1 and Q+1 will be index 1-512 of the table with integer output
0-255

    Itable=['0' '0' '1' '1' '1' '0' '1' '0' '0' '1' '0' '1' '1' '1'
'0' '0'];
    Qtable=['0' '1' '0' '1' '0' '0' '1' '1' '1' '1' '0' '0' '1' '0'
'1' '0'];
    IDiffTable=zeros(512,512); %Table memory pre-allocation
    QDiffTable=zeros(512,512); %Table memory pre-allocation
    DecBinI='0000000';
    DecBinQ='0000000';
    for I=0:511
        Ibin=dec2bin(I,9);
        for Q=0:511
            Qbin=dec2bin(Q,9);
            for n=1:8

```

```

        index=bin2dec([Ibin(n),Qbin(n),Ibin(n+1),Qbin(n+1)])+1;
        DecBinI(n)=Itable(index);           %Table lookup for I
binary output
        DecBinQ(n)=Qtable(index);           %Table lookup for Q
binary output
    end
        IDiffTable(I+1,Q+1)=bin2dec(DecBinI);
        QDiffTable(I+1,Q+1)=bin2dec(DecBinQ);
    end
end
save DQPSK_Byte_Decoder_Table.mat IDiffTable QDiffTable;
fprintf('Lookup table for byte decoding created\n');
else
    load DQPSK_Byte_Decoder_Table.mat;      %Load existing byte
decoder lookup table
end

%***** Start decoding DQPSK byte by byte *****
%All Q pattern byte will be inverted with bitcmp(Pat,8) command
D=fix((Delay-1)/8);                         %Integral bytes delay
d=mod((Delay-1),8)+1;                       %Fractional byte delay from 1
to 8 bits
w=2^d;                                       %LSB Weight
W=2^(8-d);                                  %MSB Weight
DecPatI=zeros(1,cnt);                       %I-output memory pre-
allocation
DecPatQ=zeros(1,cnt);                       %Q-output memory pre-
allocation
LastI=mod(Pat(end),2);                      %9th bit for I
LastQ=mod(fix(bitcmp(Pat(end-D),8)/w),2);   %9th bit for Q
for n=1:D
index (wrapped around)
    I=Pat(n)+256*LastI;                      %Pattern data byte
    Q=W*mod(bitcmp(Pat(end+n-D-1),8),w)+fix(bitcmp(Pat(end+n-
D),8)/w)+256*LastQ;%Fractional delay data byte
    LastI=mod(I,2);                         %Last I bit of next decoding
byte
    LastQ=mod(Q,2);                         %Last Q bit of next decoding
byte
    DecPatI(n)=IDiffTable(I+1,Q+1);
    DecPatQ(n)=QDiffTable(I+1,Q+1);
end
%Case n=D+1, first half of Q data byte has negative index (wrapped
around)
n=D+1;
I=Pat(n)+256*LastI;                         %Pattern data byte
Q=W*mod(bitcmp(Pat(end),8),w)+fix(bitcmp(Pat(1),8)/w)+256*LastQ;
%Fractional delay data byte
LastI=mod(I,2);                             %Last I bit of next decoding byte
LastQ=mod(Q,2);                             %Last Q bit of next decoding byte
DecPatI(n)=IDiffTable(I+1,Q+1);
DecPatQ(n)=QDiffTable(I+1,Q+1);
for n=D+2:cnt
index
    I=Pat(n)+256*LastI;                     %Pattern data byte
    Q=W*mod(bitcmp(Pat(n-D-1),8),w)+fix(bitcmp(Pat(n-
D),8)/w)+256*LastQ; %Fractional delay data byte

```

```

    LastI=mod(I,2);           %Last I bit of next decoding
byte
    LastQ=mod(Q,2);         %Last Q bit of next decoding
byte
    DecPatI(n)=IDiffTable(I+1,Q+1);
    DecPatQ(n)=QDiffTable(I+1,Q+1);
    if mod(n,10000)==0      %Print out every 10,000 bytes
processed
        if mod(n,100000)==0 %Print on new line every
100,000 bytes
            fprintf('%8d\n',n);
        else
            fprintf('%8d',n);
        end
    end
end
fprintf('%8d\n',n);         %Print the total number of
bytes processed

prefixI=['DelayInv',int2str(Delay),'_Iout_']; %Saving file name
modification for I
prefixQ=['DelayInv',int2str(Delay),'_Qout_']; %Saving file name
modification for Q

%***** Save I output file *****
fidI=fopen([pathname,prefixI,filename],'w');
fprintf(fidI,'%s%s%s%s%s%s',H1,H2,H3,H4,H5,H6);
fwrite(fidI,DecPatI,'uchar');
fprintf('Save pattern file %s for I output\n',[prefixI,filename]);

%***** Save Q output file *****
fidQ=fopen([pathname,prefixQ,filename],'w');
fprintf(fidQ,'%s%s%s%s%s%s',H1,H2,H3,H4,H5,H6);
fwrite(fidQ,DecPatQ,'uchar');
fprintf('Save pattern file %s for Q output\n',[prefixQ,filename]);

fclose('all');

```

検査成績書

Type: T.SBX1.5-20-ADC-S-FK

S/N: 211595

項番	項目	単位	仕様値	Port	測定値
1	挿入損失	dB	≦ 7.0	—	4.1
2	駆動電圧 @ 1kHz	V	≦ 4.0	DC	2.8
			≦ 4.0		2.9
			≦ 7.0		5.6
3	駆動電圧 @ 20Gbps	V _{pp}	≦ 5.5	RF	4.4
			≦ 5.5		4.4
4	光帯域 *1	GHz	≧ 16	RF	19.6
			≧ 16		22.8
6	光反射減衰量	dB	≧ 30.0	Input	52.2
				Output	44.6

*1: 3dB down (1GHz reference)



PRODUCT SPECIFICATION

- 12.5 Gpbs Lithium Niobate modulator driver (8 V_{amp} output)
- Linear amplifier with 26 dB small signal gain and 12 GHz of bandwidth
- High gain with low power dissipation (2.3 watts at 8 V_{amp})
- Temperature compensated design for output stability
- Includes bias network, crossing point control & adjustable output voltage

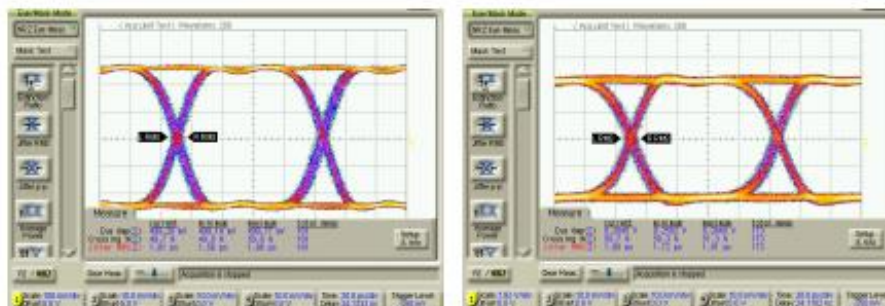
MODEL 5865 12.5 GB/S DRIVER AMPLIFIER



The Picosecond Pulse Labs Model 5865 driver amplifier is intended for use driving Lithium Niobate modulators or as a linear amplifier.

The 5865 includes internal temperature compensation for excellent output stability over temperature, and exhibits both high output and low power dissipation. It also incorporates internal sequencing circuitry, making it insensitive to power supply application sequence.

Typical 10.66 Gb/s Eye Measurements



Input Test Signal [1]

Output Response [2]

[1] Input test signal generated by Agilent Pattern Generator model 70843B.

[2] Output response measured using Agilent oscilloscope model 86100A with model 83484A 50 GHz plug-in module.



PRODUCT SPECIFICATION MODEL 5865 12.5GB/S DRIVER AMPLIFIER

5865 Electrical Specifications

PARAMETER	SYMBOL	UNITS	MIN	TYPICAL	MAX	COMMENTS
Polarity						Non-inverting
Output Eye Voltage with $V_{DC} = 0$ V	V_{OUT}	V_{AMP}	7.5	8.0		$V_{IN} = 0.5 V_{AMP}$, 12.5 Gb/s PRBS
Output Eye Voltage with $V_{DC} = -15$ V	V_{OUT}	V_{AMP}		1.0	2.0	$V_{IN} = 0.5 V_{AMP}$
Upper Frequency 3 dB Point	$f_{3dB,upper}$	GHz		12		Small signal, relative to gain at 2 GHz
Lower Frequency 3 dB Point	$f_{3dB,lower}$	kHz		30		Small signal, relative to gain at 2 GHz
Small signal gain	S_{21}	dB		26.5		Measured at 2 GHz
Output Power at 1dB Gain Compression	P_{1dB}	dBm		23.5		Measured at 2 GHz
Deconvolved Rise / Fall Time [1]	$t_{r,f}$	ps		14 / 23	20 / 28	10% to 90%, $V_{IN} = 0.5 V_{AMP}$, 12.5 Gb/s PRBS
Additive Jitter [1] RMS Peak-to-Peak		ps p50p		0.7 4	1.5 8	$V_{IN} = 0.5 V_{AMP}$, 12.5 Gb/s PRBS, measured at crossing point
Output Eye Voltage Variation Over Operating Temperature Range	ΔV_{OUT}	%		± 3	± 5	$V_{DC} = 0$ V, $V_{IN} = 0.5 V_{AMP}$, $T_{CASE} = -5$ to 75°C, 12.5 Gb/s PRBS
Crossing Point Adjust		%	± 15	± 20		± 5 V input at V_{DC} , $V_{IN} = 0.5 V_{AMP}$
Crossing Point Variation Over Operating Temperature Range		%		± 1.0	± 2.0	0.5 V_{AMP} input, 12.5 Gb/s PRBS, $T_{CASE} = -5$ to 75°C, V_{DC} constant
Overshoot / Undershoot		%		5		12.5 Gb/s PRBS
Input / Output Return Loss 50 MHz < f < 5 GHz 5 GHz \leq f < 12 GHz	S_{11} , S_{22}	dB		-14 -11	-12 -9	
Noise Figure	NF	dB		5.75	6.5	f = 1 GHz

[1] Deconvolution is done by root sum of squares. Input rise/fall times were 27 ps. Input jitter was 2.3 ps RMS / 9.8 ps pk-pk.

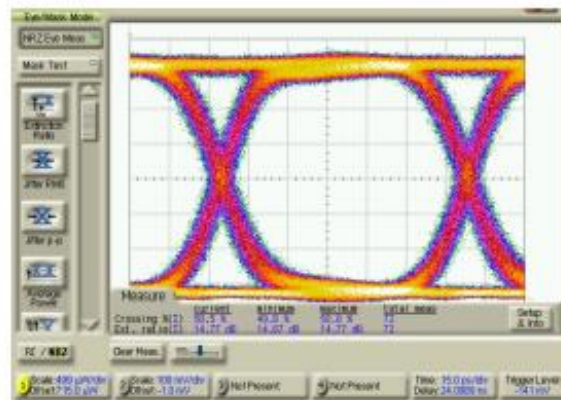
5865 Operating Specifications

PARAMETER	SYMBOL	UNITS	MIN	TYPICAL	MAX	COMMENTS
Maximum allowed Input		V_{AMP}			1.5	Damage threshold for input
DC Voltage Supply (pos)	+ V_{DC}	V_{DC}	8	8	8.25	275 mA typical with $V_{OUT} = 8 V_{AMP}$
DC Voltage Supply (neg)	- V_{DC}	V_{DC}	-5.25	-5	-4.75	20 mA typical
Power Dissipation	P_{Diss}	W		2.3	2.6	$V_{OUT} = 8 V_{AMP}$, V_{DC} may be utilized to lower the output level and lower the power dissipated
Output Voltage Bias	V_{bias}	V_{DC}	-17		+33	2.5 k Ω resistor (DC current \leq 3.5 mA),
Operating Temperature	T_{CASE}	°C	-5		75	Case Temperature
Storage Temperature	T_{CASE}	°C	-40		125	Case Temperature

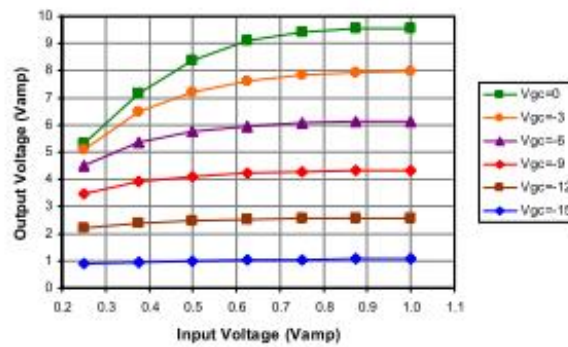
Static sensitive device, limited 30 day warranty.



PRODUCT SPECIFICATION MODEL 5865 12.5GB/S DRIVER AMPLIFIER



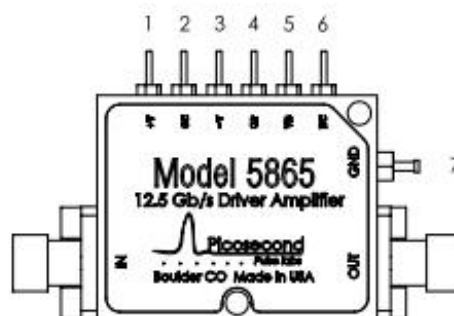
Typical Measured 10.66 Gb/s Optical Eye
 (PSPL model 5865 driver, modulator controller, and OT1 12.5Gb/s LiNbO₃ modulator)
 Input test signal generated by Advantest Pattern Generator model D3186. Output response measured using Agilent oscilloscope model 86100A with model 86109A optical plug-in module.



Typical Output Voltage versus Input Voltage
 (Gain Control Bias = Vgc, T_{CASE} = 35C)


PRODUCT SPECIFICATION MODEL 5865 12.5GB/S DRIVER AMPLIFIER
Instructions for Use

The Picosecond Pulse Labs 5865 12.5 Gb/s modulator driver may be operated using only three of the available 7 pins. The DC pins required for operation are 1, 3, and 7. The RF connectors and DC pins are diagrammed and defined below.


Pin Descriptions

Pin #	Pin Label	Description
	IN	SMA, signal input, $V_{\text{avg}} \leq 1.5$ V (damage threshold)
1	+V	Positive DC voltage supply, 8 V (see Note 1 and Note 2)
2	GC	V_{GC} : Variable output control, -15 V $\leq V_{\text{GC}} \leq 0$ V (see Note 3)
3	-V	Negative DC voltage supply, -5.25 V $\leq V \leq -4.75$ V (see Note 2)
4	CP	Crossing point adjust, -5 V $\leq V_{\text{CP}} \leq 5$ V (see Note 4)
5	VB	DC Voltage bias, $-17 \leq \text{VB} \leq +33$ (see Note 5)
6	NC	No connection / Not used
7	GND	Ground connection
	OUT	SMA, signal output

Warning: The 5865 requires a ground connection at pin #7 prior to voltage application to prevent damage.

NOTES:

Note 1: At 8V, approximately 2.3W is dissipated.

Note 2: No power sequencing is necessary. Voltages may be applied in any order **after** ground is applied.

Note 3: Output Control: With V_{GC} at 0V, or left floating (disconnected), the driver will provide maximum gain and maximum output voltage. The user may decrease V_{GC} to decrease the RF signal gain when the driver is operating in the linear regime, or to reduce the output voltage level when the driver is operated in saturation (this will also reduce the power dissipated).

Note 4: The crossing point may vary until unit achieves thermal equilibrium.

Note 5: Voltage Bias: The VB pin allows the user to apply a *low current* (less than 3.5 mA) DC offset to the Signal Output for biasing electro-optic modulators through a 2 k Ω resistor.



Product Data Report

ITF S/N :
Product serie:

2090974 
DPSK0995S40

Date : December 20, 2006

Optical Parameters ²	Value ³		Units
	Measured	Target Spec	
Operating wavelength	1530-1570		nm
Insertion Loss at peak	0.49	≤ 0.6	dB
Port imbalance	0.17	≤ 0.25	dB
Isolation	29.8	≥ 25	dB
PDL (Peak)	0.03	≤ 0.1	dB
PDF	0.10	≤ 0.32	GHz
Differential Delay	100.53	99.5 - 101.5	ps
FSR	9.95	9.85 - 10.05	GHz

1.5 dB @ 12

Note 1: Unless otherwise specified, these measurements are taken at room temperature.
Note 2: These measurements do not include connectors
Note 3: Worst case over band and port

Fiber Heater Parameters	Value		Units
	Measured	Target Spec	
Resistance R_0 ⁴	369	----	Ω
Thermistor Resistance ⁵	10	----	kΩ
Rise Time τ_r	242.9	----	ms
Fall Time τ_f	267.4	----	ms
Tuning Coefficient A	1.82	----	GHz/V ²
Tuning range 0-12V	261.9	----	GHz
Tuning range @ Vmax 0°C	180.4	----	GHz
Resistance Coefficient B	0.782	----	Ω/V ²
Temperature Rise Coefficient C ⁶	1.059	----	°C/V ²
Vmax operating, @ 0°C ⁷	9.96	----	V
Vmax operating, @ 22°C ⁷	8.85	----	V
Vmax operating, @ 65°C ⁷	6.15	----	V

42 x 82 x 7

Note 4: Unbiased at 22°C
Note 5: Nominal value at 25°C, 1% tolerance from piecepart supplier
Note 6: Based on RTD constant of resistive film such that $R=R_0(1+\alpha\Delta T)$, where $\alpha = 2.0E-3 (\Omega/\Omega)/°C$
Note 7: Maximum voltage for reliable operation long term, corresponding to a heater temperature of 105°C

Pin identification	
Pin number	function
1	None
2	fiber heater
3	thermistor
4	thermistor
5	fiber heater
6	None

INSPECTED
DEC 20 2006
ISA
QC 101

This Product is
ROHS
Compliant
EU Directive 2002/95/EC

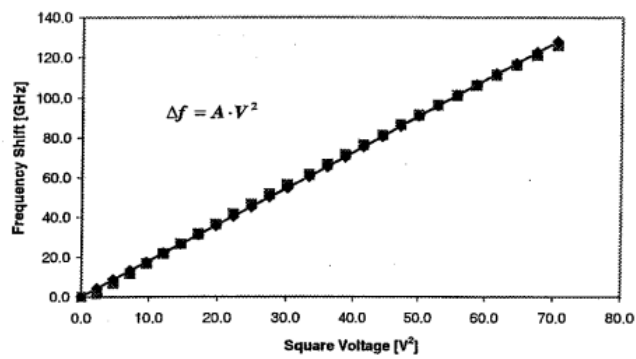
Maximum Mounting Torque: 50 cN·m

For more information, please call our Customer Service Department at
1-888-922-1044 (US and Canada) or 514-744-1044

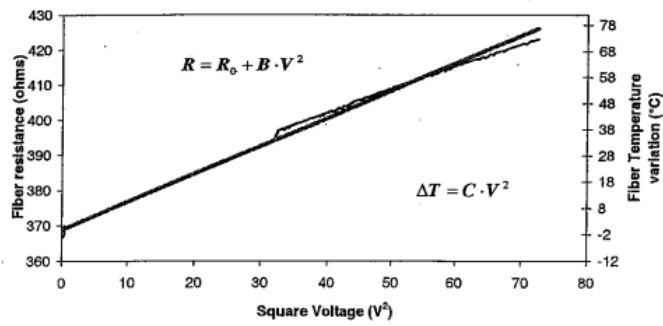


ITF S/N : 2090974 

Frequency Shift vs Applied Voltage



Fiber temperature and heater resistance vs applied voltage



— Fiber resistance — FIT fiber resistance - - - Fiber temperature variation

1-888-922-1044 (US and Canada) or 514-744-1044

Datasheet



43 Gbit/s DPSK Balanced Photoreceiver

Product Code: BPRV2123(A)



Product Description

The balanced photoreceiver module BPRV2123(A) is a differential front-end for 43 Gbit/s DPSK-applications featuring high differential gain of typically 2400 V/W and is available as AC- or DC-coupled version. The photoreceiver contains two waveguide-integrated pin-photodiodes (PD) on a single chip and a limiting amplifier (LA) within one small form factor SMD-package. The limiting amplifier provides a differential output voltage swing of typ. 600 mV. The receiver is therefore well suited for OC-768/STM-256 system operation up to 43 Gbit/s.

The DC output voltage can be monitored for OUTN and OUTP independently. For each amplifier path a threshold control at a linear amplification stage should be applied to ensure an optimized differential output signal.

An excellent electrical and optical phase propagation is achieved by a total skew of lower than 5 ps between the balanced signal paths.

Features

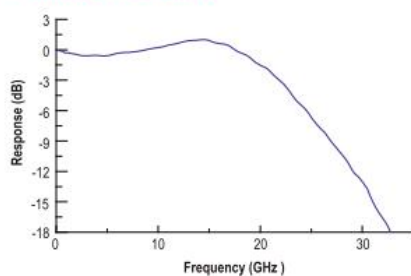
- Balanced PIN / LA photoreceiver module
- Very low skew
- Hermetically sealed SMD package with two GPPO™ connectors
- Dual optical input - differential if output
- AC-coupled with threshold control option

Applications

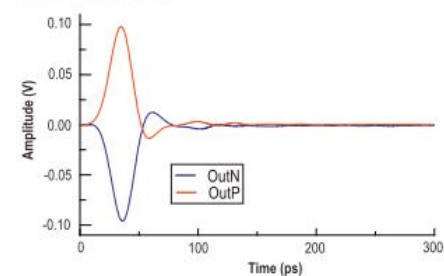
- 43 Gbit/s DPSK communication systems
- Transponder and line card designs

Typical Performance

Frequency Response



Pulse Response



Datasheet
43 Gbit/s DPSK Balanced Photoreceiver
BPRV2123(A)



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Storage temperature range	T_{stg}	Non condensing	-40		+85	°C
Photo diode bias voltage	$V_{PD1,2}$		0		+3.5	V
Amplifier supply voltage	V_{EE}		-5.5		+0.3	V
Amplifier adjustment voltage	V_{ADJ}		-5.5		+0.3	V
Amplifier threshold control voltage	V_{THCPN}		-7.0		+7.0	V
Maximum average optical input power	P_{opt}	NRZ, per input port			9	dBm
Electro static discharge	V_{ESD}	C= 100 pF, R= 1.5 kΩ HBM	-250		250	V
Fiber bend radius			16			mm

Operation Conditions

Parameter	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Operating case temperature range	T_{case}		0		+75	°C
Relative humidity range	RH	non condensing	5		85	%
Operating wavelength range	λ		1530		1620	nm
Average optical input power range	P_{opt}	NRZ, per input port	-10		4	dBm
Photodiode bias voltage	V_{PD}		2.0	2.25	2.75	V
Amplifier supply voltage	V_{EE}		-5.3	-5.2	-4.8	V

Optical and Electrical Specifications ¹⁾

Parameter	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Differential conversion gain	CG	2), 3)	1500	2400		V/W
Photodiode DC responsivity	R	optimum polarization	0.5	0.6	0.75	A/W
Polarization dependent loss	PDL			0.4	0.6	dB
Optical return loss	ORL		27	30		dB
Bit rate		NRZ, DPSK			43	Gbit/s
3dB cut-off frequency	f_{3dB}	3)	19	22		GHz
Lower frequency cut off	$f_{3dB L}$				100	kHz
Electrical output reflexion coefficient	S_{22}	f = 0.5 to 25 ³⁾ f = 25 to 43 GHz ³⁾			-10 -4	dB
Differential output voltage swing	$V_{out,off}$	$P_{opt} \geq 0dBm$ ^{2), 3)} negative CML		600 500		mV
Pulse width		5)		23 22	26 25	ps
Skew				1 1	2 5	ps
Equivalent input noise density	i_{noise}				100	pA/√Hz
Sensitivity	$Sens$	2), 4)		-8		dBm
Amplifier supply current	I_{EE}			100	120	mA
Photodiode dark current	I_{dark}	per PD		5	200	nA
Power consumption	P_{con}			0.53	0.7	W

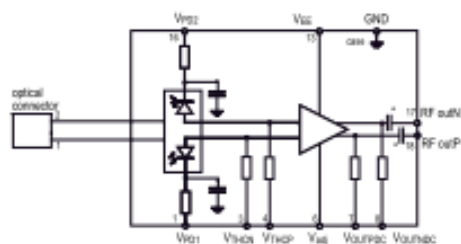
Notes: 1) $V_{DD} = V_{EE} = +2.25V$; $V_{ADJ} = -5.2V$; $V_{TH} = -2.4V$; $\lambda = 1550nm$; $T = 25^\circ C$
2) Measurements performed in single ended conditions
3) Measured using Agilent 86833A 50 GHz Lightwave component analyzer

4) Evaluated from NRZ eye diagram and BER measurement at 40 Gbit/s (BER $\leq 10^{-12}$, PRBS $2^{31}-1$, back to back)
5) Input pulse 1ps, 500fs; optical power set below saturation level of TIA, test in linear range of receiver

Datasheet
43 Gbit/s DPSK Balanced Photoreceiver
BPRV2123(A)



Block Diagram

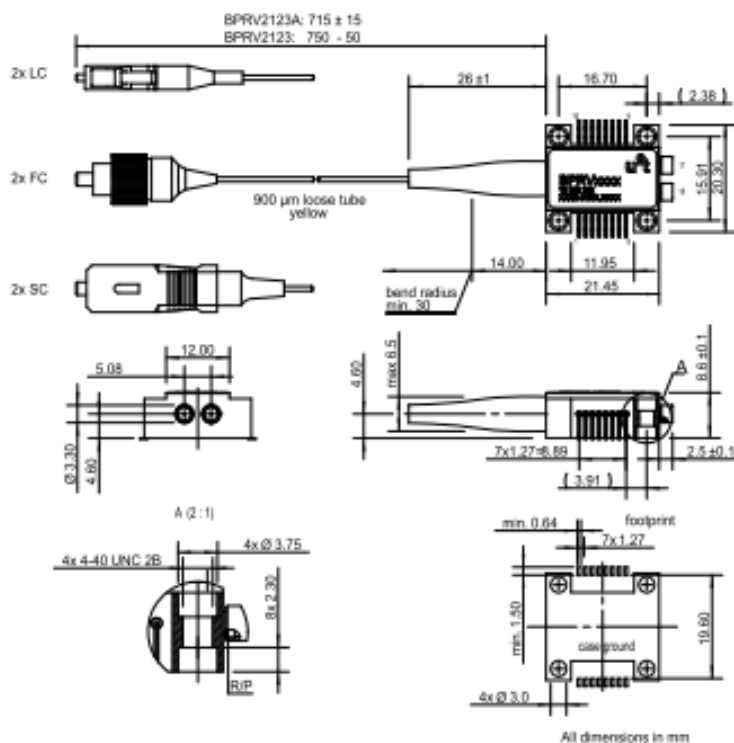


* optional blocking capacitor

Pin Description

Pin#	Symbol	Description
1	VPO1	Photodiode 1 supply
3	VTHCN	Amplifier threshold control negativ
4	VTHCP	Amplifier threshold control positiv
6	Vadj	Amplifier adjustment control
7	VOUTPC	DC voltage monitor on OUTP
8	VOUTNC	DC voltage monitor on OUTN
16	VPO2	Photodiode 2 supply
17	outN	RF-output negativ – GPPO connector
18	outP	RF-output positiv – GPPO connector
9, 10, 11, 12	N/C	Not connected
13	Vcc	Amplifier supply voltage
2, 5, 14, 15	GND	Ground

Mechanical Dimensions



GPPO™ Connector is a registered trademark of Corning Gilbert Inc.

Datasheet
43 Gbit/s DPSK Balanced Photoreceiver
BPRV2123(A)

u²t photonics

Accessories

The u2t Evaluation Kit EVA-BPRV serves as easy-to-use utility to characterize the u2t photoreceiver BPRV2123(A) under laboratory conditions. The kit consists of a PCB (printed circuit board), a DC cable set and 4 socket head screws 4-40 UNC (see picture).



Ordering Information

Please use the following table to select your required configuration of the photoreceiver:



For the Evaluation kit please use the following code:



GPPO™ is a registered trademark of Corning Gilbert Inc.



AMONICS LTD.



ISO 9001 : 2008
Certificate No.: CC 5346

C-Band and Extended C-Band DWDM EDFA

Applications

- DWDM Applications
- SONET/SDH Systems
- Optical Communication
- Fiber Optic Sensing



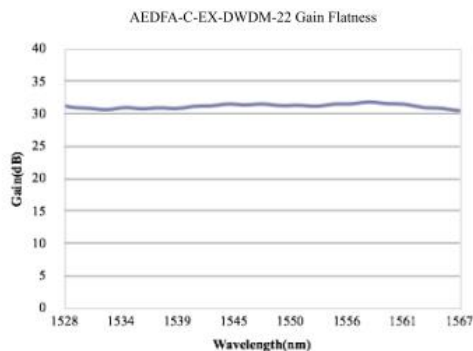
Description

C-band and Extended C-band DWDM Erbium-doped Fiber Amplifiers (EDFA) are among the Amonics' specialist products. They are designed with high-power pump laser and high-stability pump combiners, renowned for robustness in high power boosting. The EDFAs feature high output power, high gain with very low noise, and they can be customized to accommodate a wide range of input signal levels. They are thus ideal for various demanding applications.

The turnkey microprocessor-controlled EDFAs provide illustrative alarms and status indicators. An integrated RS232 computer interface enables easy control, diagnostic functions and data acquisition. The EDFAs are available in both benchtop and rackmount casings.

Key Features

- Turnkey device
- RS232/Ethernet computer interface
- High output power
- High gain
- Low noise figure
- Highly reliable and durable



The product is manufactured under an ISO 9001:2008 certified quality management system
The ISO 9001:2008 certification applies to the Hong Kong production site only

Specifications

	AEDFA-C-DWDM			AEDFA-C-EX-DWDM			Remark		
Saturation Output Power	+22dBm			+22dBm			-		
Wavelength	1529 - 1563nm			1528 - 1567nm			-		
Gain (dB)	21	25	30	21	25	30	Input Power (dBm)		
							+1	-3	-8
Noise Figure (typ.)	5.5dB			5.5dB			-		
Gain Flatness (peak to peak)	Typ. 1.0dB, Max. 2.0dB			Typ. 1.0dB, Max. 2.0dB			-		
Input & Output Isolation	>30dB			>30dB			-		
Polarization Dependent Gain	Typ. 0.3dB, Max. 0.5dB			Typ. 0.3dB, Max. 0.5dB			-		
Control Mode	ACC, APC, AGC(optional)			ACC, APC, AGC(optional)			-		

* Other output power models are available upon request

General Parameters

Parameters	Unit	Specifications
Operation Temperature	°C	0 to +40
Storage Temperature	°C	-10 to +70
Power Supply	VAC	90 – 240, 47 – 63Hz
Dimensions	mm	Benchtop: 260(W) x 330(D) x 120(H) 1U Rackmount: 485(W) x 360(D) x 45(H) Other standard rackmount sizes are also available
Mechanical Safety Control	-	Key-lock switch, BNC interlock key
Optical Power Monitoring	-	Output power, Input power (optional)
Remote Control Port	-	DB-9 female (RS232), LabView control software included RJ-45 (TCP/IP Ethernet) (optional)
Protection	-	Pump laser (TEC) overheat
Optical Connector	-	FC/APC, FC/UPC, SC/APC, SC/UPC
Optical Fiber	-	SMF-28

Option

- Gain flattening filtering

**Ordering Information**

Product Code	AEDFA-C-DWDM-aa-b-cc	AEDFA-C-EX-DWDM-aa-b-cc	aa: Saturated output power in dBm b: B for Benchtop, R for 19" Rackmount cc: FA for FC/APC, FC for FC/UPC SA for SC/APC, SC for SC/UPC

Amonics undertakes continuous and intensive product development to ensure its product performance at the highest technical standards. As a result, the specifications in this document are subject to change without notice.

Amonics Limited, 14/F, Lee King Industrial Building, 12 Ng Fong Street, San Po Kong, Kowloon, Hong Kong
Beijing Amonics Co. Ltd. Room 902, Unit 1, No.99 Chaoyang North Road, Beijing China 100025

Email: contact@amonics.com Website: www.amonics.com
HK Tel: +852 2428 9723 HK Fax: +852 2428 9704

Beijing Tel: +86 10 84783386 Beijing Fax: +86 10 84783386





ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายพชรพล ชูโลก เกิดวันที่ 21 กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2534 ที่จังหวัดอุดรธานี เข้าศึกษาหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ในปีการศึกษา 2552 และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสารและอิเล็กทรอนิกส์ ในปีการศึกษา 2555 จากนั้นเข้าศึกษาต่อในระดับบัณฑิตศึกษา หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในภาคการศึกษาปลายปีการศึกษา 2556 และสำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2558

เนื่องจากส่วนหนึ่งของงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ในงานประชุมวิชาการจำนวน 1 ฉบับ

บทความวิชาการในงานประชุม 21st Optoelectronics and Communications Conference / International Conference on Photonics in Switching (OECC/PS) ปี 2016 จัดขึ้นที่ศูนย์ประชุม TOKI MESSE Convention Center จังหวัดนิงาตะ ประเทศญี่ปุ่น ระหว่างวันที่ 3-7 กรกฎาคม 2559 ในชื่อบทความเรื่อง “20 Gb/s Optical Switched DQPSK transmission over 50 km SSMF and 7 km DCF”