

การพัฒนาต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP

อัตราข้อมูล 10 กิกะบิตต่อวินาที

โดยใช้เลเซอร์ที่มีมอดูเลเตอร์ชนิดดุกคลื่นคลื่นไฟฟ้าอยู่ภายใน

และตัวตรวจจับแสงชนิด Positive-Intrinsic-Negative



นายไอฟาร์ บำเพ็ญเชาวน์

ศูนย์วิทยพัทยาการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2553

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

A DEVELOPMENT OF 10 GB/S OPTICAL TRANSCEIVER PROTOTYPE COMPLIED WITH
XFP STANDARD USING ELECTRO-ABSORPTION MODULATOR INTEGRATED LASER
AND A POSITIVE-INTRINSIC-NEGATIVE PHOTO-DETECTOR



Mr. Olarn Bampenchow

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

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2010

Copyright of Chulalongkorn University

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การพัฒนาต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP อัตราข้อมูล 10 กิกะบิตต่อวินาที โดยใช้เลเซอร์ที่มีมอดูเลเตอร์ชนิดดัดคลื่นคลื่นไฟฟ้าอยู่ในและตัวตรวจจับแสงชนิด Positive-Intrinsic-Negative นายโอฬาร บำเพ็ญเชาวน์

โดย

วิศวกรรมไฟฟ้า

สาขาวิชา


อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ดวงฤดี วรสุชีพ

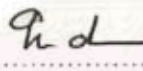
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

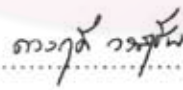
อาจารย์ สุวิทย์ นาคพิระยุทธ

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยรับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต


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

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์


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


..... อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ดวงฤดี วรสุชีพ)


..... อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม
(อาจารย์ สุวิทย์ นาคพิระยุทธ)


..... กรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. วันเฉลิม ปิรา)


..... กรรมการภายนอกมหาวิทยาลัย
(รองศาสตราจารย์ ดร. อภิศักดิ์ วรพิเชฐ)

โอฬาร บำเพ็ญเชาวน์ : การพัฒนาต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP อัตราข้อมูล 10 กิกะบิตต่อวินาที โดยใช้เลเซอร์ที่มีมอดูเลเตอร์ชนิดคูคกลืนคลื่นไฟฟ้าอยู่ภายในและตัวตรวจจับแสงชนิด Positive-Intrinsic-Negative. (A DEVELOPMENT OF 10 GB/S OPTICAL TRANSCEIVER PROTOTYPE COMPLIED WITH XFP STANDARD USING ELECTRO-ABSORPTION MODULATOR INTEGRATED LASER AND A POSITIVE-INTRINSIC-NEGATIVE PHOTO-DETECTOR) อ. ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก: ผศ.ดร. ดวงฤดี วรรณสุธี, อ. ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม: อ. สุวิทย์ นาคพิระบุทร, 162 หน้า.

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอรายละเอียดการออกแบบ ประกอบและทดสอบต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP อัตราข้อมูล 10 กิกะบิตต่อวินาที โดยใช้เลเซอร์ที่มีตัวมอดูเลเตอร์ชนิดคูคกลืนคลื่นไฟฟ้าอยู่ภายในและตัวตรวจจับแสงชนิด Positive-Intrinsic-Negative ในการออกแบบลายวงจรความเร็วสูงสำหรับตัวรับส่งสัญญาณทางแสงจะใช้เส้นสัญญาณชนิด Microstrip ซึ่งสามารถรองรับสัญญาณอัตราข้อมูล 10 กิกะบิตต่อวินาที ในการทดสอบตามมาตรฐาน XFP จะนำต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงที่ออกแบบมาเปรียบเทียบกับตัวรับส่งสัญญาณทางแสงเชิงพาณิชย์ 4 หัวข้อคือ (1) การรับส่งสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสงความยาวมาตรฐาน และวัดอัตราความผิดพลาดบิตที่ 10^{-12} ตามมาตรฐาน ITU-T G.691, Optical interface for single channel STM-64 and other SDH systems with optical amplifiers, (2) ความทน jitter (Jitter Tolerance), (3) การเพิ่ม jitter (Jitter Generation) และ (4) การส่งผ่าน jitter (Jitter Transfer) จากผลการทดสอบพบว่าต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงที่ออกแบบสามารถผ่านการทดสอบ 3 หัวข้อ แต่ไม่สามารถทดสอบความทน jitter ได้ ซึ่งมีสาเหตุมาจากความผิดพลาดในการป้อนไฟเลี้ยงให้กับตัวขยายสัญญาณภายในตัวตรวจจับแสง ทำให้ภาครับไม่สามารถทำงานได้ ส่วนตัวรับส่งสัญญาณทางแสงเชิงพาณิชย์สามารถผ่านการทดสอบทั้ง 4 หัวข้อได้

ภาควิชา..... วิศวกรรมไฟฟ้า..... ลายมือชื่อนิสิต *โอบง วัฒนชัย*
 สาขาวิชา..... วิศวกรรมไฟฟ้า..... ลายมือชื่อ อ.ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก *ดวงฤดี วรรณสุธี*
 ปีการศึกษา..... 2553..... ลายมือชื่อ อ.ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม *สุวิทย์ นาคพิระบุทร*

5270715121 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEYWORDS : OPTICAL TRANSCEIVER / XFP / ELECTRO-ABSORPTION
MODULATOR INTEGRATED LASER / PHOTO-DETECTOR / JITTER

OLARN BAMPENCHOW : A DEVELOPMENT OF 10 GB/S OPTICAL
TRANSCEIVER PROTOTYPE COMPLIED WITH XFP STANDARD USING
ELECTRO-ABSORPTION MODULATOR INTEGRATED LASER AND A
POSITIVE-INTRINSIC-NEGATIVE PHOTO-DETECTOR. ADVISOR : ASST.
PROF. DUANG-RUDEE WORASUCHEEP, Ph.D., CO-ADVISOR : SUVIT
NAKPEERAYUTH, 162 pp.

This thesis presents the designing, assembling and testing of 10 Gb/s optical transceiver prototype, using electro-absorption modulator integrated laser and a positive-intrinsic-negative photo-detector. For designing high speed signal paths in optical transceiver, the microstrip line is chosen to support signal at bit-rate of 10 Gb/s. According to the XFP testing standard, the optical transceiver prototype is compared with a commercial optical transceiver in 4 aspects : (1) transmission over fiber of standard length and bit error rate measurement at 10^{-12} according to ITU-T G.691, the Optical interface for single channel STM-64 and other SDH systems with optical amplifiers, (2) Jitter Tolerance testing, (3) Jitter Generation testing, and (4) Jitter Transfer testing. The results show that the optical transceiver prototype can pass all except jitter tolerance testing. The latter test cannot be proven because of the over power supply to an amplifier inside photo-detector, causing a failure of receiver part. However, the commercial optical transceiver can pass all 4 tests.

Department : Electrical Engineering Student's Signature *Olarn Bampenchow*
Field of Study : Electrical Engineering Advisor's Signature *Asst. Prof. Duang-Rudee Worasuchee*
Academic Year : 2010 Co-advisor's Signature *Suvit Nakpeerayuth*

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ต้องกราบขอบพระคุณสำหรับความช่วยเหลือเป็นอย่างดียิ่งของ ผศ. ดร. ดวงฤดี วรสุชีพ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก และ อ. สุวิทย์ นาคพิระยุทธ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม ที่ให้คำปรึกษา ข้อเสนอแนะ แรงกระตุ้น แรงบันดาลใจในการทำงานวิจัย อีกทั้งข้อคิด ประสบการณ์ เกี่ยวกับการดำเนินชีวิต

ขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่านที่ให้ความรู้ความเข้าใจในวิชาเรียนที่เปิดสอน และให้ความช่วยเหลือ ข้อเสนอแนะ ปัญหาที่เกี่ยวกับงานวิจัย

ขอบพระคุณสถาบันวิจัยและพัฒนาอุตสาหกรรมโทรคมนาคม (สพท.) สำนักงานคณะกรรมการกิจการโทรคมนาคมแห่งชาติ (กทช.) สำหรับทุนสนับสนุนงานวิจัย

ขอขอบพระคุณโครงการวิจัยร่วมเสริมสร้างความเชื่อมโยงระหว่างภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและภาคเอกชนทางด้านการวิจัยและพัฒนา สำหรับการสนับสนุนเครื่องมือวัดทดสอบที่ใช้ในงานวิจัยครั้งนี้

ขอขอบคุณโครงการกลุ่มเชี่ยวชาญแห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ด้านการสื่อสารคลื่นแสงและความเร็วสูง (Excellence Group of Chulalongkorn University in Lightwave and High-Speed Communications) สำหรับการสนับสนุนเครื่องมือวัดทดสอบที่ใช้ในงานวิจัยครั้งนี้

ขอขอบคุณบริษัท IRC Technologies จำกัด สำหรับการสนับสนุนเครื่อง 8360 Series Synthesized Sweeper และ Digital Multi Meter ที่ใช้ในงานวิจัยครั้งนี้

ขอบพระคุณโครงการนำร่องเพื่อพัฒนาเทคโนโลยีควบคุมอัจฉริยะ (GE12 Project: Pilot Plant for Development of Intelligent Control Technology for Green Society) สำหรับทุนสนับสนุนงานวิจัย

ขอบพระคุณ รุ่นพี่ รุ่นน้อง เพื่อนๆ รอบตัวผู้วิจัย ทั้งภายในและภายนอกห้องปฏิบัติการวิจัย สำหรับความช่วยเหลือ คำปรึกษา ข้อเสนอแนะ และกำลังใจในการวิจัยตลอดมา

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาและครอบครัวของผู้วิจัย สำหรับกำลังใจและการสนับสนุนแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ	ช
สารบัญตาราง.....	ฐ
สารบัญภาพ.....	ฑ
ดัชนีคำศัพท์.....	ฒ
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	5
1.3 เป้าหมายและขอบเขตของการวิจัย	5
1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน.....	6
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	6
1.6 ประมวลวิทยานิพนธ์.....	7
บทที่ 2 หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	8
2.1 ลักษณะทางกายภาพของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง	8
2.1.1 ลักษณะแพ็คเกจ.....	8
2.1.2 การเชื่อมต่อตัวรับส่งสัญญาณทางแสงกับเมนบอร์ด	9
2.2 องค์ประกอบภาคส่งของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง	10
2.2.1 แหล่งกำเนิดแสง (Optical Source).....	11
2.2.2 ตัวมอดูเลเตอร์ทางแสง (Optical Modulator).....	14
2.2.2.1 การมอดูเลตโดยตรง (Direct Modulation).....	14

2.2.2.2 การมอดูเลตด้วยวิธีดูดกลืนคลื่นไฟฟ้า (Electro-Absorption Modulation, EAM)	16
2.2.2.3 การมอดูเลตภายนอก (External Modulation)	17
2.2.3 ตัวขับเลเซอร์ (Laser Driver)	18
2.2.4 วงจรกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล (Clock and Data Recovery, CDR)	18
2.2.4.1 วงจรกู้คืนสัญญาณนาฬิกา (Clock Recovery)	19
2.2.4.2 วงจรกู้คืนสัญญาณข้อมูล (Data Recovery)	21
2.3 องค์ประกอบภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง	23
2.3.1 ตัวตรวจจับแสง (Photo-Detector)	24
2.3.1.1 ตัวตรวจจับแสงชนิด Positive-Intrinsic-Negative (PIN)	24
2.3.1.2 ตัวตรวจจับแสงชนิดถล่มถลาย (Avalanche Photodiode, APD)	26
2.3.2 ตัวขยายสัญญาณ (Amplifier)	28
2.3.2.1 ตัวขยายสัญญาณชนิด TIA	28
2.3.2.2 ตัวขยายสัญญาณหลัก (Main Amplifier, MA)	29
2.4 ปัจจัยที่มีผลต่อการรับส่งสัญญาณความเร็วสูง	30
2.4.1 ปัญหาทางแสง	30
2.4.1.1 การลดทอน (Attenuation)	31
2.4.1.2 การกระจายโครมาติก (Chromatic Dispersion)	32
2.4.2 ปัญหาทางไฟฟ้า	33
2.4.2.1 สัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับแสงและตัวขยายสัญญาณ	33
2.4.2.1.1 Quantum noise	34
2.4.2.1.2 Dark current noise	34
2.4.2.1.3 Thermal noise	34

2.4.2.2 การส่ายจั้งหวัะของสัญญาณหรือจิตเตอร์ (Jitter)	35
2.4.2.2.1 หลักการทดสอบความทนจิตเตอร์ (Jitter Tolerance)	38
2.4.2.2.2 หลักการทดสอบการเพิ่มจิตเตอร์ (Jitter Generation).....	39
2.4.2.2.3 หลักการทดสอบการส่งผ่านจิตเตอร์ (Jitter Transfer).....	39
2.5 การออกแบบลายวงจรสำหรับวงจรความเร็วสูง	40
2.5.1 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Impedance)	41
2.5.1.1 เส้นสัญญาณ Microstrip แบบเดี่ยว	42
2.5.1.2 เส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่าง	43
2.5.2 การสูญเสียกำลัง (Loss)	43
2.5.3 ความเร็วและความล่าช้า	44
บทที่ 3 การออกแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงและอุปกรณ์ใช้ร่วมในการทดสอบ	46
3.1 องค์ประกอบภาคส่งที่เลือกใช้.....	46
3.1.1 เลเซอร์ที่มีมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้าอยู่ใน (EML).....	47
3.1.2 วงจรกึ่งสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูลของภาคส่ง.....	49
3.2 องค์ประกอบภาครับที่เลือกใช้	50
3.2.1 ตัวตรวจจับแสงชนิด PIN	51
3.2.2 วงจรกึ่งสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูลของภาครับ.....	52
3.3 อุปกรณ์เชื่อมต่อกภายนอก.....	52
3.3.1 วงจรควบคุมกระแส (Current Controller).....	53
3.3.2 วงจรควบคุมอุณหภูมิ (Temperature Controller).....	54
3.3.3 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง.....	54
3.3.4 บอร์ดทดสอบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง (XFP Host Board)	55
3.4 การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ตัวรับส่งสัญญาณทางแสง	56

3.4.1	วัสดุที่เลือกใช้ในการผลิต.....	57
3.4.1.1	ตัวนำไฟฟ้า.....	57
3.4.1.2	สารไดอิเล็กตริก.....	58
3.4.2	การคำนวณอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ.....	59
3.4.2.1	อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบเดี่ยว.....	59
3.4.2.2	อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่าง.....	61
3.5	การออกแบบลายวงจรของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง.....	63
3.5.1	ลายวงจรของภาคส่งของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง.....	66
3.5.2	ลายวงจรของภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง.....	70
3.5.3	ลายวงจรแหล่งจ่ายไฟและจุดเชื่อมต่อวงจรควบคุมอุณหภูมิภายนอก.....	74
3.5.4	ลายวงจรหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ.....	75
3.6	คุณสมบัติของเส้นใยนำแสงที่เลือกใช้.....	76
3.6.1	การลดทอนกำลังแสง.....	76
3.6.2	การกระจายโครมาติก.....	77
3.7	การออกแบบอุปกรณ์สำหรับทดสอบความทนจิตเตอร์.....	78
3.7.1	การหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและค่า Loss Tangent.....	79
3.7.2	การทดสอบวงจรเพิ่ม ISI Jitter.....	82
3.7.2.1	การทดสอบด้วยโปรแกรม ADS.....	82
3.7.2.2	การทดสอบด้วยเครื่องมือวัด DCA.....	83
3.7.3	ผลการจำลองและผลการทดสอบ.....	84
บทที่ 4	ปัญหาหระหว่างขั้นตอนการประกอบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง.....	86
4.1	ปัญหาที่ภาคส่งของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง.....	86
4.2	สมมุติฐานสาเหตุของปัญหา.....	88

4.2.1 ผลของการเชื่อมต่อระหว่างหัวต่อ LC กับตัวส่งสัญญาณทางแสง.....	88
4.2.2 ความสกปรกภายในปลายช่องเปล่งแสงขาออกของตัวส่งสัญญาณทางแสง	89
4.2.3 คุณสมบัติของเลเซอร์เปลี่ยนไป	92
4.2.3.1 ทดสอบหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบแอสกับกระแสโมโนเตอร์	92
4.2.3.2 ทดสอบอุณหภูมิภายในแพ็คเกจเลเซอร์กับความยาวคลื่นแสง	93
4.2.4 คุณสมบัติของตัวมอดูเลเตอร์ทางแสงเปลี่ยนไป	94
บทที่ 5 การวัดประสิทธิภาพของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง.....	97
5.1 การทดสอบการรับส่งสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสง	97
5.1.1 การวัดแผนภาพรูปตาและสเปกตรัม	98
5.1.2 การวัดอัตราความผิดพลาดบิต.....	99
5.2 การทดสอบการส่ายจิงหะของสัญญาณหรือจิตเตอร์ (Jitter).....	99
5.2.1 การทดสอบความทนจิตเตอร์ (Jitter Tolerance)	100
5.2.2 การทดสอบการเพิ่ม (Jitter Generation)	102
5.2.3 การทดสอบการส่งผ่านจิตเตอร์ (Jitter Transfer)	103
บทที่ 6 ผลการทดสอบ	105
6.1 ผลการทดสอบแต่ละองค์ประกอบ.....	105
6.1.1 ตัวส่งสัญญาณทางแสง	105
6.1.2 ตัวตรวจจับแสง	110
6.1.3 บอร์ดทดสอบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง (XFP Host Board)	114
6.2 ผลการทดสอบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง	122
6.2.1 ผลการทดสอบระบบการรับส่งสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสง.....	123
6.2.1.1 แผนภาพรูปตาและสเปกตรัมของสัญญาณ ณ จุดต่างๆ	123
6.2.1.2 ผลการวัดอัตราความผิดพลาดบิต	131

6.2.2 ผลการทดสอบบิตเดออร์.....	133
6.2.2.1 ผลการทดสอบความทนบิตเดออร์.....	133
6.2.2.2 ผลการทดสอบการเพิ่มบิตเดออร์.....	137
6.2.2.3 ผลการทดสอบการส่งผ่านบิตเดออร์.....	140
6.2.3 กำลังไฟฟ้าที่ต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงใช้ (Power Consumption).....	142
บทที่ 7 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	144
7.1 สรุปผลการวิจัย.....	144
7.2 ข้อเสนอแนะ.....	146
รายการอ้างอิง.....	148
ภาคผนวก.....	153
ภาคผนวก ก. บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่.....	154
ภาคผนวก ข. Schematic ของวงจรตัวรับส่งสัญญาณทางแสง.....	155
ภาคผนวก ค. คุณสมบัติและหน้าที่ของแต่ละขาสัญญาณตามมาตรฐาน XFP.....	159
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	162

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 2.1 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q_{BER} กับค่าอัตราความผิดพลาดบิต (BER) ต่างๆ.....	38
ตารางที่ 3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราข้อมูลกับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง.....	50
ตารางที่ 3.2 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าคงที่ได้ิเล็กตริก, ค่า Loss Tangent และ ราคาของสารไดอิเล็กตริกชนิดต่างๆ.....	58
ตารางที่ 4.1 เปรียบเทียบกำลังแสงเฉลี่ยขาออกจากเส้นใยนำแสงที่มีหัวต่อ LC จากแต่ละเส้น..	89
ตารางที่ 6.1 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า EX ratio, ค่า Rise time ที่แรงดันไบแอสย้อนกลับ ตัวมอดูเลเตอร์และแรงดันกำหนดสัดส่วนเอ็กซ์ติงชันต่างๆ	109
ตารางที่ 6.2 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า SNR, กำลังแสงขาเข้า และแรงดันไบแอสย้อนกลับ	111
ตารางที่ 6.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่, ความรุนแรงของจิตเตอร์ที่ต้องการ และระดับแรงดันของสัญญาณไซน์.....	141

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญภาพ

หน้า

รูปที่ 1.1	แผนภาพระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง	2
รูปที่ 1.2	แผนภาพส่วนประกอบของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP.....	4
รูปที่ 2.1	แพ็คเกจของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP	8
รูปที่ 2.2	การเชื่อมต่อตัวรับส่งสัญญาณทางแสงกับเมนบอร์ด.....	9
รูปที่ 2.3	ขาสัญญาณต่างๆของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงมาตรฐาน XFP.....	10
รูปที่ 2.4	แผนภาพการเชื่อมต่อแต่ละองค์ประกอบของภาคส่งของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง....	11
รูปที่ 2.5	สเปกตรัมของเลเซอร์ชนิดฟาร์บริเพโรท์	12
รูปที่ 2.6	สเปกตรัมของเลเซอร์ชนิดป้อนกลับแบบกระจายตัว.....	13
รูปที่ 2.7	ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังแสงขาออกกับกระแสไบแอสที่อุณหภูมิต่างๆ	14
รูปที่ 2.8	ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังแสงขาออก, ค่ากระแสไบแอส และกระแสมอดูเลต	15
รูปที่ 2.9	โครงสร้างเลเซอร์ที่มอดูเลตด้วยวิธีดัดคลื่นไฟฟ้า.....	16
รูปที่ 2.10	ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังแสงขาออก, แรงแดันไบแอสย้อนกลับ และแรงแดันมอดูเลต	17
รูปที่ 2.11	โครงสร้างของ Mach-Zehnder Modulator.....	18
รูปที่ 2.12 (ก)	แผนภาพวงจรตรวจจับเฟส (ข) กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงแดันเฉลี่ยขาออกกับ ความต่างเฟส.....	19
รูปที่ 2.13	ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ของสัญญาณจากวงจร VCO กับแรงแดันขาเข้า	20
รูปที่ 2.14	แผนภาพวงจรเฟสล็อกดูปอย่างง่าย (ก) ไม่มี LPF (ข) มี LPF	20
รูปที่ 2.15	ตัวอย่างการทำงานของวงจรเฟสล็อกดูป	21
รูปที่ 2.16 (บน)	แผนภาพวงจรกู้สัญญาณข้อมูล และ (ล่าง) ตัวอย่างการกู้คืนสัญญาณข้อมูล ..	22
รูปที่ 2.17	แผนภาพการเชื่อมต่อแต่ละองค์ประกอบของภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง .	23
รูปที่ 2.18	โครงสร้างของตัวตรวจจับแสงชนิด PIN และวงจรไบแอสย้อนกลับ	25

รูปที่ 2.19 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Responsivity กับ ความยาวคลื่นแสงของสารกึ่งตัวนำชนิดต่าง ๆ.....	26
รูปที่ 2.20 โครงสร้างของตัวตรวจจับแสงชนิดถล่มทลายและวงจรวบแสงย้อนกลับ	27
รูปที่ 2.21 สัญญาณกระแสขาเข้าและสัญญาณแรงดันขาออกของ (ก) Single-Ended TIA (ข) Differential TIA	28
รูปที่ 2.22 แผนภาพอัตราขยายของตัวขยายสัญญาณชนิด (ก) LA (ข) AGC.....	29
รูปที่ 2.23 การถ่วงออกของสัญญาณทางแสงที่เคลื่อนที่ภายในเส้นใยนำแสง	32
รูปที่ 2.24 การจำแนกชนิดของจิตเตอร์	35
รูปที่ 2.25 เปรียบเทียบผลของจิตเตอร์ (ก) สัญญาณนาฬิกาอุดมคติ (ข) สัญญาณนาฬิกาที่มีการส่ายจิ้งหะ (ค) สัญญาณจิตเตอร์ที่เข้าไปกวนสัญญาณนาฬิกา	36
รูปที่ 2.26 ผลรวมจิตเตอร์ที่อัตราความผิดพลาดบิดต่างๆ จากกราฟ Bathtub	37
รูปที่ 2.27 โมเดล Dual-Dirac และการคอนโวลูชันระหว่าง DJ กับ RJ	37
รูปที่ 2.28 แผนภาพมาตรฐานของ Jitter Tolerance	39
รูปที่ 2.29 ภาคตัดขวางของสายส่งชนิด Microstrip แสดงทิศทางของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า โดยสมมุติให้สัญญาณความถี่สูงเคลื่อนที่เข้าสู่กระดาษ	40
รูปที่ 2.30 ภาพตัดขวางของสายส่งชนิด (ก) Microstrip (ข) Stripline	41
รูปที่ 2.31 โมเดลส่วนย่อยของสายส่ง	41
รูปที่ 2.32 โครงสร้างเส้นสัญญาณชนิด Microstrip แบบผลต่าง.....	43
รูปที่ 2.33 ความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียกำลังกับความถี่ค่าต่างๆ	44
รูปที่ 3.1 แผนภาพการเชื่อมต่อแต่ละองค์ประกอบของภาคส่งของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง....	47
รูปที่ 3.2 ตัวส่งสัญญาณทางแสงชนิด EML โมดูล 1636L832.....	47
รูปที่ 3.3 แผนภาพวงจรภายในตัวส่งสัญญาณแสงชนิด EML โมดูล 1636L832.....	48
รูปที่ 3.4 แผนภาพวงจรภายในวงจร CDR โมดูล MAX3992	49
รูปที่ 3.5 แผนภาพการเชื่อมต่อแต่ละองค์ประกอบของภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง ...	51

รูปที่ 3.6 ตัวตรวจจับแสงชนิด PIN โมดูล 1640L1	51
รูปที่ 3.7 แผนภาพวงจรภายในวงจร CDR โมดูล MAX3991	52
รูปที่ 3.8 การเชื่อมต่อวงจรควบคุมกระแสโมดูล MIC5308 กับเลเซอร์ชนิด DFB	53
รูปที่ 3.9 บอร์ดตัวอย่างควบคุมอุณหภูมิ MAX8521 EV Kit	54
รูปที่ 3.10 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง โมดูล CCPD-912	55
รูปที่ 3.11 บอร์ดทดสอบ XFP	56
รูปที่ 3.12 โครงสร้างของแผ่นวงจรพิมพ์ 4 ชั้น.....	57
รูปที่ 3.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบเดี่ยว (Z_0) กับความกว้างของเส้นสัญญาณ (W)	60
รูปที่ 3.14 ภาพตัดขวางของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบเดี่ยวที่ได้ออกแบบ	60
รูปที่ 3.15 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่าง (Z_{diff}) กับระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณ (S)	61
รูปที่ 3.16 ภาพตัดขวางของเส้นสัญญาณชนิด Microstrip แบบผลต่างที่ได้ออกแบบ	62
รูปที่ 3.17 แผ่นวงจรพิมพ์ของตัวส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP ที่ออกแบบไว้.....	62
รูปที่ 3.18 แผนภาพการเชื่อมต่อแต่ละองค์ประกอบของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงที่ออกแบบไว้ ...	63
รูปที่ 3.19 ลายวงจรของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง (ก) ชั้น Signal Layer (1), (ข) ชั้น Ground Plane, (ค) ชั้น Power Plane และ (ง) ชั้น Signal Layer (2)	65
รูปที่ 3.20 ลายเส้นสัญญาณความเร็วสูงในภาคส่งของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง	66
รูปที่ 3.21 ผลการจำลองด้วยโปรแกรม ADS ที่จุด A ของภาคส่ง (ก) ค่า Sdd21, (ข) ค่า Sdd11, (ค) TDR และ (ง) แผนภาพรูปตา	67
รูปที่ 3.22 ผลการจำลองด้วยโปรแกรม ADS ที่จุด B ของภาคส่ง (ก) ค่า Sdd21, (ข) ค่า Sdd11, (ค) TDR และ (ง) แผนภาพรูปตา	68
รูปที่ 3.23 ลายเส้นเชื่อมต่อแหล่งจ่ายไฟและ วงจรควบคุมอุณหภูมิภายนอกในภาคส่งของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง.....	69
รูปที่ 3.24 ลายเส้นสัญญาณความเร็วสูงในภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง	70

รูปที่ 3.25 ผลการจำลองด้วยโปรแกรม ADS ที่จุด A ของภาครับ (ก) ค่า Sdd21, (ข) ค่า Sdd11, (ค) TDR และ (ง) แผนภาพรูปตา	71
รูปที่ 3.26 ผลการจำลองด้วยโปรแกรม ADS ที่จุด B ของภาครับ (ก) ค่า Sdd21, (ข) ค่า Sdd11, (ค) TDR และ (ง) แผนภาพรูปตา	72
รูปที่ 3.27 ลายเส้นเชื่อมต่อแหล่งจ่ายไฟในภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง.....	73
รูปที่ 3.28 ลายวงจรแหล่งจ่ายไฟและจุดเชื่อมต่อวงจรควบคุมอุณหภูมิภายนอก.....	74
รูปที่ 3.29 ลายวงจรหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ (ก) ลายเส้นชั้นสัญญาณความเร็วสูง (L1) และ (ข) ลายเส้นชั้นสัญญาณความเร็วต่ำ (L4).....	75
รูปที่ 3.30 ผลการวัดการลดทอนกำลังแสงของเส้นใยนำแสงระยะทาง 40 km.....	77
รูปที่ 3.31 ผลการวัดและการคำนวณค่าการกระจายโครมาติกกับความยาวคลื่นแสงค่าต่างๆ... ..	78
รูปที่ 3.32 บอร์ดความยาว 3, 4, 5 และ 6 นิ้ว	79
รูปที่ 3.33 การหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ก) เวลาที่สัญญาณใช้เคลื่อนที่บนเส้นสัญญาณ (ข) ความเร็วของสัญญาณ.....	80
รูปที่ 3.34 ความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียกำลังที่ความถี่ต่างๆ.....	81
รูปที่ 3.35 วงจรเพิ่ม ISI Jitter	81
รูปที่ 3.36 การจำลองการทดสอบด้วยโปรแกรม ADS.....	82
รูปที่ 3.37 แผงผังการเชื่อมต่อวงจรสำหรับวัด jitter ที่เพิ่มขึ้นจากวงจร ISI Jitter	83
รูปที่ 3.38 ผลเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองและผลการวัด (ก) ค่าสัมบูรณ์ TJ@BER 10^{-12} , (ข) ค่า DJ, (ค) ค่า ISI และ (ง) ค่า TJ@BER 10^{-12} สัมพัทธ์ ที่ความยาวต่างๆ	84
รูปที่ 3.39 ผลการวัดที่รูปแบบข้อมูลต่างๆ (ก) ค่าสัมบูรณ์ TJ@BER 10^{-12} และ (ข) ค่า TJ@BER 10^{-12} สัมพัทธ์ ที่ความยาวต่างๆ.....	85
รูปที่ 4.1 วงจรต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง.....	86
รูปที่ 4.2 บอร์ดทดสอบประสิทธิภาพตัวส่งสัญญาณทางแสงชนิด EML ที่มีวงจร CDR.....	86
รูปที่ 4.3 เปรียบกำลังแสงเฉลี่ยขาออกระหว่างทดสอบบนบอร์ดทดสอบประสิทธิภาพตัวส่งสัญญาณทางแสงกับทดสอบบนวงจรต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง	87

รูปที่ 4.4 เส้นใยนำแสงที่มีหัวต่อ LC ที่นำมาใช้ในการทดสอบ..... 88

รูปที่ 4.5 โครงสร้างภายในของตัวส่งสัญญาณทางแสงแบบ TOSA..... 90

รูปที่ 4.6 กล่องส่งโมดูล FBP-SM05 90

รูปที่ 4.7 ผื่นผงภายในปลายช่องเปล่งแสงและพื้นที่ผิวของ Isolator (ก) ก่อนทำความสะอาด (ข) หลังทำความสะอาด 91

รูปที่ 4.8 แท่งสำลีสำหรับใช้ทำความสะอาด 91

รูปที่ 4.9 เปรียบเทียบกำลังแสงเฉลี่ยขาออกก่อนและหลังทำความสะอาด 91

รูปที่ 4.10 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบแอสกับกระแสอินเทอร์ 93

รูปที่ 4.11 คุณลักษณะการดูดกลืนแสงของตัวส่งสัญญาณทางแสงโมดูล 1636L832 กรณีต่างๆ 95

รูปที่ 4.12 คุณลักษณะการดูดกลืนแสงของตัวส่งสัญญาณทางแสงโมดูล E2560 กรณีต่างๆ..... 95

รูปที่ 5.1 แผนผังการเชื่อมต่อวงจรเพื่อวัดแผนภาพรูปตาและสเปกตรัม 98

รูปที่ 5.2 แผนผังการเชื่อมต่อวงจรเพื่อวัดอัตราความผิดพลาดบิต 99

รูปที่ 5.3 แผนผังการจำลองสัญญาณที่เสมือนเคลื่อนที่มาจากเมนบอร์ด 100

รูปที่ 5.4 แผนผังการเชื่อมต่อวงจรเพื่อทดสอบความทนจิตเตอร์ของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง 101

รูปที่ 5.5 แผนผังการเชื่อมต่อวงจรสำหรับทดสอบการเพิ่มจิตเตอร์ 102

รูปที่ 5.6 แผนผังการเชื่อมต่อวงจรสำหรับทดสอบการส่งผ่านจิตเตอร์ 103

รูปที่ 5.7 ระดับความรุนแรงของจิตเตอร์ที่ความถี่สัญญาณไชน่าค่าต่างๆ 104

รูปที่ 6.1 บอร์ดทดสอบประสิทธิภาพของตัวส่งสัญญาณทางแสงชนิด EML..... 105

รูปที่ 6.2 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบแอสกับกำลังแสงเฉลี่ยขาออกจากเลเซอร์ชนิด DFB . 106

รูปที่ 6.3 สเปกตรัมของเลเซอร์ชนิด DFB จากตัวส่งสัญญาณทางแสง 107

รูปที่ 6.4 คุณลักษณะการดูดกลืนแสงของตัวมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้า 108

รูปที่ 6.5 แผนภาพรูปตาของสัญญาณทางแสงที่ออกจากตัวส่งสัญญาณทางแสง 110

รูปที่ 6.6 บอร์ดทดสอบประสิทธิภาพของตัวตรวจจับแสงชนิด PIN 110

รูปที่ 6.7 แผนรูปตาของสัญญาณขาออกจากบอร์ดตัวตรวจจับแสงชนิด PIN ที่กำลังแสงขาเข้า
เท่ากับ (ก) -10 dBm, (ข) -15 dBm และ (ค) -20 dBm 113

รูปที่ 6.8 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังแสงขาเข้า 114

รูปที่ 6.9 บอร์ดทดสอบหัวต่อชนิด XFP 115

รูปที่ 6.10 ผลการวัด S-Parameter (ก) Sdd11 ที่ภาคส่งและภาครับ และ (ข) Sdd21 ที่ภาคส่ง
และภาครับ 116

รูปที่ 6.11 ผลการวัด S-Parameter จากบริษัท Timbercon (ก) Sdd11 ที่ภาคส่งและภาครับ และ
(ข) Sdd21 ที่ภาคส่งและภาครับ 116

รูปที่ 6.12 ผลการวัด TDR ในภาคส่ง 117

รูปที่ 6.13 ผลการวัด TDR ในภาครับ 118

รูปที่ 6.14 แผนภาพรูปตาของสัญญาณขาออกจากเครื่อง BERT 120

รูปที่ 6.15 แผนภาพรูปตาของสัญญาณขาออกจากบอร์ดทดสอบหัวต่อชนิด XFP ในภาคส่ง... 120

รูปที่ 6.16 ผลการวัดแผนภาพรูปตาของสัญญาณขาออกในภาครับ 121

รูปที่ 6.17 ต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง 122

รูปที่ 6.18 ตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 122

รูปที่ 6.19 การเชื่อมต่อระบบการรับส่งสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสง 123

รูปที่ 6.20 แผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างที่สร้างจากเครื่อง BERT ณ จุด A 124

รูปที่ 6.21 สเปกตรัมของสัญญาณทางแสงจากต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง ณ จุด B.... 125

รูปที่ 6.22 สเปกตรัมของสัญญาณทางแสงจากตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1
ณ จุด B 125

รูปที่ 6.23 แผนภาพรูปตาของสัญญาณทางแสงขาออกจากต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง
ณ จุด B 127

รูปที่ 6.24 แผนภาพรูปตาของสัญญาณทางแสงขาออกจากตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล
JXP-01LMAC1 ณ จุด B 127

รูปที่ 6.25 แผนภาพรูปตาของสัญญาณขาออกจากตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 กรณี Loopback ณ จุด C..... 129

รูปที่ 6.26 แผนภาพรูปตาของสัญญาณขาออกจากตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 กรณีสัญญาณทางแสงผ่าน SSMF ระยะทาง 25 km ณ จุด C..... 130

รูปที่ 6.27 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังแสงขาเข้าของต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง..... 131

รูปที่ 6.28 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังแสงขาเข้าของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1..... 132

รูปที่ 6.29 การเชื่อมต่อวงจรเพื่อทดสอบความทนจิตเตอร์..... 133

รูปที่ 6.30 แผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างหลังจากผ่านวงจรเพิ่ม ISI Jitter..... 134

รูปที่ 6.31 แผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างที่เสมือนวิ่งผ่านเมนบอร์ดและถูกรบกวนด้วยสัญญาณข้างเคียง..... 135

รูปที่ 6.32 ผลการทดสอบความทนจิตเตอร์ 136

รูปที่ 6.33 การเชื่อมต่อวงจรทดสอบการเพิ่มจิตเตอร์..... 137

รูปที่ 6.34 แผนภาพรูปตาของสัญญาณขาออกจากต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง จากการทดสอบการเพิ่มจิตเตอร์ 138

รูปที่ 6.35 แผนภาพรูปตาของสัญญาณขาออกจากตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 จากการทดสอบการเพิ่มจิตเตอร์..... 139

รูปที่ 6.36 การเชื่อมต่อวงจรทดสอบการส่งผ่านจิตเตอร์ 140

รูปที่ 6.37 ผลการทดสอบการส่งผ่านจิตเตอร์ 142

ดัชนีคำศัพท์

Absorption Region	บริเวณดูดกลืน
Active Region	บริเวณแอคทีฟ
Amplifier	ตัวขยายสัญญาณ
Analog	สัญญาณแอนะล็อก
Attenuation	การลดทอนกำลังแสง
Avalanche Effect	ปรากฏการณ์ถล่มทลาย
Band Gap Energy	แถบความกว้างพลังงาน
Bit Error Rate, BER	อัตราความผิดพลาดบิต
Bit Error Rate Tester, BERT	เครื่องวัดอัตราความผิดพลาดบิต
Characteristic Impedance	ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ
Chromatic Dispersion	การกระจายโครมาติก
Clock and Data Recovery, CDR	วงจรถูกคืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล
Clock Recovery	วงจรถูกคืนสัญญาณนาฬิกา
Conduction Band	ชั้นนำไฟฟ้า
Conductivity	สภาพนำไฟฟ้า
Continuous Wave, CW	สัญญาณแสงต่อเนื่อง
Copper loss	การสูญเสียกำลังในทองแดง
Coupling	การคู่ควบ
Crosstalk	สัญญาณรบกวนข้างเคียง
Current Return Path	เส้นทางกรไหลกลับของกระแส
Cut Off Wavelength	ความยาวคลื่นขีดจำกัด
Data Recovery	วงจรถูกคืนสัญญาณข้อมูล
Demultiplex	วงจรถี้นำติเพลกซ์
Dense Wavelength Division Multiplexing, DWDM	การรับส่งสัญญาณข้อมูลหลายความยาวคลื่นแบบหนาแน่น
Depletion Region	บริเวณปลดพาหะ

Dielectric loss	การสูญเสียกำลังในไดอิเล็กตริก
Differential Voltage Signal	สัญญาณแรงดันผลต่าง
Direct Modulation	การมอดูเลตโดยตรง
Discontinuity	ความไม่ต่อเนื่องของเส้นสัญญาณ
Dispersion	การถ่างออกของสัญญาณ
Distributed Feedback Laser, DFB	เลเซอร์ชนิดป้อนกลับแบบกระจายตัว
Electro-Absorption Modulation, EAM	การมอดูเลตด้วยวิธีดูดกลืนคลื่นไฟฟ้า
Electro-Absorption Modulator	เลเซอร์ที่มีมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้า
Integrated Laser, EML	อยู่ภายใน
Electron-Hole Pair	คู่อิเล็กตรอนและโฮล
Electro-Magnetic Interference, EMI	สัญญาณรบกวนจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า
Equalizer	วงจรอีควอไลเซอร์
Equilibrium	สภาวะสมดุล
External Modulation	การมอดูเลตภายนอก
Extinction Ratio, EX Ratio	ค่าสัดส่วนสัญญาณบิต 1 ต่อสัญญาณบิต 0 หรือค่าสัดส่วนเอ็กซ์ติงชัน
Eye Crossing Point	จุดตัดของแผนภาพรูปตา
Eye Diagram	แผนภาพรูปตา
Eye Mask	หน้ากากแผนภาพรูปตา
Fabry-Perot Laser, FP Laser	เลเซอร์ชนิดฟาร์บริเพโรต์
Free Running Frequency	ความถี่วิ่งอิสระ
Frequency Modulation, FM	การมอดูเลตทางความถี่
Frequency Stability	เสถียรภาพของความถี่
Impedance Matching	การจับคู่อิมพีแดนซ์
Impedance miss matches	การไม่เข้าคู่อิมพีแดนซ์
Intrinsic Region	บริเวณอินทรินซิก
Jitter	การส่ายจั้งหะของสัญญาณหรือจิตเตอร์
Jitter Generation	การเพิ่มจิตเตอร์

Jitter Tolerance	ความทน jitter
Jitter Transfer	การส่งผ่าน jitter
Jitter Transfer Bandwidth	แบนด์วิดท์ของการส่งผ่าน jitter
Laser	เลเซอร์
Laser Driver	ตัวขับเลเซอร์
Light Emitting Diode, LED	ตัวแอลอีดี
Load resistor	ตัวต้านทานโหลด
Loopback	การป้อนกลับสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสง ระยะสั้นๆ
Loss	การสูญเสีย
Low Pass Filter, LPF	วงจรกรองผ่านต่ำ
Main Amplifier, MA	ตัวขยายสัญญาณหลัก
Mainboard	เมนบอร์ด
Modulated Path	เส้นทางมอดูเลต
Multimedia	สื่อผสม
Multi Mode Fiber, MMF	เส้นใยนำแสงชนิดหลายโหมด
Multiplex	วงจรมัลติเพลกซ์
Optical Communication	การสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง
Optical Modulator	ตัวมอดูเลเตอร์ทางแสง
Optical Power	กำลังแสงขาออก
Optical Source	แหล่งกำเนิดแสง
Optical Spectrum Analyzer, OSA	เครื่องมือวัดสเปกตรัมทางแสง
Optical Transceiver	ตัวรับส่งสัญญาณทางแสง
Package	แพ็คเกจ
Pattern Generator, PG	ตัวสร้างรูปแบบข้อมูล
Permeability of free space	เพอร์มีบิลิตีในสุญญากาศ
Permittivity of free space	เพอร์มิททิวิตีในสุญญากาศ
Phase Detector, PD	วงจรตรวจจับเฟส

Phase Locked Loop, PLL	วงจรเฟสล็อกคูลูป
Photocurrent	กระแสแสง
Photo-Detector	ตัวตรวจจับสนแสง
Photon Absorption	การดูดกลืนโฟตอน
Post Amplifier	ตัวขยายสัญญาณหลัง
Power Dissipation	ค่าพลังงานสูญเสีย
Power Sensitivity	ความไวกำลังแสง
Printed Circuit Board, PCB	แผ่นวงจรพิมพ์
Radiative Loss	การสูญเสียกำลังจากการแผ่รังสี
Resonant Frequency	ความถี่กำทอน
Responsivity	ค่าการตอบสนอง
Sampling point	จุดพิจารณาระดับสัญญาณ
Single Mode Fiber, SMF	เส้นใยนำแสงชนิดโหมดเดียว
Signal Path	เส้นสัญญาณ
Signal Repeater	อุปกรณ์ทวนสัญญาณ
Signal to Noise Ratio, SNR	อัตราส่วนสัญญาณข้อมูลต่อสัญญาณรบกวน
Spectral Width	ความกว้างสเปกตรัม
Spontaneous Emission	การเปล่งแสงแบบเกิดขึ้นเอง
Stimulated Emission	การเปล่งแสงแบบถูกกระตุ้น
Switch	อุปกรณ์สื่อสารประเภทสวิตช์
Router	อุปกรณ์สื่อสารประเภทเราเตอร์
Temperature Controller	วงจรควบคุมอุณหภูมิ
Test Point	จุดทดสอบ
Thermistor	ตัวต้านทานที่แปรตามอุณหภูมิหรือเทอร์มิสเตอร์
Threshold Current	กระแสขีดเริ่มเปลี่ยน
Threshold Voltage	แรงดันตัดสิน
Total loss	การสูญเสียกำลังรวม
Transmission Line	สายส่ง

Trimpot	ตัวต้านทานปรับค่าได้
Unmodulated Path	เส้นทางที่ไม่ถูกมอดูเลต
Valence Band	ชั้นวาเลนซ์
Voltage-Controlled Oscillator, VCO	ออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน
Voltage Regulator	วงจรควบคุมแรงดัน



ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

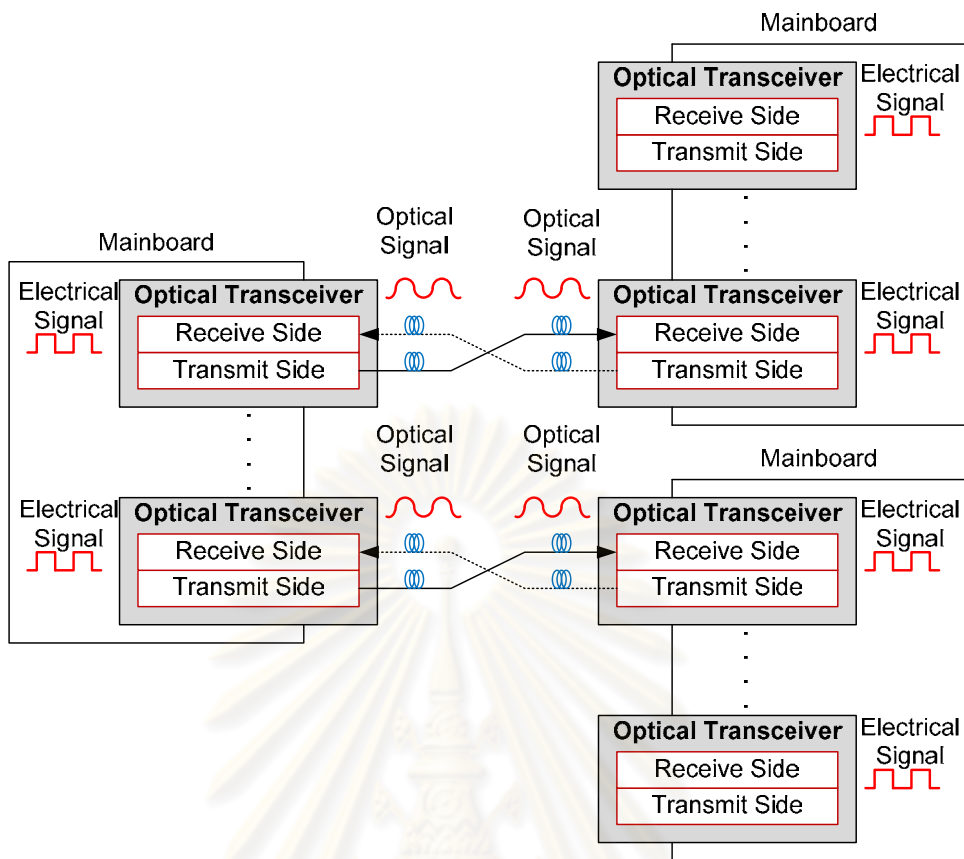
บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

จากอดีตถึงปัจจุบันการเติบโตอย่างต่อเนื่องของเครือข่ายอินเทอร์เน็ตหรือพัฒนาการของสื่อผสม (Multimedia) ทำให้ปริมาณข้อมูลที่ใช้ในการสื่อสารมีมากขึ้น การสื่อสารแบบดั้งเดิมที่ใช้สายทองแดงในการรับส่งข้อมูลจึงไม่สามารถตอบสนองต่อการเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วของปริมาณข้อมูล การสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง (Optical Communication) จึงเข้ามามีบทบาทสำคัญและถูกใช้งานอย่างแพร่หลาย เมื่อเปรียบเทียบการสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงกับสายทองแดง พบว่าการสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงมีข้อดีอยู่หลายประการ เช่น (1) มีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา จึงมีการนำเส้นใยนำแสงหลายๆเส้นมารวมเข้าด้วยกันเป็นหนึ่งสายเคเบิล ทำให้มีช่องสัญญาณในการส่งข้อมูลโดยพื้นที่สำหรับวางระบบเส้นใยนำแสงเท่าเดิม, (2) การลดทอนกำลังต่อระยะทางต่ำจึงทำให้ส่งสัญญาณได้ระยะไกลขึ้น และใช้อุปกรณ์ทวนสัญญาณ (Signal Repeater) จำนวนน้อยลง และ (3) เส้นใยนำแสงทำมาจากวัสดุประเภทฉนวนไฟฟ้า เช่น แก้วหรือพลาสติก จึงไม่ถูกรบกวนจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electro-Magnetic Interference, EMI) ทำให้การสื่อสารจากต้นทางไปยังปลายทางมีความถูกต้องสูงขึ้น นอกจากนี้การลดการปล่อยรังสีแม่เหล็กไฟฟ้าก็ทำได้ยาก จึงถือได้ว่าการสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงมีความปลอดภัยสูง

องค์ประกอบพื้นฐานของการสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง ประกอบด้วย 2 ส่วนคือ (1) ตัวรับส่งสัญญาณทางแสง (Optical Transceiver) ที่ภายในประกอบด้วยภาคส่งทำหน้าที่แปลงสัญญาณทางไฟฟ้าเป็นสัญญาณทางแสง และในทางกลับกันภาครับทำหน้าที่แปลงสัญญาณทางแสงเป็นสัญญาณทางไฟฟ้า ตัวรับส่งสัญญาณทางแสงจะถูกติดตั้งอยู่บนเมนบอร์ด (Mainboard) ซึ่งเป็นแผงวงจรไฟฟ้าอยู่ภายในอุปกรณ์สื่อสารประเภทสวิตช์ (Switch) หรือเราเตอร์ (Router) และ (2) เส้นใยนำแสงที่อยู่ระหว่างตัวรับส่งสัญญาณทางแสงทำหน้าที่เชื่อมต่อสัญญาณทางแสง ในปัจจุบันเส้นใยนำแสงมีหลายชนิด เช่น เส้นใยนำแสงชนิดโหมดเดียว (Single Mode Fiber, SMF) และเส้นใยนำแสงชนิดหลายโหมด (Multi Mode Fiber, MMF) เป็นต้น จากองค์ประกอบที่กล่าวมาสามารถแสดงเป็นแผนภาพได้ดังรูปที่ 1.1

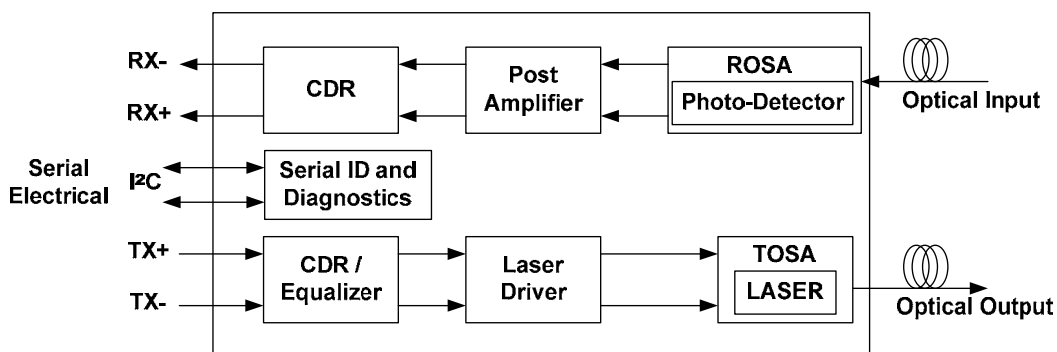


รูปที่ 1.1 แผนภาพระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง

ตัวรับส่งสัญญาณทางแสงได้มีการศึกษาวิจัยและผลิตออกมาในเชิงพาณิชย์ตั้งแต่อัตราข้อมูล 155 Mb/s, 622 Mb/s, 2.5 Gb/s จนเป็น 10 Gb/s [1] และในอนาคตกำลังพัฒนาอัตราข้อมูลให้เพิ่มขึ้นเป็น 40 Gb/s และ 100 Gb/s [2] นอกจากการพัฒนาในด้านอัตราข้อมูลแล้ว การพยายามลดขนาดแพ็คเกจ (Package) และการกำหนดมาตรฐานการเชื่อมต่อระหว่างตัวรับส่งสัญญาณทางแสงกับเมนบอร์ดถือว่าเป็นโจทย์ปัญหาให้กับวิศวกร จุดประสงค์ที่วิศวกรพยายามลดขนาดแพ็คเกจและกำหนดมาตรฐานการเชื่อมต่อให้มีลักษณะแบบเดียวกันมีดังต่อไปนี้ (1) อุปกรณ์สวิตช์หรือเราเตอร์สามารถรองรับตัวรับส่งสัญญาณทางแสงได้เพิ่มขึ้นในพื้นที่ที่เท่าเดิม, (2) ต้นทุนในการผลิตลดลงเพราะอุปกรณ์ทางไฟฟ้าเช่น วงจรมัลติเพลกซ์ (Multiplex), วงจรดีมัลติเพลกซ์ (Demultiplex) และวงจรเข้ารหัส เป็นต้น จะถูกย้ายไปติดตั้งบนเมนบอร์ดของอุปกรณ์สวิตช์หรือเราเตอร์, (3) การซ่อมบำรุงหรือการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารสามารถทำได้ง่ายขึ้นเพราะตัวรับส่งสัญญาณแสงสามารถถอดออกและเสียบเข้าสู่เมนบอร์ดได้ง่าย และ (4) การซื้อตัวรับส่งสัญญาณทางแสงไม่จำเป็นต้องซื้อกับผู้ผลิตรายใดรายหนึ่งเท่านั้น เพราะตัวรับส่งสัญญาณทางแสงของแต่ละผู้ผลิตมีมาตรฐานการเชื่อมต่อกับเมนบอร์ดแบบเดียวกัน ในการกำหนดมาตรฐานสำหรับตัวรับส่งสัญญาณทางแสง จำเป็นต้องมีการตั้งกลุ่มความร่วมมือขึ้นเพื่อร่วมกันกำหนดประเภทอุปกรณ์ในตัวรับส่งสัญญาณทางแสง, การเชื่อมต่อกับเมนบอร์ด, ขนาด

ของแผ่นวงจรพิมพ์ และการทดสอบประสิทธิภาพของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง ปัจจุบันมีตัวรับส่งสัญญาณทางแสงที่พัฒนาและผลิตในเชิงพาณิชย์ตามมาตรฐาน XENPAK, XFP และ SFP [3] ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้มาตรฐาน XFP เป็นแนวทางในการออกแบบและทดสอบประสิทธิภาพต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

ตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP เริ่มต้นพัฒนาขึ้นในปี 2544 โดยกลุ่ม Multi Source Agreement (MSA) [4-5] มีจุดประสงค์ดังต่อไปนี้ (1) ลดขนาดของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงจากเดิมที่ใช้แพ็คเกจตามมาตรฐาน XENPAK โดยย้ายวงจรมัลติเพลกซ์, วงจรดีมัลติเพลกซ์ และวงจรเข้ารหัสไปติดตั้งบนเมนบอร์ดแทน ทำให้อุปกรณ์ที่เหลือนอยู่บนตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP ประกอบด้วยวงจรกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล (Clock and Data Recovery, CDR) ที่ภาคส่งและภาครับ, ตัวขับเลเซอร์ (Laser driver), เลเซอร์ (Laser), ตัวตรวจจับแสง (Photo-Detector) และตัวขยายสัญญาณหลัง (Post Amplifier) และ (2) เพิ่มประสิทธิภาพในการจัดการเกี่ยวกับการรบกวนจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าและอุณหภูมิภายในตัวรับส่งสัญญาณทางแสง การเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายในต่างๆของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP แสดงดังรูปที่ 1.2 ในปัจจุบันมีการพัฒนาตัวรับส่งสัญญาณทางแสงให้มีขนาดเล็กกว่าตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP ซึ่งเรียกว่าตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน SFP โดยการนำเอาวงจร CDR ที่อยู่บนตัวรับส่งสัญญาณทางแสงทั้งภาคส่งและภาครับไปติดตั้งที่เมนบอร์ดแทน ตัวรับส่งสัญญาณทางแสงในเชิงพาณิชย์ตามมาตรฐาน SFP สามารถรับส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงได้ระยะ 10 km ที่อัตราข้อมูล 10 Gb/s แต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สนใจการพัฒนากระบวนการสื่อสารระยะไกล จึงได้เลือกใช้ตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP เป็นแนวทาง ตัวอย่างงานวิจัยที่พัฒนาตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP [6-7] ที่ผ่านมา ในงานวิจัยแรกเป็นการพัฒนาตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP เพื่อใช้รับส่งข้อมูลระยะทาง 40 km และงานวิจัยที่สองเปลี่ยนอุปกรณ์ภายในตัวรับส่งสัญญาณทางแสงเพื่อเพิ่มระยะทางในการรับส่งข้อมูลให้ไกลถึง 140 km โดยใช้ตัวขยายสัญญาณชนิด Erbium-Doped Fiber Amplifier (EDFA) ช่วยในการแก้ปัญหาเรื่องการลดทอนกำลังแสง ทั้งสองงานวิจัยได้กล่าวเฉพาะส่วนการทดสอบการรับส่งสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสง แต่ไม่ได้กล่าวถึงการทดสอบการส่ายจังหวะของสัญญาณหรือจิตเตอร์ (Jitter) ซึ่งเป็นหนึ่งในมาตรฐานที่ต้องทดสอบ



รูปที่ 1.2 แผนภาพส่วนประกอบของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP

ปัจจุบันประเทศไทยมีการวางระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงเพื่อใช้ในการเชื่อมต่อการสื่อสารระหว่างประเทศ ระหว่างจังหวัด จนกระทั่งใช้กันในบริเวณมหาวิทยาลัยหรือภายในอาคารสำนักงานต่างๆ แต่พบว่าการวางระบบทั้งหมดได้นำเข้ามาจากต่างประเทศ สาเหตุแรกเพราะประเทศไทยยังขาดวิศวกรที่มีความรู้ ความเข้าใจในการออกแบบและเชื่อมต่อระบบ สาเหตุที่สองเกิดจากการนำเข้าอุปกรณ์อาทิ ตัวส่งสัญญาณทางแสง, ตัวรับสัญญาณทางแสงและอุปกรณ์อื่นๆ ที่เกี่ยวข้อง โดยอุปกรณ์ที่นำเข้ามีข้อมูลไม่เพียงพอสำหรับศึกษาและออกแบบ ส่งผลให้วิศวกรขาดแนวทางในการเริ่มต้นการออกแบบและสร้างอุปกรณ์ขึ้นมาใช้งานเอง ดังนั้นการศึกษา ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงทั้งการออกแบบ, การประกอบ และการทดสอบอุปกรณ์ จึงเป็นจุดเริ่มต้นที่ทำให้วิศวกรและบุคลากรที่มีความสนใจได้พัฒนาความรู้ ความชำนาญทางการออกแบบ และความสามารถในการประกอบอุปกรณ์การสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง เพื่อพัฒนาองค์ความรู้ด้านนี้ต่อไป

จากที่กล่าวมาเบื้องต้นทั้งหมด วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเสนอการออกแบบ การประกอบ และการทดสอบ ต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP อัตราข้อมูล 10 Gb/s โดยใช้เลเซอร์ที่มีมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้าอยู่ภายใน (Electro-Absorption Modulator Integrated Laser, EML) และตัวตรวจจับแสงชนิด Positive-Intrinsic-Negative (PIN) จากนั้นจะทำการทดสอบต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงที่ประกอบขึ้น โดยแบ่งออกเป็น 2 การทดสอบ คือ (1) การทดสอบการรับส่งข้อมูลผ่านเส้นใยนำแสงชนิดโหมดเดียว ตามระยะทางมาตรฐาน โดยให้ได้ค่าอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate, BER) ของการรับส่งข้อมูลต้องน้อยกว่าหรือเท่ากับ 10^{-12} ตามมาตรฐาน International Telecommunication Union Telecommunication Standardization Sector (ITU-T) G.691 ที่กำหนดไว้ และ (2) การทดสอบจิตเตอร์ แบ่งออกเป็น 3 ส่วนคือ (1) ความทนจิตเตอร์ (Jitter Tolerance) เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของภาคส่งสัญญาณ ในความสามารถทนต่อจิตเตอร์ของสัญญาณที่มาจากเมนบอร์ด, (2) การเพิ่มจิตเตอร์ (Jitter Generation) เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของภาครับสัญญาณกับจิตเตอร์ที่เกิดขึ้นในภาครับ และ

(3) การส่งผ่านจitter (Jitter Transfer) เพื่อทดสอบประสิทธิภาพในการส่งผ่านและกำจัดจitter-เตอร์ของวงจรถูกคั่นสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล ของภาคส่งและภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. เพื่อออกแบบลายวงจรพิมพ์ความเร็วสูงสำหรับเชื่อมต่อองค์ประกอบของต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP อัตราข้อมูล 10 Gb/s
2. เพื่อออกแบบและประกอบภาคส่งสัญญาณทางแสง ซึ่งใช้เลเซอร์ที่มีมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้าอยู่ภายใน (Electro-Absorption Modulator Integrated Laser, EML) พร้อมกับภาครับสัญญาณทางแสง ซึ่งใช้ตัวตรวจจับแสงชนิด Positive-Intrinsic-Negative (PIN) โดยมีวงจรถูกคั่นสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูลอยู่ทั้งภาคส่งและภาครับ
3. เพื่อทดสอบและวิเคราะห์ประสิทธิภาพของต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP อัตราข้อมูล 10 Gb/s ที่ประกอบขึ้น ผ่านเส้นใยนำแสงชนิดโหมดเดี่ยวระยะทาง 40 km ตามมาตรฐาน ITU-T G.691

1.3 เป้าหมายและขอบเขตของการวิจัย

1. สามารถออกแบบวงจรพิมพ์ความเร็วสูงเพื่อใช้ในการประกอบอุปกรณ์ต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP อัตราข้อมูล 10 Gb/s
2. ออกแบบ, ประกอบและทดสอบต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP อัตราข้อมูล 10 Gb/s
3. วัดและวิเคราะห์การรับส่งสัญญาณของต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงกรณีป้อนกลับสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสงระยะสั้นๆ (Loopback) และกรณีสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสงชนิดโหมดเดี่ยวระยะทาง 40 km ที่อัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 10^{-12} โดยมีค่า Power Penalty ไม่เกิน 2 dB ตามมาตรฐาน ITU-T G.691
4. วัดและวิเคราะห์การส่ายจังหวะของสัญญาณหรือจitter (Jitter) ของต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงประกอบด้วย (1) การทดสอบความทนจitter (Jitter Tolerance) ของภาคส่งสัญญาณ, (2) การทดสอบการเพิ่มจitter (Jitter

Generation) ของภาควัสดุสัญญาณ และ (3) การทดสอบการส่งผ่านจitter (Jitter Transfer) ของวงจรถูกัศนูสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูลให้ผ่านมาตรฐาน XFP

1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน

1. ศึกษาความรู้พื้นฐานของระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงระยะใกล้ (Short Haul) ผ่านเส้นใยนำแสงชนิดโหมดเดียว
2. ศึกษาและเรียนรู้การใช้เครื่องมือและอุปกรณ์ต่างๆ ในห้องปฏิบัติการวิจัย
3. ศึกษาและเลือกใช้องค์ประกอบต่างๆ ในการออกแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP
4. ศึกษาและออกแบบลายวงจรความเร็วสูงพร้อมกับออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง
5. ศึกษาการสายจิ้งหระของสัญญาณหรือจitter (Jitter) และออกแบบการทดลอง
6. จัดซื้ออุปกรณ์และประกอบต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงอัตราข้อมูล 10 Gb/s ตามที่ได้ออกแบบไว้
7. ทดสอบและปรับปรุงประสิทธิภาพของต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง
8. ทดสอบประสิทธิภาพของต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงในการรับส่งสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสงชนิดโหมดเดียว ที่อัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 10^{-12}
9. ทดสอบจitter ซึ่งประกอบด้วย (1) การทดสอบความทนจitter (Jitter Tolerance), (2) การทดสอบการเพิ่มจitter (Jitter Generation) และ (3) การทดสอบการส่งผ่านจitter (Jitter Transfer) ตามมาตรฐาน XFP
10. วิเคราะห์ผลการทดสอบ และปรับปรุงต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง
11. เขียนวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

มีความรู้ความเข้าใจในการออกแบบ ประกอบ และวิเคราะห์ประสิทธิภาพของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP อัตราข้อมูล 10 Gb/s และสามารถนำผลการวิเคราะห์ที่ได้ไปปรับปรุงประสิทธิภาพของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงในอนาคตให้ดียิ่งขึ้น

1.6 ประมวลวิทยานิพนธ์

บทที่ 1 บทนำ : เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ เป้าหมายและขอบเขตของการวิจัย ขั้นตอนการดำเนินงาน และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

บทที่ 2 หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง : เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการพื้นฐานที่เกี่ยวข้องกับตัวรับส่งสัญญาณทางแสง อธิบายแต่ละองค์ประกอบของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง ปัจจัยที่มีผลต่อการรับส่งสัญญาณความเร็วสูง รวมถึงหลักการในการออกแบบลายวงจรสำหรับการส่งผ่านสัญญาณความเร็วสูง

บทที่ 3 การออกแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงและอุปกรณ์ที่ใช้ร่วมในการทดสอบ : เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงการเลือกอุปกรณ์ที่นำมาประกอบเป็นตัวรับส่งสัญญาณทางแสง พร้อมกับอธิบายหน้าที่การทำงานของอุปกรณ์ที่เลือกใช้ การออกแบบลายเส้นสัญญาณความเร็วสูง ซึ่งอธิบายรายละเอียดในการคำนวณตัวแปรที่ใช้ในการออกแบบ พร้อมทั้งกล่าวถึงการออกแบบลายวงจรเพื่อเชื่อมต่อแต่ละองค์ประกอบของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง การเลือกชนิดของเส้นใยนำแสงในการเชื่อมต่อตัวรับส่งสัญญาณทางแสง และการออกแบบอุปกรณ์ทดสอบความทนจิตเตอร์ (Jitter Tolerance)

บทที่ 4 ปัญหาระหว่างขั้นตอนการประกอบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง : เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงปัญหาที่เกิดขึ้นกับภาคส่งของต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงในขณะประกอบลงวงจรต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง ที่ทำให้ตัวส่งสัญญาณทางแสงมีกำลังแสงขาออกลดลง พร้อมกับนำเสนอสมมติฐานที่คาดว่าเป็นสาเหตุ

บทที่ 5 การวัดประสิทธิภาพของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง : เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงขั้นตอนการวัดประสิทธิภาพของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง ซึ่งแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ การทดสอบการรับส่งสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสงชนิดโหมดเดี่ยว และการทดสอบจิตเตอร์

บทที่ 6 ผลการวัดประสิทธิภาพ : เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงผลการวัดประสิทธิภาพของต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงที่ออกแบบ พร้อมกับเปรียบเทียบผลกับตัวรับส่งสัญญาณทางแสงเชิงพาณิชย์ โมดูล JXP-01LMAC1 ของบริษัท JDSU และการวัดกำลังไฟฟ้าที่ใช้ขณะทำงาน

บทที่ 7 บทสรุปและข้อเสนอแนะ : เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงบทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะสำหรับใช้เป็นแนวทางในการทำวิจัยต่อไป

บทที่ 2

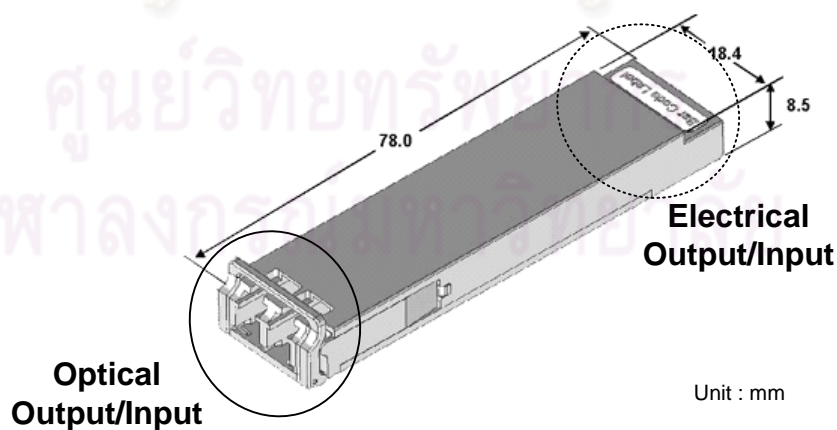
หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 ลักษณะทางกายภาพของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

การออกแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP ในเบื้องต้นจำเป็นต้องศึกษา ลักษณะแพ็คเกจและการเชื่อมต่อระหว่างตัวรับส่งสัญญาณทางแสงกับเมนบอร์ด เพื่อที่จะทำให้ ตัวรับส่งสัญญาณทางแสงที่ออกแบบสามารถเชื่อมต่อกับเมนบอร์ดภายในอุปกรณ์สื่อสารประเภท สวิตช์ (Switch) หรือเราเตอร์ (Router) ที่อยู่ในมาตรฐานเดียวกัน ถึงแม้ผลิตโดยผู้ผลิตต่างรายก็ ตาม เพราะฉะนั้นจะเริ่มอธิบายลักษณะแพ็คเกจ และการเชื่อมต่อตัวรับส่งสัญญาณทางแสงกับ เมนบอร์ดในหัวข้อที่ 2.1.1 และ 2.1.2 ตามลำดับ

2.1.1 ลักษณะแพ็คเกจ

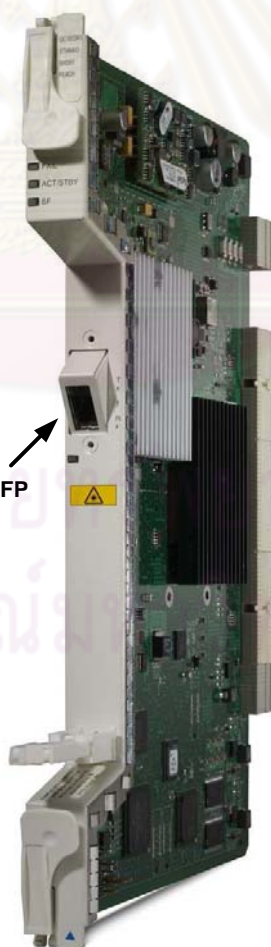
แผ่นวงจรพิมพ์ตัวรับส่งสัญญาณทางแสงจะถูกบรรจุลงแพ็คเกจที่ทำมาจากอลูมิเนียม ที่มี ความยาว 78 mm, กว้าง 18.4 mm และสูง 8.5 mm ดังรูปที่ 2.1 [8] โดยปลายด้านหนึ่งสำหรับ เชื่อมต่อกับเส้นใยนำแสงผ่านหัวต่อแบบ Lucent Connector (LC) และปลายอีกด้านหนึ่งมี ลักษณะเป็นหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ เชื่อมต่อกับเมนบอร์ด รายละเอียดแต่ละขาสัญญาณ อธิบาย ในหัวข้อที่ 2.1.2 ข้อดีของแพ็คเกจ XFP คือ ขนาดเล็กและน้ำหนักเบาทำให้สามารถติดตั้งบน อุปกรณ์ประเภทสวิตช์หรือเราเตอร์ได้จำนวนมากกว่าตัวรับส่งสัญญาณทางแสงแบบ XENPAK



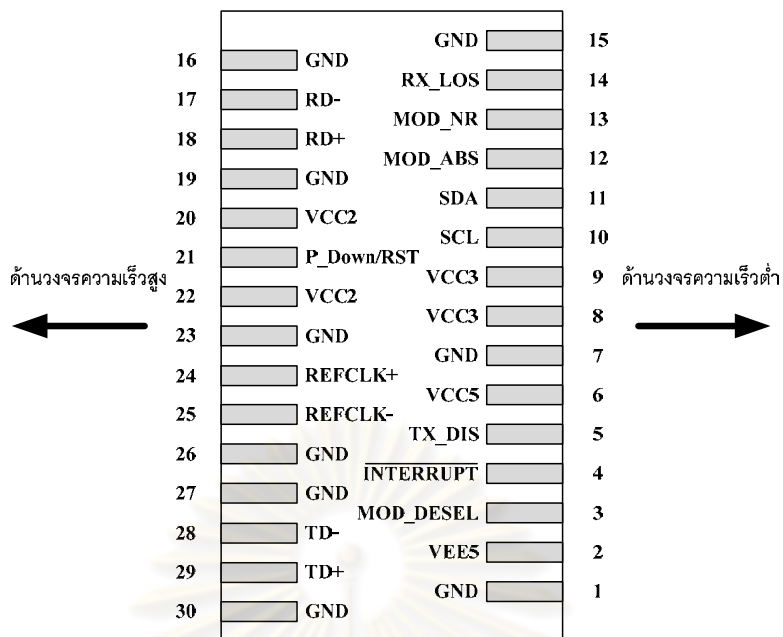
รูปที่ 2.1 แพ็คเกจของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP

2.1.2 การเชื่อมต่อตัวรับส่งสัญญาณทางแสงกับเมนบอร์ด

ตัวรับส่งสัญญาณทางแสงที่เชื่อมต่อกับเมนบอร์ดแสดงดังรูปที่ 2.2 [9] ตัวอย่างเมนบอร์ดที่นำมาแสดงเป็นของบริษัท Cisco Systems จำกัด โดยมีช่องเสียบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง 1 ช่อง เพื่อใช้งานในระบบ SONET (OC-192) / SDH (STM-64) ที่อัตราข้อมูล 10 Gb/s การเชื่อมต่อระหว่างตัวรับส่งสัญญาณทางแสงกับเมนบอร์ด สัญญาณทางไฟฟ้าต่างๆจะวิ่งผ่านหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ ดังรูปที่ 2.3 ตามมาตรฐาน XFP กำหนดให้แผ่นลายวงจรพิมพ์ (Print Circuit Board, PCB) ของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง มีความหนา 1 mm โดยแบ่งออกเป็น 2 ด้านคือ ด้านวงจรความเร็วสูงและด้านวงจรความเร็วต่ำ [5] ในด้านวงจรความเร็วสูงประกอบด้วยเส้นสัญญาณและอุปกรณ์ความเร็วสูง เพื่อลดผลของความไม่ต่อเนื่อง (Discontinuity) ของเส้นสัญญาณ ดังนั้นลายเส้นสัญญาณความเร็วสูงส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีลักษณะเป็นเส้นตรง สำหรับด้านวงจรความเร็วต่ำประกอบด้วย วงจรควบคุมอุปกรณ์ความเร็วสูง, วงจรตรวจสอบสถานะของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง และแหล่งจ่ายไฟ ส่วนคุณสมบัติและหน้าที่ของแต่ละขาสัญญาณมีรายละเอียดอยู่ในภาคผนวก ค.



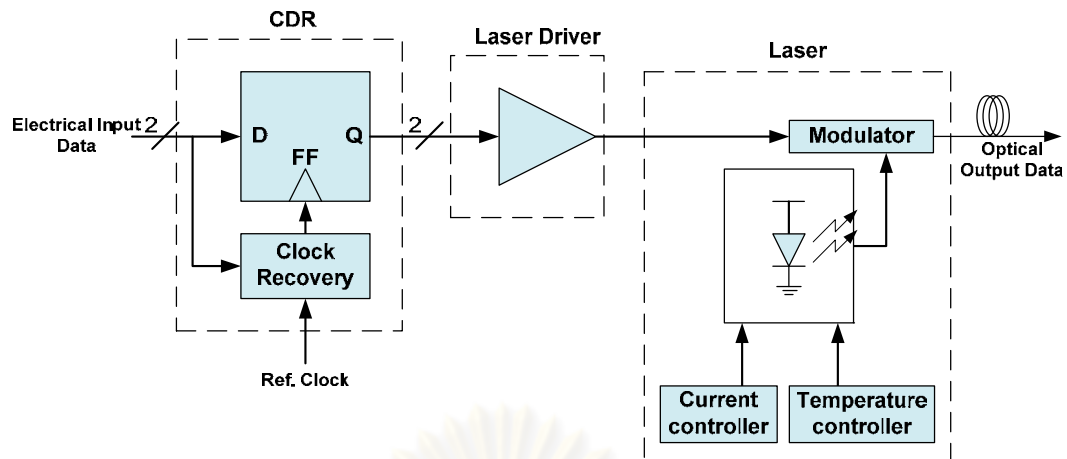
รูปที่ 2.2 การเชื่อมต่อตัวรับส่งสัญญาณทางแสงกับเมนบอร์ด



รูปที่ 2.3 ขาสัญญาณต่างๆของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงมาตรฐาน XFP

2.2 องค์ประกอบภาคส่งของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

องค์ประกอบภาคส่งของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงประกอบด้วย 4 องค์ประกอบคือ (1) แหล่งกำเนิดแสง (Optical Source) ทำหน้าที่สร้างสัญญาณแสงต่อเนื่อง (Continuous Wave, CW) โดยมีวงจรรควบคุมกระแสไบแอส และวงจรรควบคุมอุณหภูมิอยู่ภายในเพื่อควบคุมให้สัญญาณทางแสงขาออกมีเสถียรภาพทางกำลังแสงและความยาวคลื่น [10-11], (2) ตัวมอดูเลเตอร์ทางแสง (Optical Modulator) ทำหน้าที่มอดูเลตสัญญาณทางไฟฟ้าเข้ากับสัญญาณทางแสงต่อเนื่อง [11], (3) ตัวขับเลเซอร์ (Laser Driver) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณข้อมูลทางไฟฟ้าความเร็วสูงให้มีขนาดใหญ่เพียงพอสำหรับขับตัวมอดูเลเตอร์ [11] และ (4) วงจรรกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล (Clock and Data Recovery, CDR) ทำหน้าที่กู้คืนจังหวะสัญญาณนาฬิกาจากสัญญาณข้อมูลพร้อมกับสร้างสัญญาณข้อมูลใหม่ที่มีอัตราข้อมูลเดียวกับสัญญาณนาฬิกา [12] การเชื่อมต่อกับแต่ละองค์ประกอบของภาคส่งแสดงดังรูปที่ 2.4 โดยจะอธิบายรายละเอียดของแหล่งกำเนิดแสง, ตัวมอดูเลเตอร์, ตัวขับเลเซอร์, และวงจรรกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล ในหัวข้อที่ 2.2.1 ถึง 2.2.4 ตามลำดับ

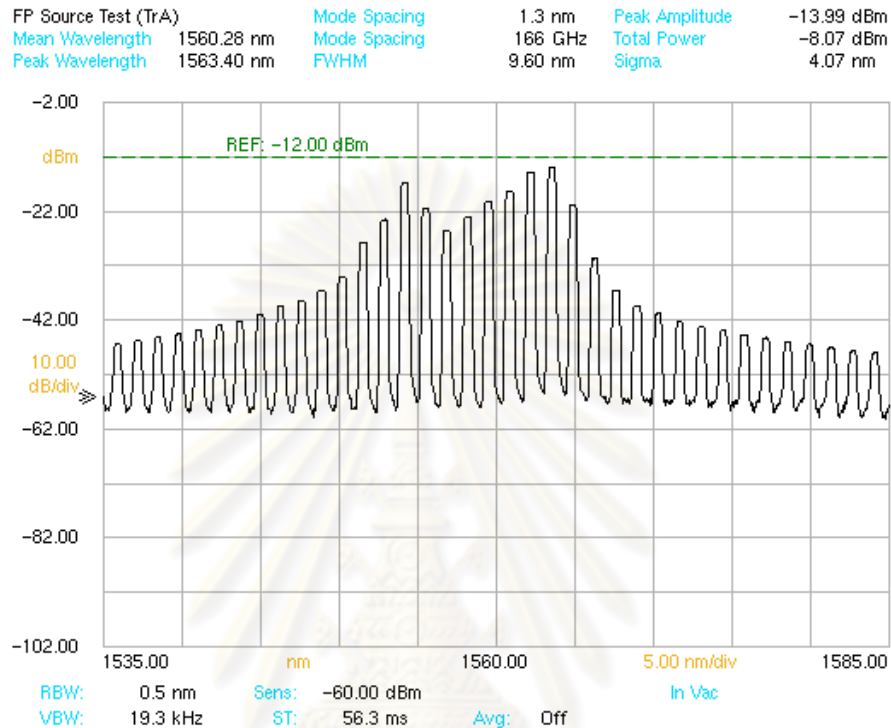


รูปที่ 2.4 แผนภาพการเชื่อมต่อแต่ละองค์ประกอบของภาคส่งของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

2.2.1 แหล่งกำเนิดแสง (Optical Source)

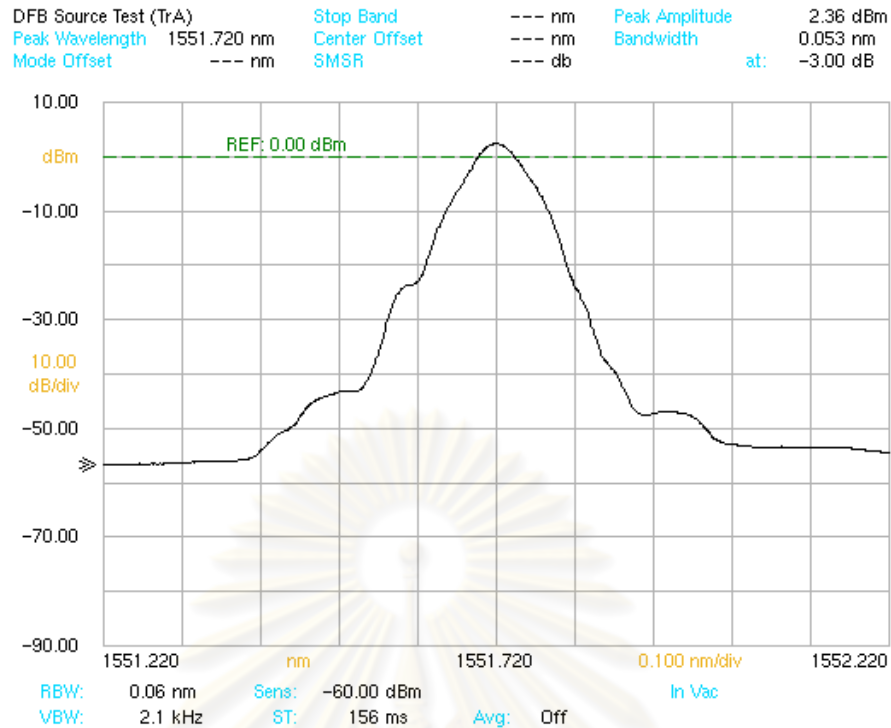
การสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงใช้อุปกรณ์ที่ผลิตมาจากสารกึ่งตัวนำเป็นแหล่งกำเนิดแสง หรือที่เรียกว่า เลเซอร์ กระบวนการสร้างลำแสงของเลเซอร์ประกอบด้วย 3 ขั้นตอน ดังต่อไปนี้ ขั้นตอนแรกคือ การดูดกลืนโฟตอน (Photon absorption) เกิดขึ้นเมื่อมีกลุ่มโฟตอนเข้ามาตกกระทบบริเวณปลดพาหะ (Depletion region) ทำให้อิเล็กตรอนในชั้นวาเลนซ์ (Valance band) ถูกกระตุ้นไปอยู่ในชั้นนำไฟฟ้า (Conduction band) ตามกฎของแพลงค์ (Planck's law) ขั้นตอนที่ 2 คือ การเปล่งแสงแบบเกิดขึ้นเอง (Spontaneous emission) เกิดจากการที่อิเล็กตรอนที่อยู่ในชั้นนำไฟฟ้ามีสภาพไม่เสถียร จึงตกกลับลงมาสู่ชั้นวาเลนซ์พร้อมกับปลดปล่อยพลังงานออกมา พลังงานที่ปลดปล่อยออกมาจะเป็นสัญญาณรบกวนในเชิงแสง ขั้นตอนที่ 3 คือ การเปล่งแสงแบบถูกกระตุ้น (Stimulated emission) เมื่ออิเล็กตรอนที่ไม่เสถียรในชั้นนำไฟฟ้า ถูกกระตุ้นด้วยกลุ่มโฟตอนที่มีพลังงานระดับหนึ่ง ทำให้อิเล็กตรอนตกกลับสู่ชั้นวาเลนซ์ พร้อมกับปลดปล่อยพลังงานที่มีขนาดและเฟสเดียวกันกับกลุ่มโฟตอนที่เข้ามากระตุ้น พลังงานที่ได้คือแสงเลเซอร์ ในสภาวะสมดุล (Equilibrium) ปริมาณอิเล็กตรอนที่อยู่ในชั้นนำไฟฟ้ามีจำนวนน้อย ทำให้กลุ่มโฟตอนที่มาตกกระทบ จะเกิดเฉพาะกระบวนการดูดกลืนโฟตอนและการเปล่งแสงแบบเกิดขึ้นเองเท่านั้น การที่จะทำให้เกิดกระบวนการเปล่งแสงแบบถูกกระตุ้น จะต้องให้มีอิเล็กตรอนอยู่ในชั้นนำไฟฟ้าจำนวนมากพอ ด้วยการฉีดอิเล็กตรอนเข้าสู่เนื้อสารในชั้นนำไฟฟ้า ซึ่งกระบวนการนี้เรียกว่า population inversion ซึ่งเป็นการเพิ่มกำลังแสงเลเซอร์ จากขั้นตอนการเกิดแสงที่กล่าวไปเบื้องต้น สามารถแบ่งเลเซอร์ตามโครงสร้างออกเป็น 2 ชนิดดังต่อไปนี้

1) เลเซอร์ชนิดฟาร์บริเพโรท์ (Fabry-Perot Laser, FP Laser) มีโครงสร้างที่ปลายทั้งสองด้านเป็นกระจก (Reflecting layer) แสงที่เกิดขึ้นจะสะท้อนไปมา ทำให้เกิดความถี่กำทอน (Resonant frequency) หลายความถี่ ลักษณะแสงที่ออกมาจึงมีสเปกตรัม (Sigma, σ) กว้างเท่ากับ 4.07 nm แสดงดังรูปที่ 2.5



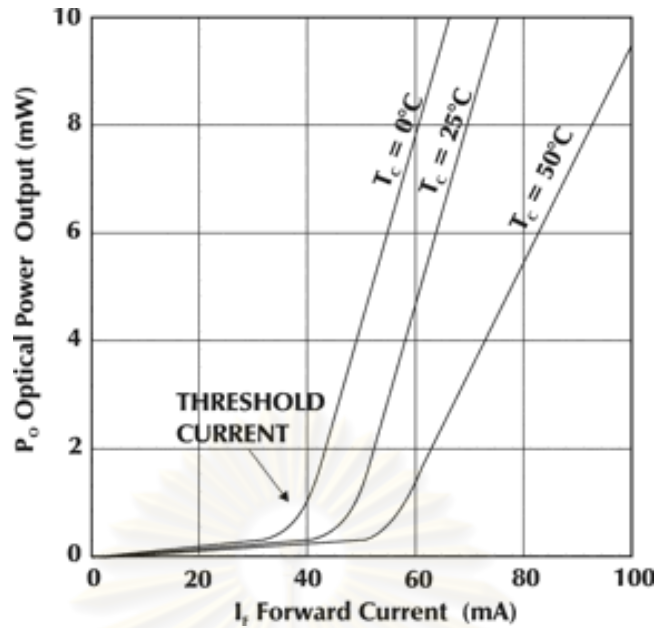
รูปที่ 2.5 สเปกตรัมของเลเซอร์ชนิดฟาร์บริเพโรท์

2) เลเซอร์ชนิดป้อนกลับแบบกระจายตัว (Distributed Feedback Laser, DFB) มีสเปกตรัมที่แคบกว่าเลเซอร์ชนิดฟาร์บริเพโรท์ เพราะโครงสร้างภายในเลเซอร์ชนิดป้อนกลับแบบกระจายตัวใช้หลักการหักเหของเกรตติงที่มีค่าดัชนีการสะท้อนแตกต่างกันเป็นคาบ แสงจะสะท้อนอยู่ในช่องปิดของเลเซอร์ มีเพียงแสงความถี่เดียวหลุดออกมา ตัวอย่างสเปกตรัมของเลเซอร์ชนิดป้อนกลับแบบกระจายตัว ความกว้างสเปกตรัมของแสงมีค่าเท่ากับ 0.0001 nm หรือ 15 MHz แสดงดังรูปที่ 2.6 [13] แต่ด้วยข้อจำกัดของเครื่องมือวัดสเปกตรัมทางแสง (Optical Spectrum Analyzer, OSA) ของบริษัท Agilent Technologies รุ่น 86140B ซึ่งมีความละเอียดในการวัดได้มากที่สุด 0.06 nm [14] ทำให้อ่านค่าความกว้างสเปกตรัมทางแสงได้เท่ากับ 0.053 nm เลเซอร์ชนิด DFB เป็นที่นิยมใช้สำหรับส่งสัญญาณทางแสงระยะไกลและในระบบการรับส่งสัญญาณข้อมูลหลายความยาวคลื่นแบบหนาแน่น (Dense Wavelength Division Multiplexing, DWDM)



รูปที่ 2.6 สเปกตรัมของเลเซอร์ชนิดป้อนกลับแบบกระจายตัว

การควบคุมกำลังแสงและเสถียรภาพของความยาวคลื่นแสง มีความสำคัญต่อการสื่อสาร ข้อมูลอัตราเร็วสูงและการสื่อสารระยะไกล แสงจะเปล่งออกมาได้เมื่ออิเล็กตรอนถูกเหนี่ยวนำด้วยโฟตอนในระดับพลังงานที่มากพอเรียกระดับพลังงานดังกล่าวว่า กระแสขีดเริ่มเปลี่ยน (Threshold Current, I_{th}) เมื่อกระแสเพิ่มขึ้นกำลังแสงขาออกจะแปรผันตรงกับกระแสที่ป้อนให้แก่เลเซอร์ แสดงดังรูปที่ 2.7 [10] โดยค่ากระแสที่ป้อนให้กับเลเซอร์ควบคุมโดยวงจรควบคุมกระแส (Current Controller) อีกปัจจัยหนึ่งที่ทำให้ค่ากระแสขีดเริ่มเปลี่ยนแปลงคือ อุณหภูมิที่ไม่คงที่ มีความสัมพันธ์ดังสมการที่ (2.1) [10] โดย I_{th0} คือค่ากระแสขีดเริ่มเปลี่ยนที่อุณหภูมิ 0 K, T_0 คือค่าคงที่อุณหภูมิภายในเลเซอร์ สำหรับเลเซอร์ที่ใช้สารกึ่งตัวนำชนิด InGaAsP มีค่าคงที่อุณหภูมิอยู่ในช่วง 50 - 70 °C และ T คืออุณหภูมิภายในเลเซอร์ขณะทำงาน ผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่มีต่อค่ากระแสขีดเริ่มเปลี่ยนแสดงดังรูปที่ 2.7 เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นเลเซอร์ต้องการค่ากระแสขีดเริ่มเปลี่ยนเพิ่มมากขึ้น ซึ่งเหตุการณ์ดังกล่าวมีผลต่อความไม่เสถียรของกำลังแสง จึงแก้ปัญหาด้วยการติดตั้ง Thermo Electric Cooler (TEC) ไว้ภายในแพ็คเกจเลเซอร์ เพื่อทำหน้าที่รักษาอุณหภูมิภายในเลเซอร์ให้คงที่ โดยมีตัวต้านทานที่แปรตามอุณหภูมิหรือเทอร์มิสเตอร์ (Thermistor) ทำหน้าที่วัดอุณหภูมิภายในเลเซอร์ให้อยู่ในรูปของค่าความต้านทาน จากนั้นป้อนค่าความต้านทานให้กับวงจรควบคุมอุณหภูมิ (Temperature Controller) ภายนอก เพื่อปรับกระแส TEC ให้สัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ



รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังแสงขาออกกับกระแสไบแอสที่อุณหภูมิต่างๆ

$$I_{th}(T) = I_{th0} \exp\left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (2.1)$$

2.2.2 ตัวมอดูเลเตอร์ทางแสง (Optical Modulator)

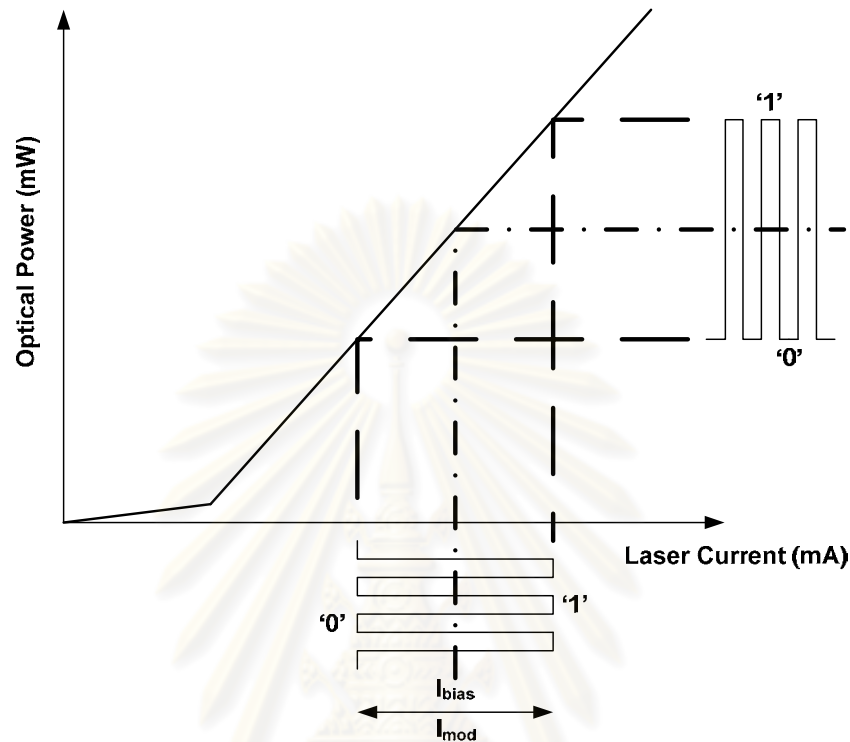
ตัวมอดูเลเตอร์ทางแสงทำหน้าที่เปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางแสงให้มีการเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณข้อมูลที่ต้องการส่ง การมอดูเลตแสงสามารถทำได้หลายวิธีเช่น การมอดูเลตทางความเข้มแสง, ทางเฟส และทางความถี่ แต่ที่นิยมใช้ในปัจจุบันคือการมอดูเลตทางความเข้มแสง เนื่องจากแสงจะถูกมอดูเลตให้มีระดับความเข้มแสงตามการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณข้อมูล ทำให้ที่ภาครับสามารถตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของระดับความเข้มของสัญญาณแสงได้ง่าย

ในปัจจุบันการมอดูเลตทางความเข้มแสงที่นิยมใช้มี 3 วิธี คือ (1) การมอดูเลตโดยตรง (Direct Modulation), (2) การมอดูเลตด้วยวิธีดูดกลืนคลื่นไฟฟ้า (Electro-Absorption Modulator, EAM) และ (3) การมอดูเลตภายนอก (External Modulation) ซึ่งจะอธิบายรายละเอียดแต่ละวิธีในหัวข้อที่ 2.2.2.1 ถึง 2.2.2.3 ตามลำดับ

2.2.2.1 การมอดูเลตโดยตรง (Direct Modulation)

การมอดูเลตโดยตรงมีจุดเด่นคือ มีวงจรควบคุมที่ไม่ซับซ้อน มีหลักการทำงานคือ เปิดปิดแหล่งกำเนิดแสงตามรูปแบบข้อมูล โดยควบคุมผ่านวงจรขับเลเซอร์ ไม่ต้องมีตัวมอดูเลเตอร์จึงมีขนาดกะทัดรัด และต้นทุนต่ำ เมื่อสัญญาณข้อมูลเข้าสู่วงจรขับเลเซอร์จะถูกแปลงเป็นสัญญาณข้อมูลในเชิงปริมาณกระแสไฟฟ้า โดยบิต '0' ตัวขับเลเซอร์ไม่

กระแสไฟฟ้าให้เลเซอร์น้อย ในขณะที่บิต '1' ตัวขับเลเซอร์จะป้อนกระแสไฟฟ้าให้เลเซอร์มาก แสงที่ออกมาจะมีการเปลี่ยนแปลงระดับความเข้มแสงตามข้อมูลที่เข้าสู่ตัวขับเลเซอร์ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังแสงขาออก, ค่ากระแสไบแอส และกระแสมอดูเลต

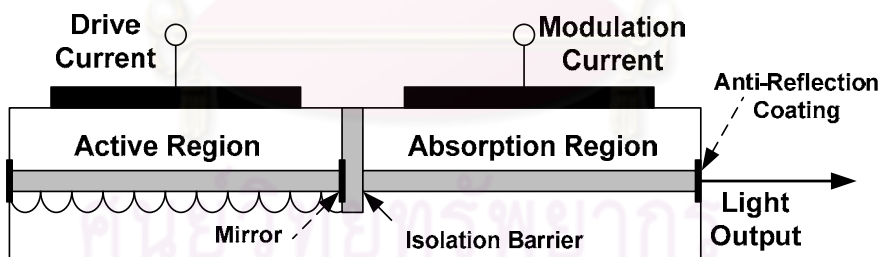
การกำหนดระดับความเข้มแสงของบิต '0' และบิต '1' ของการมอดูเลตโดยตรงทำผ่านตัวแปร 2 ตัวคือ (1) กระแสไบแอส (I_{bias}) เป็นกระแสที่กำหนดช่วงการทำงานของเลเซอร์ต้องมีค่ามากกว่าค่ากระแสขีดเริ่มเปลี่ยน และ (2) กระแสมอดูเลต (I_{mod}) เป็นกระแสที่กำหนดความต่างของความเข้มแสงของข้อมูลบิต '0' และบิต '1' ที่เรียกว่าค่าสัดส่วนเอ็กซ์ติงชัน (Extinction ratio, EX ratio) ดังสมการที่ (2.2) [11] โดยค่าสัดส่วนเอ็กซ์ติงชันเป็นการเปรียบเทียบระดับกำลังแสงของข้อมูลบิต '1' ($P_1(mW)$) และกำลังแสงของข้อมูลบิต '0' ($P_0(mW)$) ในรูป dB ระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงได้มีการกำหนดค่าสัดส่วนเอ็กซ์ติงชันตามอัตราข้อมูลและระยะทางของเส้นใยนำแสงที่เลือกใช้ตามมาตรฐาน ITU-T G.691, Optical interfaces for single channel STM-64 and other SDH systems with optical amplifiers [15]

$$EX = 10 \log_{10} \frac{P_1(mW)}{P_0(mW)} \quad (2.2)$$

การมอดูเลตสัญญาณทางไฟฟ้าโดยตรงไม่นิยมใช้กับสัญญาณที่มีอัตราข้อมูลสูงๆ หรือการสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงระยะไกล เพราะการมอดูเลตโดยตรงไม่เพียงเปลี่ยนแปลงระดับกำลังแสงแต่มีการเปลี่ยนแปลงเฟสหรือความถี่รวมอยู่ด้วย ซึ่งเสมือนว่าสัญญาณทางแสงถูกมอดูเลตทางความถี่ (Frequency modulation, FM) ปรากฏการณ์นี้เรียกว่า Chirp แสงที่ออกมามีความกว้างสเปกตรัมเพิ่มขึ้น ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการ

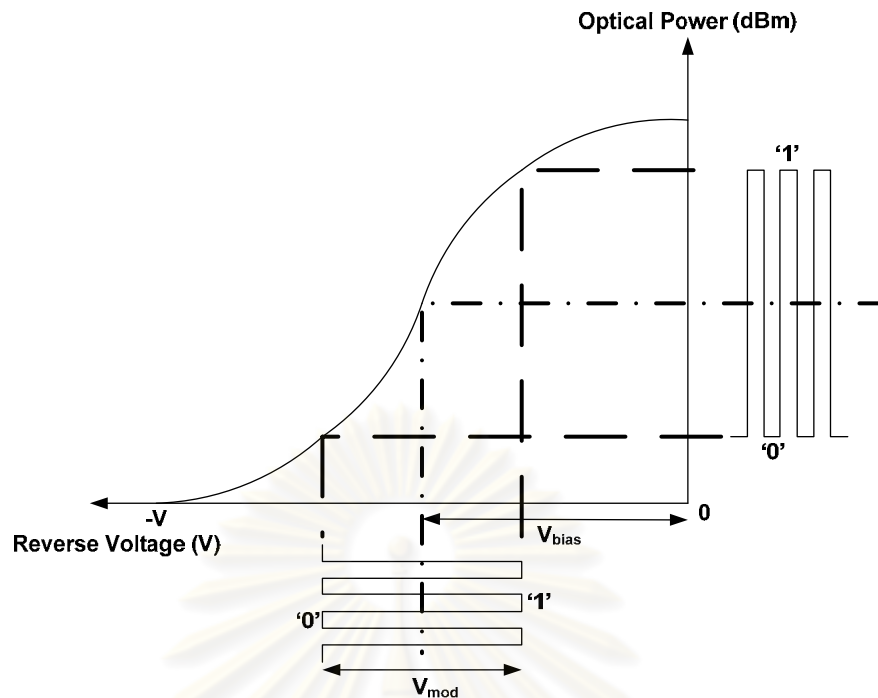
2.2.2.2 การมอดูเลตด้วยวิธีดูดกลืนคลื่นไฟฟ้า (Electro-Absorption Modulation, EAM)

ตัวมอดูเลเตอร์ที่ใช้หลักการมอดูเลตด้วยวิธีดูดกลืนคลื่นไฟฟ้าสามารถรวมเข้ากับแหล่งกำเนิดแสงเรียกว่า เลเซอร์ที่มอดูเลตด้วยวิธีการดูดกลืนคลื่นไฟฟ้า (Electro-Absorption Modulator Integrated Laser, EML) เนื่องจากตัวมอดูเลเตอร์มีขนาดเล็กเมื่อนำมารวมเข้ากับเลเซอร์ชนิด DFB จะมีโครงสร้างดังรูปที่ 2.9 โครงสร้างของตัวมอดูเลเตอร์ผลิตมาจากสารกึ่งตัวนำระหว่าง InGaAsP/InP ซึ่งมีคุณสมบัติดูดกลืนแสง ส่วนหลักการทำงานของ EML คือ บริเวณแอคทีฟ (Active region) สร้างสัญญาณแสงต่อเนื่องที่มีกำลังแสงตามระดับกระแสที่ป้อนเข้ามา เมื่อแสงเคลื่อนที่ไปยังบริเวณดูดกลืน (Absorption region) ซึ่งทำหน้าที่คล้ายตัวตรวจจับแสง คือเมื่อไม่มีการป้อนแรงดันไบแอสย้อนกลับให้แก่ตัวมอดูเลเตอร์ แสงที่เข้ามาบริเวณดูดกลืนจะถูกส่งผ่านออกไปหมด ในทางตรงกันข้ามถ้ามีการป้อนแรงดันไบแอสย้อนกลับมากพอ แสงจะถูกดูดกลืน การมอดูเลตด้วยวิธีนี้จะแก้ปัญหา Chirp ที่เกิดขึ้นในกรณีมอดูเลตโดยตรง



รูปที่ 2.9 โครงสร้างเลเซอร์ที่มอดูเลตด้วยวิธีดูดกลืนคลื่นไฟฟ้า

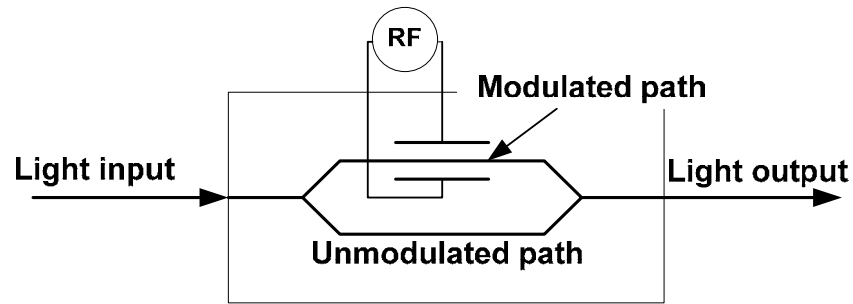
คุณสมบัติ EML ที่กล่าวไปเบื้องต้นมีตัวแปรสำคัญที่ใช้ในการกำหนดค่าสัดส่วนเอ็กซ์ติงชัน ประกอบด้วย (1) แรงดันไบแอส (V_{bias}) เป็นแรงดันที่กำหนดระดับความเข้มแสงเฉลี่ยและ (2) แรงดันมอดูเลต (V_{mod}) เป็นแรงดันที่กำหนดความต่างระหว่างความเข้มแสงของสัญญาณบิต '1' และบิต '0' ดังแสดงในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังแสงขาออก, แรงดันไบแอสย้อนกลับ และแรงดันมอดูเลต

2.2.2.3 การมอดูเลตภายนอก (External Modulation)

การมอดูเลตภายนอกสามารถมอดูเลตสัญญาณข้อมูลได้สูงกว่า 10 Gb/s แต่มีขั้นตอนในการติดตั้งและประกอบที่ซับซ้อนกว่าวิธีอื่น เนื่องจากตัวมอดูเลเตอร์อยู่ภายนอกและมีขนาดใหญ่ อีกทั้งต้นทุนของอุปกรณ์มีราคาสูงกว่าการมอดูเลตด้วยวิธีอื่นๆ ตัวมอดูเลเตอร์ชนิดนี้สร้างขึ้นมาจากสารกึ่งตัวนำที่มีคุณสมบัติ piezoelectric เช่น LiNbO_3 เรียกตัวมอดูเลเตอร์ชนิดนี้ว่า Mach-Zehnder Modulator (MZM) ซึ่งมีโครงสร้างตามรูปที่ 2.11 หลักการทำงานคือ เมื่อสัญญาณแสงต่อเนื่องเดินทางมายังตัวมอดูเลเตอร์ จะถูกแยกออกเป็น 2 เส้นทาง คือ เส้นทางที่ไม่ถูกมอดูเลต (Unmodulated Path) กับเส้นทางมอดูเลต (Modulated Path) หรือเส้นทางที่มีการติดตั้งแท่งอิเล็คโทรด เมื่อป้อนแรงดันให้กับแท่งอิเล็คโทรดตามการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณข้อมูล จะทำให้เส้นทางนี้มีค่าดัชนีหักเหเปลี่ยนแปลง แสงที่เดินทางจะเกิดความล่าช้าของเฟสเป็นสัดส่วนตามขนาดของแรงดัน เมื่อแสงทั้ง 2 เส้นทางมารวมกันอีกครั้งที่ปลายทาง ในกรณีแสงจาก 2 เส้นทางมีเฟสตรงกันจะเกิดการแทรกสอดแบบเสริมกัน ทำให้เกิดแสงออกมาจากตัวมอดูเลเตอร์ ซึ่งเป็นการส่งข้อมูลบิต '0' ในทางกลับกันถ้าแสงจาก 2 เส้นทางมีเฟสตรงข้ามกัน จะเกิดการแทรกสอดแบบหักล้างกัน จึงไม่มีแสงออกมาจากตัวมอดูเลเตอร์ ซึ่งเป็นการส่งข้อมูลบิต '0'



รูปที่ 2.11 โครงสร้างของ Mach-Zehnder Modulator

การเลือกใช้วิธีการมอดูเลตขึ้นอยู่กับอัตราข้อมูลที่ต้องการส่ง ขนาดของตัวส่งสัญญาณทางแสง และความคุ้มทุน เป็นต้น จากทฤษฎีที่กล่าวในเบื้องต้น การมอดูเลตโดยตรงมีหลักการที่ง่ายและราคาถูก แต่ไม่สามารถส่งสัญญาณที่อัตราข้อมูลสูงได้ เพราะปัญหาเรื่อง Chirp การมอดูเลตด้วยวิธีการดัดคลื่นไฟฟ้าสามารถรวมเข้ากับแหล่งกำเนิดแสง ทำให้มีขนาดเล็ก, สามารถมอดูเลตสัญญาณที่อัตราข้อมูล 10 Gb/s, ไม่เกิดปัญหาเรื่อง Chirp และมีราคาถูกกว่าการมอดูเลตภายนอก ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเลือกใช้การมอดูเลตด้วยวิธีการดัดคลื่นไฟฟ้าเป็นวิธีในการมอดูเลตสัญญาณทางแสง

2.2.3 ตัวขับเลเซอร์ (Laser Driver)

ตัวขับเลเซอร์ทำหน้าที่ขยายสัญญาณทางไฟฟ้าให้กับตัวมอดูเลเตอร์ทางแสง การที่ตัวมอดูเลเตอร์จำเป็นต้องมีตัวขับเลเซอร์ เพราะการสื่อสารข้อมูลความเร็วสูงใช้แรงดันระดับ Current Mode Logic (CML) มีขนาดผลต่างแรงดันขนาดเล็กอยู่ในช่วง 0.4 - 1 V_{pp} เท่านั้น ระดับแรงดันดังกล่าวไม่เพียงพอสำหรับขับตัวมอดูเลเตอร์ เพื่อให้ได้ค่าสัดส่วนเอ็กซ์ติงชันมากพอตามมาตรฐาน ITU-T G.691 นอกจากนี้ตัวขับเลเซอร์จะถูกออกแบบให้มีขา สำหรับป้องกันสัญญาณนาฬิกาเพื่อทำการปรับจังหวะ (retime) ของสัญญาณข้อมูลให้มีจังหวะเดียวกับสัญญาณนาฬิกา เช่น ชิปวงจรรวม MAX3941 จากบริษัท MAXIM [16]

2.2.4 วงจรกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล (Clock and Data Recovery, CDR)

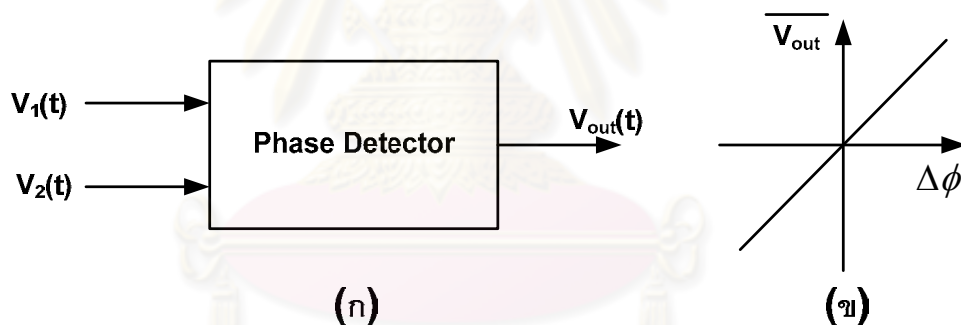
วงจรกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูลประกอบด้วย 2 องค์ประกอบ คือ (1) วงจรกู้คืนสัญญาณนาฬิกา (Clock Recovery) ใช้หลักการของวงจรป้อนกลับที่เรียกว่าวงจรถัดเฟสล็อก-ลูป (Phase-Locked Loop, PLL) เพื่อกู้คืนจังหวะของสัญญาณนาฬิกาให้มีความถูกต้อง เพื่อป้อนเข้าสู่ (2) วงจรกู้คืนสัญญาณข้อมูล (Data Recovery) ซึ่งประกอบด้วยวงจร D Flip-Flop (DFF) ทำหน้าที่กู้คืนและสร้างสัญญาณข้อมูลขึ้นมาใหม่ ให้มีความถี่เดียวกับสัญญาณนาฬิกาที่เข้าสู่วงจร DFF เพราะฉะนั้นการส่ายจังหวะของสัญญาณหรือจิตเตอร์ (Jitter) และความถูกต้อง

ของการตัดสินใจของสัญญาณข้อมูล ขึ้นอยู่กับประสิทธิภาพของวงจรถักคืนสัญญาณนาฬิกาและวงจรถักคืนสัญญาณข้อมูล รายละเอียดของวงจรถักคืนสัญญาณนาฬิกาและวงจรถักคืนสัญญาณข้อมูลอธิบายในหัวข้อที่ 2.2.4.1 และ 2.2.4.2 ตามลำดับ

2.2.4.1 วงจรถักคืนสัญญาณนาฬิกา (Clock Recovery)

วงจรถักคืนสัญญาณนาฬิกาใช้วงจรเฟสล็อกเพื่อทำหน้าที่ที่กู้คืนสัญญาณนาฬิกาจากสัญญาณข้อมูลขาเข้า หลักการทำงานของวงจรเฟสล็อกประกอบด้วย 2 วงจรคือ วงจรตรวจจับเฟส (Phase Detector, PD) และวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมแรงดัน (Voltage-Controlled Oscillator, VCO) มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

(1) วงจรตรวจจับเฟส ทำหน้าที่เปรียบเทียบความต่างเฟส ($\Delta\phi$) ของสัญญาณขาเข้าสองสัญญาณ ได้แก่ $V_1(t)$ และ $V_2(t)$ ในรูปของแรงดันเฉลี่ยขาออก (\overline{V}_{out}) ซึ่งมีความสัมพันธ์เชิงเส้นดังรูปที่ 2.12 [12] ตำแหน่ง $\Delta\phi = 0$ กราฟจะตัดจุดกำเนิด (Origin point) ซึ่งหมายความว่าไม่มีแรงดันเฉลี่ยขาออกเพราะไม่มีความต่างเฟสของทั้งสองสัญญาณ ส่วนของความชันเส้นสัญญาณเรียกว่าอัตราขยายของตัวตรวจจับเฟส

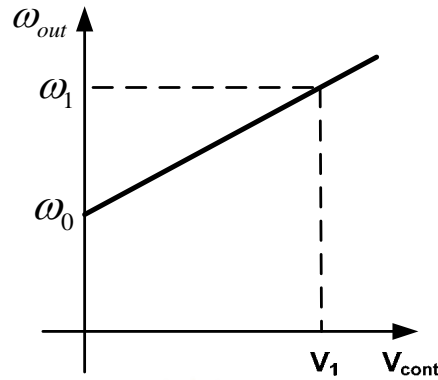


รูปที่ 2.12 (ก) แผนภาพวงจรถวลตรวจจับเฟส

(ข) กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเฉลี่ยขาออกกับความต่างเฟส

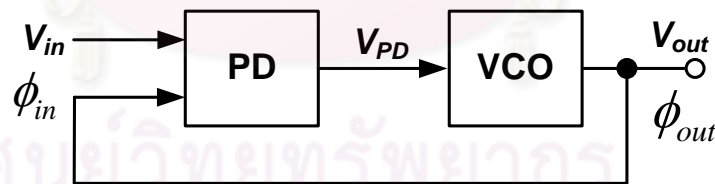
(2) วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมแรงดัน ทำหน้าที่สร้างสัญญาณขาออกที่มีความถี่เท่ากับ ω_{out} ความถี่ดังกล่าวแปรผันตรงกับขนาดของแรงดันขาเข้า (V_{cont}) ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันขาเข้ากับค่าความถี่ขาออกของวงจร VCO สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.3) [12] โดย K_{vco} คืออัตราขยายในการแปลงแรงดันเป็นความถี่ของวงจร VCO และ ω_0 คือค่าความถี่วิ่งอิสระ (free running frequency) ของวงจร VCO ดังกราฟรูปที่ 2.13

$$\omega_{out} = \omega_0 + K_{vco} V_{cont} \quad (2.3)$$

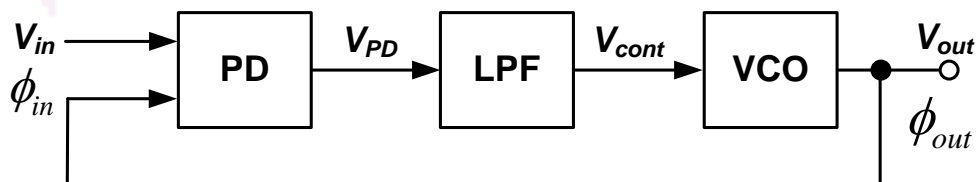


รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ของสัญญาณจากวงจร VCO กับแรงดันขาเข้า

จากที่กล่าวมาแล้วในเบื้องต้นวงจรเฟสล็อกประกอบด้วยวงจรตรวจจับเฟสและวงจรรอสซิดเลเตอร์ควบคุมแรงดันดังรูปที่ 2.14 (ก) [12] วงจรตรวจจับเฟสจะเปรียบเทียบสัญญาณขาเข้า (V_{in}) กับสัญญาณขาออก (V_{out}) ถ้าสัญญาณทั้งสองมีความแตกต่างกันในเชิงเฟส วงจรตรวจจับเฟสจะสร้างแรงดัน V_{PD} ขึ้นเพื่อป้อนให้วงจร VCO เพื่อใช้ในการสร้างสัญญาณขาออก (V_{out}) ที่มีความถี่สัมพันธ์กับ V_{PD} จากนั้น V_{out} จะถูกป้อนย้อนกลับเข้าสู่วงจรตรวจจับเฟสเพื่อเปรียบเทียบเฟสกับ V_{in} โดยทำซ้ำไปเรื่อยๆ จนกระทั่งเฟสของสัญญาณขาออก (ϕ_{out}) เท่ากับเฟสของสัญญาณขาเข้า (ϕ_{in}) ในทางปฏิบัติจะแทรกวงจรรองผ่านต่ำ (Low Pass Filter, LPF) ระหว่างวงจร PD และวงจร VCO ดังรูปที่ 2.14 (ข) เพื่อกำจัดสัญญาณความถี่สูงที่อยู่ในแรงดัน V_{PD} ทำให้สัญญาณที่เข้าวงจร VCO มีความคลาดเคลื่อนน้อยลง



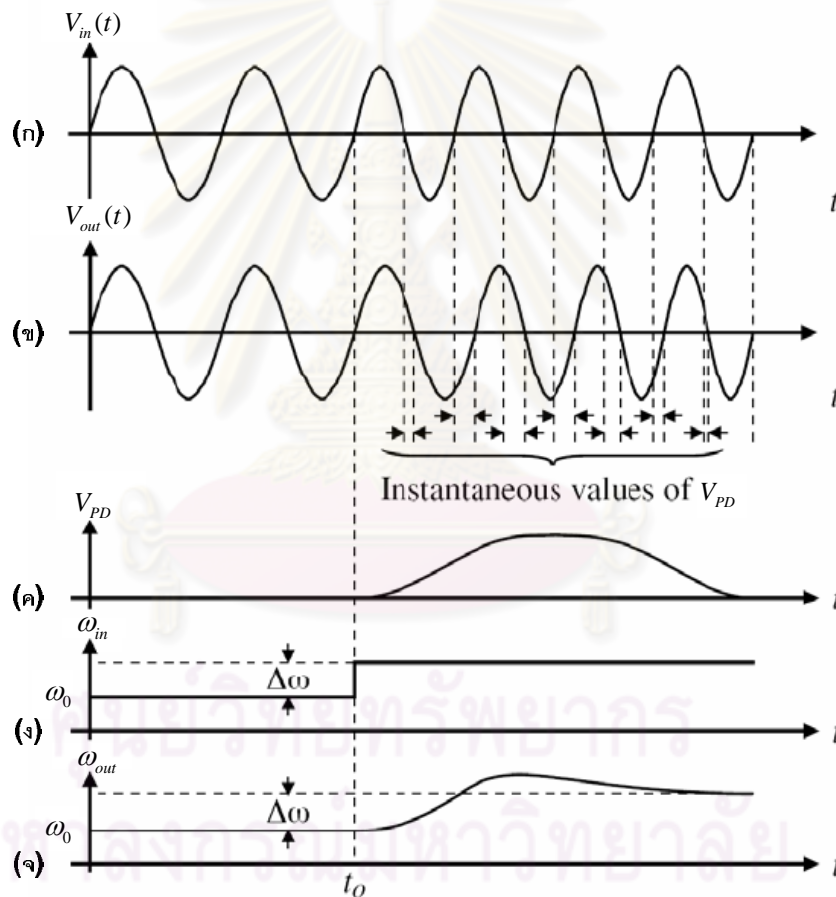
(ก)



(ข)

รูปที่ 2.14 แผนภาพวงจรเฟสล็อกอย่างง่าย (ก) ไม่มี LPF (ข) มี LPF

ตัวอย่างการทำงานของวงจรเฟสล็อกดูปลแสดงดังรูปที่ 2.15 เมื่อสัญญาณเข้า $V_{in}(t)$ มีความถี่เท่ากับ ω_0 และที่เวลา t_0 มีความถี่เพิ่มขึ้น ดังรูปที่ 2.15 (ก) และรูปที่ 2.15 (ง) ทำให้ $V_{in}(t)$ มีเฟสนำ $V_{out}(t)$ ดังรูปที่ 2.15 (ข) เมื่อนำสัญญาณทั้งสองป้อนเข้า วงจร PD จะได้ V_{PD} ที่มีค่าเพิ่มขึ้นตามผลต่างเฟสดังรูปที่ 2.15 (ค) ในขณะที่วงจร VCO มีความถี่เท่ากับ ω_0 หรือที่เรียกว่าความถี่อิสระของวงจร VCO เมื่อ V_{PD} ถูกป้อนเข้าวงจร VCO จะทำให้ ω_{out} มีค่าเพิ่มขึ้นตามระดับแรงดัน V_{PD} ดังรูปที่ 2.15 (จ) ดังนั้น $V_{out}(t)$ จะมีความถี่เพิ่มขึ้นตาม จากนั้นจึงป้อน $V_{out}(t)$ กลับให้แก่วงจร PD เพื่อเปรียบเทียบกับ $V_{in}(t)$ พบว่าเฟสของ $V_{out}(t)$ จะมีค่าใกล้เคียงกับ $V_{in}(t)$ มากขึ้น กระบวนการนี้จะเกิดซ้ำไปเรื่อยๆกระทั่งเฟสของ $V_{in}(t)$ และ $V_{out}(t)$ จะเท่ากัน

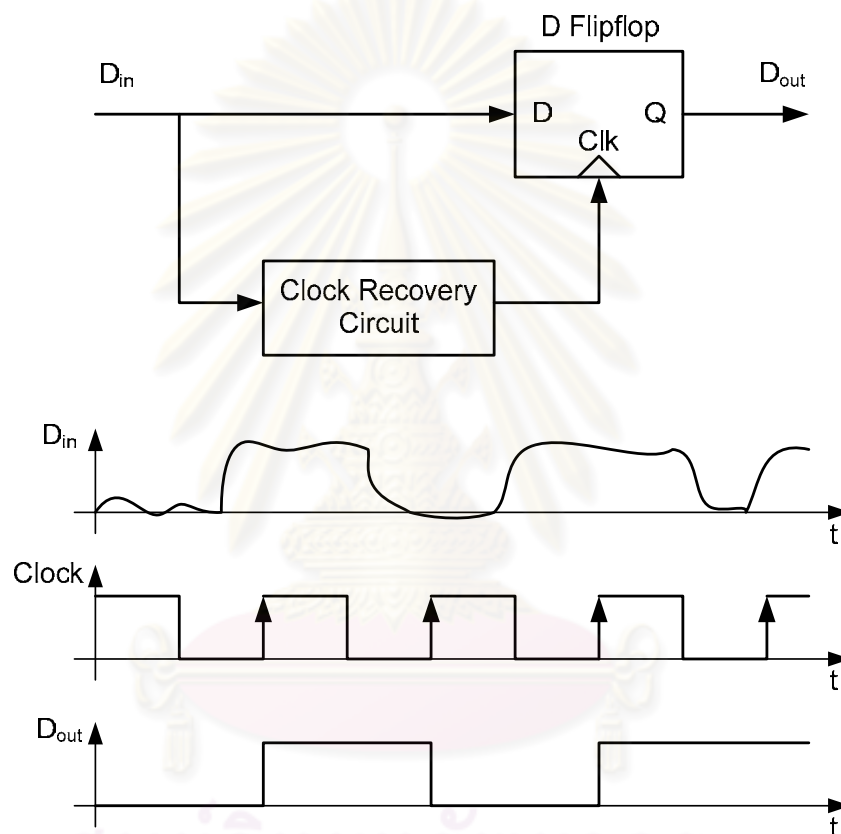


รูปที่ 2.15 ตัวอย่างการทำงานของวงจรเฟสล็อกดูปล

2.2.4.2 วงจรกู้คืนสัญญาณข้อมูล (Data Recovery)

วงจรกู้คืนสัญญาณข้อมูลประกอบด้วยวงจร DFF ที่รับสัญญาณข้อมูลและสัญญาณนาฬิกาที่ถูกกู้คืนแล้ว เข้ามาเพื่อสร้างสัญญาณข้อมูลใหม่ดังรูปที่ 2.16 [12] วงจร DFF ทำงานตามขอบของสัญญาณนาฬิกา ได้ทั้งขอบขาขึ้น, ขอบขาลง หรือทั้งขอบ

ขาขึ้นและขาลง เพื่อให้ง่ายต่อความเข้าใจจึงจะอธิบายการทำงานของวงจร DFF ที่ขอบขาขึ้นของสัญญาณนาฬิกา จากรูปที่ 2.16 เมื่อสัญญาณนาฬิกาเป็นขอบขาขึ้นวงจร DFF จะอ่านค่าสัญญาณข้อมูลขาเข้าที่ต่อเข้ากับพอร์ต D ถ้ามีระดับแรงดันสูงกว่าระดับแรงดันตัดสิน (Threshold voltage) ที่ตั้งไว้ แล้ววงจร DFF จะสร้างสัญญาณบิต '1' ออกมาที่พอร์ต Q ในทางกลับกันถ้าสัญญาณขาเข้ามีระดับแรงดันต่ำกว่าแรงดันตัดสิน สัญญาณที่ออกมาจะเป็นบิต '0' ซึ่งระดับแรงดันนี้จะคงไว้จนกว่าจะมีขอบขาขึ้นของสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง



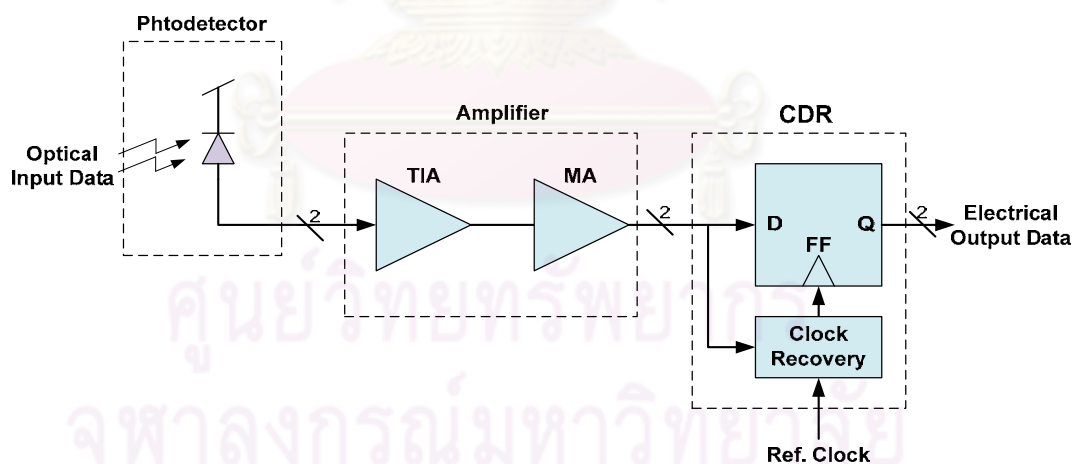
รูปที่ 2.16 (บน) แผนภาพวงจรกู้สัญญาณข้อมูล และ (ล่าง) ตัวอย่างการกู้คืนสัญญาณข้อมูล

เนื่องจากสัญญาณนาฬิกาเป็นตัวแปรสำคัญในการพิจารณาบิต '0' หรือบิต '1' ของสัญญาณข้อมูล ดังนั้นการตั้งจุดพิจารณาระดับสัญญาณ (Sampling point) ต้องเป็นจุดที่ทำให้ความผิดพลาดของการพิจารณาบิตเกิดขึ้นน้อยที่สุด นอกจากนั้นปัจจัยที่มีผลทำให้การตัดสินบิตผิดพลาดคือ วงจรกู้คืนสัญญาณนาฬิกาไม่สามารถสร้างสัญญาณนาฬิกาที่นิ่งได้ เพราะฉะนั้นเพื่อให้วงจร CDR สามารถกู้คืนสัญญาณข้อมูลได้อย่างมีประสิทธิภาพ จึงจำเป็นต้องตั้งจุดพิจารณาระดับสัญญาณให้เหมาะสมและสัญญาณนาฬิกาที่กู้คืนมาต้องมีความถูกต้องและนิ่ง

ในทางปฏิบัติวงจร CDR ที่ภาคส่งของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP จะมีวงจรอีควอลไลเซอร์ (Equalizer) ชนิด Decision-Feedback Equalizer (DFE) อยู่ก่อนหน้าวงจรกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล เนื่องจากสัญญาณข้อมูลต้องเดินทางผ่านเมนบอร์ด ก่อนที่จะมาถึงตัวรับส่งสัญญาณทางแสง ส่งผลทำให้เกิดปัญหา Inter-Symbol Interference (ISI) ขึ้น [11]

2.3 องค์ประกอบภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

องค์ประกอบของภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงประกอบด้วย (1) ตัวตรวจจับสนแสง (Photo-Detector) ทำหน้าที่แปลงสัญญาณทางแสงให้เป็นสัญญาณทางไฟฟ้า สัญญาณทางไฟฟ้าที่ได้จะมีขนาดเล็ก [10-11] จึงใช้ (2) ตัวขยายสัญญาณ (Amplifier) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณทางไฟฟ้าโดยใช้ Trans-Impedance Amplifier (TIA) และ Main Amplifier (MA) คู่กัน เพื่อให้ได้สัญญาณที่มีขนาดใหญ่ [11-12] พอสำหรับป้อนเข้าสู่ (3) วงจร CDR ซึ่งมีหลักการทำงานเหมือนกันกับวงจร CDR ที่ภาคส่ง แต่จะใช้ตัวขยายสัญญาณแทนวงจรอีควอลไลเซอร์ [12] การเชื่อมต่ออุปกรณ์ภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางไฟฟ้า แสดงดังรูปที่ 2.17 รายละเอียดของตัวตรวจจับสนแสงและตัวขยายสัญญาณจะอธิบายในหัวข้อที่ 2.3.1 และ 2.3.2 ตามลำดับ ส่วนวงจร CDR ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 2.2.4



รูปที่ 2.17 แผนภาพการเชื่อมต่อแต่ละองค์ประกอบของภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

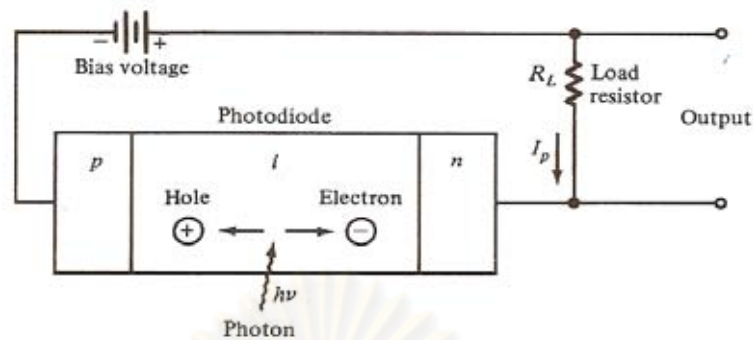
2.3.1 ตัวตรวจจับแสง (Photo-Detector)

ตัวตรวจจับแสงเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการเปลี่ยนสัญญาณทางแสงกลับเป็นสัญญาณทางไฟฟ้า เมื่อแสงเดินทางภายในเส้นใยนำแสงจะเกิดปัญหา 2 ปัญหาคือ การลดทอนกำลังแสง (Attenuation) และมีการถ่างออกของสัญญาณ (Dispersion) ตามระยะทางที่เพิ่มขึ้นของเส้นใยนำแสง ปัจจัยสำคัญในการพิจารณาเลือกใช้ตัวตรวจจับแสงคือ (1) ค่าความไวกำลังแสง (Power Sensitivity) คือค่าที่กำหนดกำลังแสงต่ำสุด เพื่อให้ตัวตรวจจับแสงสามารถแปลงสัญญาณทางแสงไปเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าได้ โดยมีค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio, SNR) เท่ากับหนึ่ง และ (2) ค่าแบนด์วิดท์การใช้งาน เป็นตัวกำหนดอัตราข้อมูลที่ตัวตรวจจับแสงสามารถตอบสนองต่อความเร็วในการเปลี่ยนแปลงกำลังแสง ดังนั้นถ้าค่าแบนด์วิดท์การใช้งานมีค่าสูง จะทำให้สามารถตรวจจับแสงที่อัตราข้อมูลสูงได้ ในปัจจุบันตัวตรวจจับแสงมีหลายประเภทแต่ที่เลือกใช้งานในระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงจะใช้วัสดุสารกึ่งตัวนำในการผลิต เนื่องจากตัวตรวจจับแสงที่ผลิตจากสารกึ่งตัวนำมีขนาดเล็ก, ค่า Power Sensitivity สูง และมีแบนด์วิดท์สูงพอที่จะตรวจจับสัญญาณทางแสงที่อัตราข้อมูล 10 Gb/s ได้ ตัวตรวจจับแสงที่ใช้งานมี 2 ชนิดคือ ตัวตรวจจับแสงชนิด Positive-Intrinsic-Negative (PIN) และตัวตรวจจับแสงชนิดถล่มทลาย (Avalanche Photodiode, APD) โดยจะอธิบายในหัวข้อ 2.3.1.1 และ 2.3.1.2 ตามลำดับ

2.3.1.1 ตัวตรวจจับแสงชนิด Positive-Intrinsic-Negative (PIN)

ตัวตรวจจับแสงชนิด PIN มีโครงสร้างประกอบด้วย 3 บริเวณคือ (1) บริเวณสารกึ่งตัวนำชนิดพีที่มีโฮลอิสระอยู่ต่อเข้ากับขั้วลบของแหล่งจ่ายไฟ, (2) บริเวณสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นที่มีอิเล็กตรอนอิสระอยู่ต่อเข้ากับขั้วบวกของแหล่งจ่ายไฟ และ (3) บริเวณอินทริન્ซิก (Intrinsic region) คือบริเวณสารกึ่งตัวนำที่ถูกโด๊ปด้วยสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นอย่างอ่อน เรียกบริเวณนี้ว่าบริเวณปลอดพาหะ ซึ่งเป็นบริเวณที่แสงเข้ามาตกกระทบ แสดงดังรูปที่ 2.18 [10] หลักการทำงานเริ่มจากการป้อนแรงดันไฟไบแอสย้อนกลับให้กับตัวตรวจจับแสง ทำให้บริเวณปลอดพาหะมีขนาดกว้างขึ้นเมื่อแสงโฟตอนมาตกกระทบด้วยระดับพลังงานที่มากกว่าค่าแถบความกว้างพลังงาน (Band Gap Energy) อิเล็กตรอนในชั้นวาเลนซ์จะถูกกระตุ้นไปอยู่ที่ชั้นนำไฟฟ้า กระบวนการนี้ทำให้เกิดคู่อิเล็กตรอนและโฮล (Electron-Hole Pair) อิสระขึ้น ซึ่งจะถูกพัดพาด้วยสนามไฟฟ้า ซึ่งโฮลจะถูกพัดพาด้วยสนามไฟฟ้าไปยังบริเวณสารกึ่งตัวนำชนิดพีและอิเล็กตรอนจะพัดพาไปยังสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น ทำให้เกิดกระแสแสง (photocurrent) ไหลผ่านตัวต้านทานโหลด (Load

resistor) ที่ต่ออยู่ภายนอก ซึ่งขนาดของแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานโหลดจะแปรผันตรงกับปริมาณแสงโฟตอนที่มาตกกระทบ



รูปที่ 2.18 โครงสร้างของตัวตรวจจับแสงชนิด PIN และวงจรไบแอสย้อนกลับ

ความยาวคลื่นแสงที่ตัวตรวจจับแสงสามารถตรวจจับได้ จะถูกกำหนดโดยคุณสมบัติของสารกึ่งตัวนำ ซึ่งแต่ละชนิดมีค่าแถบความกว้างพลังงานไม่เท่ากัน ตัวตรวจจับแสงมีช่วงความยาวคลื่นแสงที่สามารถตรวจจับได้ เป็นไปตามทฤษฎีของแพลงค์ ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างค่าแถบความกว้างพลังงาน (E_g) และความยาวคลื่นแสงขีดจำกัด (Cut off wavelength, λ_c) ดังสมการที่ (2.4) หรือความสัมพันธ์ระหว่างค่าพลังงานของโฟตอน (E_{ph}) กับความยาวคลื่นแสง (λ) ดังสมการที่ (2.5) [10]

$$\lambda_c = \frac{hc}{E_g} = \frac{1.24\mu m}{E_g} \quad (2.4)$$

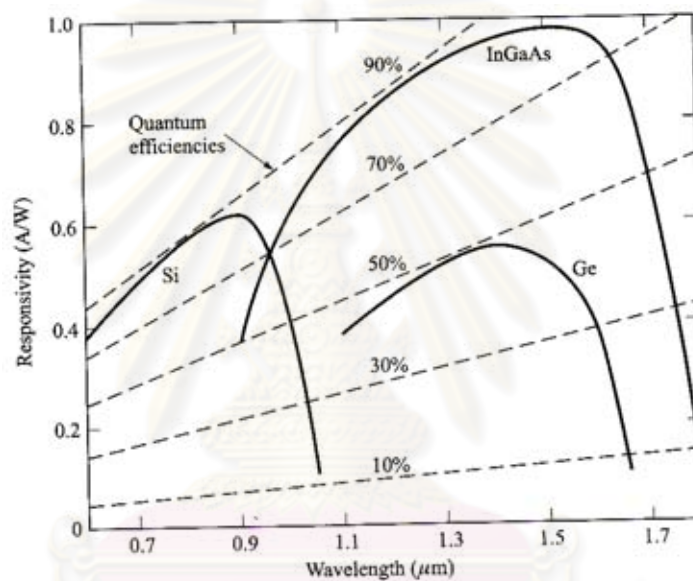
$$E_{ph} = \frac{hc}{\lambda} \quad (2.5)$$

นอกจากค่า Power Sensitivity และค่าแบนด์วิดท์การใช้งานแล้ว ตัวแปรที่สำคัญอีก 2 ตัวที่ใช้ในการพิจารณาประสิทธิภาพของตัวตรวจจับแสงคือ (1) ค่าประสิทธิภาพ (Efficiency, η) เป็นอัตราส่วนระหว่างจำนวนคู่อิเล็กตรอนและโฮลที่เกิดขึ้นเทียบกับจำนวนโฟตอนที่ตกกระทบตัวตรวจจับแสงดังสมการที่ (2.6) [10] โดย I_p คือกระแสแสงจากกำลังแสงเฉลี่ย (P_0) ที่ตกกระทบตัวตรวจจับแสง ในทางปฏิบัติเมื่อมีโฟตอนจำนวน 100 ตัวตกกระทบตัวตรวจจับแสงทำให้เกิดคู่อิเล็กตรอนและโฮลจำนวน 30 ถึง 95 คู่ หมายความว่าค่าประสิทธิภาพจะอยู่ในช่วง 30 ถึง 95 เปอร์เซ็นต์ ในกรณีที่ต้องการเพิ่มค่าประสิทธิภาพทำได้โดยเพิ่มขนาดความกว้างของบริเวณปลอดพาหะขึ้นหรือเพิ่มพื้นที่ให้แสงมาตกกระทบ แต่ข้อเสียของการเพิ่มขนาดความกว้างของบริเวณปลอดพาหะคือ คู่อิเล็กตรอนและโฮลต้องใช้เวลาเพิ่มขึ้นในการเดินทางไปยังบริเวณสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นและพีตามลำดับ ส่งผลให้ตัวตรวจจับแสงตอบสนองได้ช้าลง

$$\eta = \frac{I_p / q}{P_o / h\nu} \quad (2.6)$$

(2) ค่า Responsivity (\mathfrak{R}) คือ อัตราส่วนระหว่างกระแสแสงที่เกิดขึ้นต่อกำลังแสงเฉลี่ยตกกระทบบดงสมการที่ (2.7) [10] ค่านี้บอกความสามารถของตัวตรวจจับแสงในการแปลงกำลังแสงไปเป็นกระแสแสงในหน่วย A/W โดยขึ้นกับค่าความยาวคลื่นแสงและชนิดของสารกึ่งตัวนำดังรูปที่ 2.19 [10]

$$\mathfrak{R} = \frac{I_p}{P_o} = \frac{\eta q}{h\nu} \quad (2.7)$$

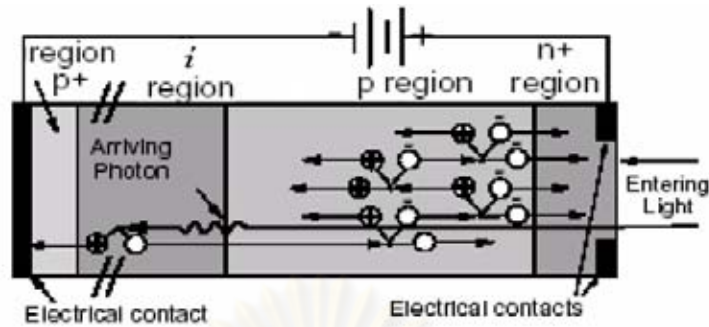


รูปที่ 2.19 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Responsivity กับ ความยาวคลื่นแสงของสารกึ่งตัวนำชนิดต่างๆ

2.3.1.2 ตัวตรวจจับแสงชนิดถล่มทลาย (Avalanche Photodiode, APD)

ตัวตรวจจับแสงชนิดถล่มทลายใช้หลักการเดียวกันกับตัวตรวจจับแสงชนิด PIN แต่มีการทวีคูณกระแสแสงที่ได้ ดังนั้นโครงสร้างของตัวตรวจจับแสงชนิด APD มีลักษณะคล้ายกับตัวตรวจจับแสงชนิด PIN แต่เพิ่มขึ้น Avalanche ดังแสดงในรูปที่ 2.20 เพื่อให้เกิดการชนของประจุในชั้นนี้รุนแรงยิ่งขึ้น กระบวนการนี้เรียกว่า Impact Ionization ทำให้มีประจุเพิ่มขึ้นส่งผลให้กระแสแสงที่ออกจากตัวตรวจจับแสงถูกคูณเพิ่ม การคูณเพิ่มนี้เรียกว่าปรากฏการณ์ถล่มทลาย (Avalanche Effect) ทำให้ตัวตรวจจับแสงสามารถตรวจจับแสงที่มีกำลังแสงต่ำๆได้ ดังนั้นตัวตรวจจับแสงชนิด APD จึงมีค่า Power Sensitivity สูงกว่าตัวตรวจจับแสงชนิด PIN แต่ข้อเสียคือปรากฏการณ์ถล่มทลายสร้าง

สัญญาณรบกวนขึ้นในกระแสแสงและตัวตรวจจับแสงชนิด APD ต้องป้อนแรงดันไบแอสย้อนกลับสูงถึง 26 – 38 V เพื่อให้เกิดปรากฏการณ์ถล่มถลาย



รูปที่ 2.20 โครงสร้างของตัวตรวจจับแสงชนิดถล่มถลายและวงจรไบแอสย้อนกลับ

ค่าการคูณเพิ่ม (M) เป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นหลังจากปรากฏการณ์ถล่มถลาย (I_M) เทียบกับกระแสแสงที่เกิดจากบริเวณปลอดพาหะซึ่งไม่ได้มีการคูณเพิ่ม (I_p) ดังสมการที่ (2.8) ทำให้ค่า Responsivity ของตัวตรวจจับแสงชนิด APD (\mathcal{R}_{APD}) เพิ่มขึ้นดังสมการที่ (2.9) [10]

$$M = \frac{I_M}{I_p} \quad (2.8)$$

$$\mathcal{R}_{APD} = \frac{I_p}{P_o} M = \frac{\eta q}{h\nu} M \quad (2.9)$$

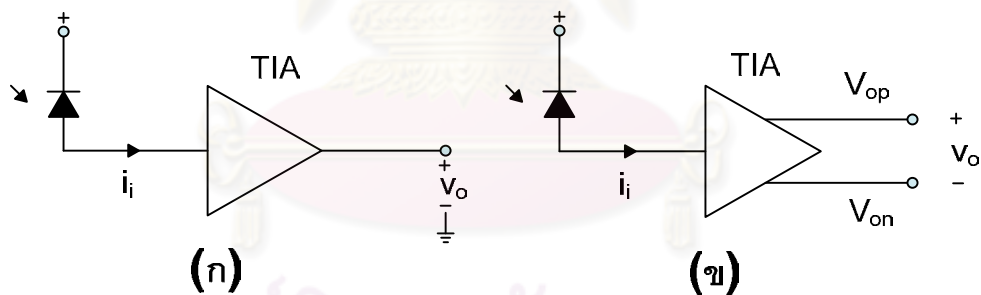
การเลือกใช้ตัวตรวจจับแสงชนิด PIN หรือ APD พิจารณาจากกำลังแสงที่ปลายทางหลังจากสัญญาณทางแสงเดินทางผ่านเส้นใยนำแสง ในกรณีที่กำลังแสงมีค่าสูงพอที่ตัวตรวจจับแสงชนิด PIN สามารถตรวจจับได้ จะเลือกใช้ตัวตรวจจับแสงชนิด PIN เพราะว่ามีราคาถูก, มีค่าแรงดันไบแอสย้อนกลับต่ำ และสร้างสัญญาณรบกวนน้อยกว่าตัวตรวจจับแสงชนิด APD แต่ถ้ากำลังแสงที่ปลายเส้นใยนำแสงมีค่าน้อยมากจนตัวตรวจจับแสงชนิด PIN ไม่สามารถตรวจจับได้ จึงเลือกใช้ตัวตรวจจับแสงชนิด APD เพราะมีค่า Power Sensitivity สูงกว่า ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเลือกใช้ตัวตรวจจับแสงชนิด PIN เพราะกำลังแสงที่ผ่านเส้นใยนำแสงมีค่าสูงพอที่ตัวตรวจจับแสงชนิด PIN จะตรวจจับได้

2.3.2 ตัวขยายสัญญาณ (Amplifier)

ตัวขยายสัญญาณในภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงมี 2 ประเภทคือ (1) ตัวขยายสัญญาณชนิด TIA ทำหน้าที่แปลงกระแสเป็นแรงดันไฟฟ้า และ (2) ตัวขยายสัญญาณหลัก (Main Amplifier, MA) ทำหน้าที่ขยายแรงดันไฟฟ้าขนาดเล็กจากตัวขยายสัญญาณชนิด TIA ให้มีขนาดใหญ่พอสำหรับวงจร CDR รายละเอียดของตัวขยายสัญญาณชนิด TIA และตัวขยายสัญญาณหลัก อธิบายในหัวข้อที่ 2.3.2.1 และ 2.3.2.2 ตามลำดับ

2.3.2.1 ตัวขยายสัญญาณชนิด TIA

เมื่อตัวตรวจจับแสงสร้างกระแสแสงขึ้นมาได้แล้ว กระแสดังกล่าวจะไหลเข้าสู่ตัวขยายสัญญาณชนิด TIA เพื่อแปลงกระแสแสง (i_i) ให้อยู่ในรูปของแรงดัน (v_o) ตัวขยายสัญญาณชนิด TIA สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท คือ แบบ Single-Ended TIA และ Differential TIA ดังรูปที่ 2.21 สังเกตได้ว่าตัวขยายสัญญาณชนิด TIA มีสัญญาณขาเข้าเป็นกระแสและสัญญาณขาออกเป็นแรงดัน เปรียบเสมือนมีตัวต้านทานอยู่ภายในเป็นอัตราขยาย (Z_T) โดยมีความสัมพันธ์ดังสมการที่ (2.10) [11] ข้อแตกต่างระหว่าง Single-Ended TIA กับ Differential TIA คือผลของแรงดันที่ขยายออกจาก Differential TIA จะมีค่าเป็น 2 เท่าของ Single-Ended TIA ที่อัตราขยายเท่ากัน



รูปที่ 2.21 สัญญาณกระแสขาเข้าและสัญญาณแรงดันขาออกของ

(ก) Single-Ended TIA (ข) Differential TIA

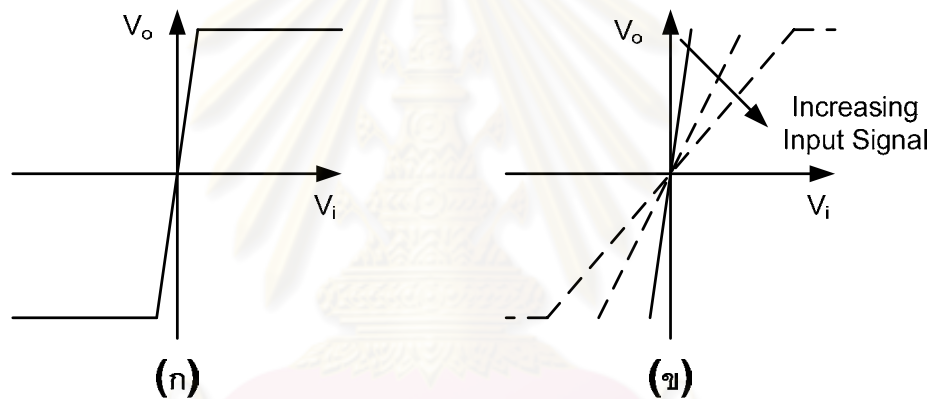
$$Z_T = \frac{\Delta v_o}{\Delta i_i} \quad (2.10)$$

ในการออกแบบและเลือกใช้ตัวขยายสัญญาณชนิด TIA ต้องพิจารณาองค์ประกอบด้านการจับคู่อิมพีแดนซ์ (Impedance Matching) ที่ขาออก, อัตราขยาย, อัตราข้อมูลที่ตัวขยายสัญญาณสามารถทำงานได้ และค่าพลังงานสูญเสีย (Power Dissipation) เป็นต้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้ตัวขยายสัญญาณชนิด Differential TIA เพราะสัญญาณขาออกจากตัวขยายสัญญาณเป็นสัญญาณแรงดันผลต่าง

(Differential Voltage Signal) ทำให้สามารถทนต่อสัญญาณรบกวนประเภท Common mode noise ได้และสามารถนำสัญญาณที่ได้ต่อเข้ากับวงจร CDR ได้โดยตรง รวมไปถึงผลต่างของระดับสัญญาณแรงดันผลต่างขาออกจะมีค่าสูงกว่าผลต่างของระดับสัญญาณขาออกของตัวขยายสัญญาณชนิด TIA แบบ Single-Ended เมื่อเทียบกับแรงดันอ้างอิง

2.3.2.2 ตัวขยายสัญญาณหลัก (Main Amplifier, MA)

ตัวขยายสัญญาณหลักทำหน้าที่ขยายสัญญาณทางไฟฟ้าขนาดเล็กที่ได้จากตัวขยายสัญญาณชนิด TIA ให้มีขนาดใหญ่พอสำหรับวงจร CDR ตัวขยายสัญญาณหลักที่อยู่ต่อจากตัวขยายสัญญาณชนิด TIA มีอีกชื่อหนึ่งว่าตัวขยายสัญญาณหลัง (Post Amplifier) ตัวขยายสัญญาณหลักมี 2 ชนิดคือ Limiting Amplifier (LA) และ Automatic Gain Control (AGC) Amplifier มีรายละเอียดดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.22 แผนภาพอัตราขยายของตัวขยายสัญญาณชนิด (ก) LA (ข) AGC

(1) Limiting Amplifier (LA) มีอัตราขยายแรงดันเป็นลักษณะเชิงเส้นแสดงดังรูปที่ 2.22 (ก) เมื่อสัญญาณขาเข้ามีขนาดใหญ่ถึงระดับหนึ่งจะไม่ถูกขยายเนื่องจากอัตราขยายมีค่าคงที่ ช่วยกำจัดปัญหาความไม่เป็นเชิงเส้นของตัวขยายสัญญาณชนิด LA จึงเหมาะสำหรับขยายสัญญาณดิจิทัล [11]

(2) Automatic Gain Control (AGC) Amplifier มีการปรับอัตราขยายให้เปลี่ยนแปลงไปตามระดับแรงดันสัญญาณขาเข้าดังรูปที่ 2.22 (ข) ซึ่งแตกต่างจากตัวขยายสัญญาณชนิด LA ตรงที่เมื่อระดับสัญญาณขาเข้ามีขนาดใหญ่ ตัวขยายสัญญาณชนิด LA จะมีอัตราขยายคงที่ แต่ตัวขยายสัญญาณชนิด AGC จะลดอัตราขยายลงเพื่อคงสภาพความเป็นเชิงเส้นของอัตราขยายอยู่ ถ้าสัญญาณขาเข้ามีขนาดใหญ่มากตัวขยายสัญญาณชนิด AGC จะไม่สามารถปรับลดอัตราขยายได้ ทำให้อัตราขยายมีค่าคงที่

เช่นเดียวกับตัวขยายสัญญาณชนิด LA ตัวขยายสัญญาณชนิด AGC เหมาะสำหรับขยายสัญญาณแอนะล็อก (Analog) [11]

การเลือกใช้ตัวขยายสัญญาณหลักพิจารณาจากลักษณะสัญญาณที่จะขยายและความยากง่ายในการออกแบบวงจร ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้ตัวขยายสัญญาณชนิด LA เพราะสัญญาณทางไฟฟ้าที่ได้จากตัวขยายสัญญาณชนิด TIA อยู่ในรูปสัญญาณดิจิทัล และการออกแบบวงจรสำหรับตัวขยายสัญญาณชนิด LA สามารถทำได้ง่ายกว่าตัวขยายสัญญาณชนิด AGC

2.4 ปัจจัยที่มีผลต่อการรับส่งสัญญาณความเร็วสูง

การสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงมีความผิดพลาดของข้อมูลต่ำมากเมื่อเทียบกับการสื่อสารผ่านตัวกลางประเภทอื่น ภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงจะแปลงสัญญาณทางแสงกลับมาเป็นสัญญาณทางไฟฟ้า และผ่านวงจร CDR เมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณทางไฟฟ้าที่ออกจากวงจร CDR ที่ภาครับกับสัญญาณทางไฟฟ้าก่อนเข้าภาคส่งของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง พบว่ามีโอกาสที่ภาครับจะตัดสินใจผิดพลาด โดยมีสาเหตุมาจากปัญหาทางแสงและปัญหาทางไฟฟ้า ซึ่งจะอธิบายรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.4.1 และ 2.4.2 ตามลำดับ

2.4.1 ปัญหาทางแสง

การผิดเพี้ยนของสัญญาณทางแสงเกิดจาก 2 ปัญหา คือ การลดทอนกำลังแสง (Attenuation) และการถ่างออกของสัญญาณ (Dispersion) โดยการถ่างออกของสัญญาณสามารถแบ่งออกเป็น 3 ชนิด คือ การกระจายโครมาติก (Chromatic Dispersion), Intermodal Dispersion และ Polarization Mode Dispersion (PMD) ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้เส้นใยนำแสงชนิดโหมดเดียว จึงพิจารณาเฉพาะปัญหาทางแสงที่เกิดจากการลดทอนกำลังแสงและการถ่างออกของสัญญาณจากปัญหาการกระจายโครมาติกเท่านั้น เนื่องจากปัญหา Intermodal Dispersion เกิดขึ้นเฉพาะในเส้นใยนำแสงชนิดหลายโหมดและปัญหา PMD มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับปัญหาจากการกระจายโครมาติก ที่ความยาวคลื่นแสงที่ใช้งานจึงละเลยได้ ปัญหาที่กล่าวมาข้างต้นจะเป็นตัวกำหนดระยะทางไกลสุดระหว่างตัวรับส่งสัญญาณทางแสง 2 ตัว โดยจะอธิบายรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.4.1.1 ถึง 2.4.1.2 ตามลำดับ

2.4.1.1 การลดทอน (Attenuation)

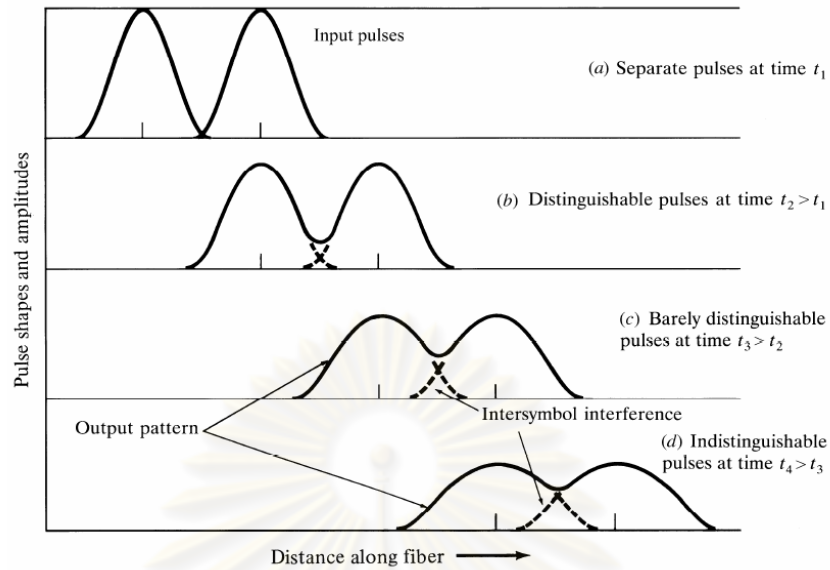
เมื่อแสงเดินทางในเส้นใยนำแสงจะเกิดปรากฏการณ์การลดทอนกำลังแสง โดยมีสาเหตุมาจาก การดูดกลืน (Absorption), การกระเจิง (Scattering) และ การสูญเสียกำลังจากการแผ่รังสี (Radiative Loss) [10] โดยกำลังแสงจะลดลงแบบ exponential เมื่อระยะทางเพิ่มขึ้น ดังสมการที่ (2.11) ในรูป mW หรือสมการที่ (2.12) [10] ในรูป dBm โดย $P(0)$ คือค่ากำลังแสงต้นทาง, $P(z)$ คือค่ากำลังแสงที่ระยะทาง z และ α_p คือค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนมีหน่วย dB/km โดยค่านี้ขึ้นกับความยาวคลื่นแสงและคุณสมบัติของเส้นใยนำแสงที่เลือกใช้ ยกตัวอย่างเช่นความยาวคลื่นแสงในช่วง 1550 nm มีค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนเท่ากับ 0.2 dB/km ซึ่งเป็นเส้นใยนำแสงชนิดโหมดเดียวตามมาตรฐาน ITU-T G.652, Characteristics of a single-mode optical fibre and cable [17]

$$P(z)_{mw} = P(0)_{mw} \times 10^{\frac{-\alpha_p z}{10}} \quad (2.11)$$

$$P(z)_{dBm} = P(0)_{dBm} - (\alpha_p z)_{dB} \quad (2.12)$$

ตัวอย่างการคำนวณหาระยะทางที่ไกลที่สุดในการรับส่งสัญญาณทางแสง ระหว่างตัวรับส่งสัญญาณทางแสง 2 ตัว ภายใต้ข้อจำกัดของการลดทอนกำลังแสง โดยให้ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนเท่ากับ 0.2 dB/km, กำลังแสงขาออกจากตัวส่งสัญญาณทางแสง ($P(0)_{dBm}$) มีค่าเท่ากับ 2 dBm [13] และตัวตรวจจับแสงมีค่า Power Sensitivity ($P(z)_{dBm}$) เท่ากับ -19 dBm [18] เมื่อนำค่าทั้งหมดแทนลงสมการที่ (2.12) พบว่าระยะทางที่ไกลที่สุดที่สามารถรับส่งสัญญาณทางแสงระหว่างตัวรับส่งสัญญาณทางแสง 2 ตัวมีค่าเท่ากับ 105 km

2.4.1.2 การกระจายโครมาติก (Chromatic Dispersion)



รูปที่ 2.23 การถ่างออกของสัญญาณทางแสงที่เคลื่อนที่ภายในเส้นใยนำแสง

เมื่อสัญญาณทางแสงเคลื่อนที่ในเส้นใยนำแสง ความกว้างของสัญญาณบิตจะถ่างออกตามระยะที่เพิ่มขึ้น ส่งผลให้สัญญาณบิตไปรบกวนบิตข้างเคียงดังรูปที่ 2.23 [10] เรียกปัญหานี้ว่าปัญหา ISI ซึ่งจะส่งผลต่อการตัดสินใจบิตที่ภาครับสัญญาณ การกระจายโครมาติกมีสาเหตุมาจาก Material Dispersion และ Waveguide Dispersion ดังต่อไปนี้

(1) Material Dispersion เกิดจากความกว้างสเปกตรัมของตัวเลเซอร์มีขนาดใหญ่เสมือนว่ามีแสงหลายความยาวคลื่นแสงเข้าสู่เส้นใยนำแสง ความยาวคลื่นแสงแต่ละค่า มีค่า Reflective Index แตกต่างกัน ทำให้เมื่อแสงเดินทางในเส้นใยนำแสงจากแหล่งกำเนิดเดียวกัน จะมาถึงปลายทางไม่พร้อมกันเนื่องจากความเร็วที่ไม่เท่ากัน

(2) Waveguide Dispersion เกิดจากการที่กำลังแสงประมาณ 20% เบี่ยงเบนเข้าไปในชั้นของ Cladding ทำให้แสงที่เบี่ยงเบนเคลื่อนที่เร็วกว่าแสงที่อยู่ในชั้น Core สามารถแก้ปัญหาโดยการออกแบบหน้าตัดของเส้นใยนำแสงให้เหมาะสม

การหาค่าการกระจายโครมาติกของเส้นใยนำแสงชนิดโหมดเดียว สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.13) [10] โดยค่า $D(\lambda)$ คือค่าการกระจายโครมาติกที่ความยาวคลื่นต่างๆ, λ คือความยาวคลื่นที่พิจารณา, λ_0 คือความยาวคลื่นที่ค่าการกระจายโครมาติกเป็นศูนย์ และ S_0 คือค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของการกระจายโครมาติกเทียบกับความยาวคลื่น

$$D(\lambda) = \frac{\lambda S_0}{4} \left[1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda} \right)^4 \right] \quad (2.13)$$

การคำนวณหาระยะทางที่ไกลที่สุดในการรับส่งสัญญาณทางแสงระหว่างตัวรับส่งสัญญาณทางแสง 2 ตัว ภายใต้ข้อจำกัดของการกระจายโครมาติก ในกรณีที่ไม่มีทราบค่าความกว้างสเปกตรัมของแสงที่ถูกมอดูเลต สามารถคำนวณด้วยวิธีดังต่อไปนี้ จากคุณสมบัติของตัวส่งสัญญาณทางแสงโมดูล 1636L832 มีค่า Dispersion (D) คูณกับระยะทาง (km) เท่ากับ 1600 ps/nm [13] ค่า Dispersion ของเส้นใยนำแสงชนิดโหมดเดี่ยวตามมาตรฐาน ITU G.652 [17] มีค่าเท่ากับ 20 ps/km/nm ที่ความยาวคลื่นแสง 1551.72 nm เพราะฉะนั้นสามารถส่งสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสงได้ไกลสุด 80 km

จากการคำนวณปัญหาทางแสงของระบบเส้นใยนำแสงพบว่าระยะห่างระหว่างตัวรับส่งสัญญาณทางแสง 2 ตัว ถูกจำกัดด้วยปัญหาการกระจายโครมาติกทำให้ไม่สามารถรับส่งสัญญาณแสงได้มากกว่า 80 km แต่เนื่องจากตัวส่งสัญญาณทางแสงเกิดปัญหากำลังแสงลดลงโดยรายละเอียดของปัญหาได้อธิบายในบทที่ 4 เพราะฉะนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงลดระยะทางการส่งสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสงลงเหลือระยะทาง 40 km ซึ่งแต่เดิมกำหนดระยะทางการรับส่งสัญญาณทางแสงเท่ากับ 80 km เพื่อให้ผ่านมาตรฐาน ITU-T G.691 [15]

2.4.2 ปัญหาทางไฟฟ้า

การผิดเพี้ยนของสัญญาณทางไฟฟ้ามีสาเหตุมาจากทั้งทางภาคส่งและภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง ทางภาครับเกิดจากการที่ตัวตรวจจับแสงและตัวขยายสัญญาณสร้างสัญญาณรบกวนขึ้นมาระหว่างการแปลงสัญญาณทางแสงกลับเป็นสัญญาณทางไฟฟ้า ส่งผลให้วงจรตัดสินบิตทำงานผิดพลาดได้ จิตเตอร์เป็นอีกหนึ่งปัจจัยที่สามารถเกิดขึ้นทั้งที่ภาคส่งและภาครับของการสื่อสาร โดยจะอธิบายรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.4.2.1 และ 2.4.2.2 ตามลำดับ

2.4.2.1 สัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับแสงและตัวขยายสัญญาณ

สัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับแสงและตัวขยายสัญญาณมีผลต่อการตัดสินบิตที่ภาครับ [10] โดยสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากตัวตรวจจับแสงประกอบด้วย Quantum noise และ Dark current noise อธิบายรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.4.2.1.1 และ 2.4.2.1.2 ตามลำดับ ในส่วนสัญญาณรบกวน Thermal noise มีสาเหตุมาจากตัวขยายสัญญาณ อธิบายรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.4.2.1.3

2.4.2.1.1 Quantum noise

Quantum noise หรือ Shot noise ($\langle i_Q^2 \rangle$) เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดจากกลุ่มโฟตอนเคลื่อนที่มาตกกระทบกับตัวตรวจจับแสง สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (2.14) [10] โดย I_p คือค่ากระแสแสงจากตัวตรวจจับแสง, q คือค่าประจุของอิเล็กตรอนมีค่าเท่ากับ 1.60218×10^{-19} C, B คือแบนด์วิดท์ของตัวตรวจจับแสง, M คือค่าอัตราการคูณเพิ่มของกระแสของตัวตรวจจับแสงชนิด APD แต่มีค่าเท่ากับ 1 ในกรณีตัวตรวจจับแสงชนิด PIN และ $F(M)$ คือค่า Noise Figure ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างค่า SNR สัญญาณขาเข้ากับค่า SNR ของสัญญาณขาออก จากกระบวนการกล่อมหลายของตัวตรวจจับแสงชนิด APD มีความสัมพันธ์ $F(M) \approx M^x$ ในกรณีตัวตรวจจับแสงชนิด PIN ค่า $F(M)$ เท่ากับ 1

$$\langle i_Q^2 \rangle = \sigma_Q^2 = 2qI_p B M^2 F(M) \quad (2.14)$$

2.4.2.1.2 Dark current noise

Dark current noise ($\langle i_D^2 \rangle$) เป็นสัญญาณรบกวนเมื่อไม่มีแสงมากระทบตัวตรวจจับแสง แต่เกิดปรากฏการณ์ที่กระแสรั่วจากภายในเนื้อและพื้นผิวของตัวตรวจจับแสง มีความสัมพันธ์ดังสมการที่ (2.15) [10] โดย I_D คือกระแสรั่วจากภายในเนื้อของตัวตรวจจับแสง และ I_L คือกระแสรั่วจากพื้นผิวของตัวตรวจจับแสง

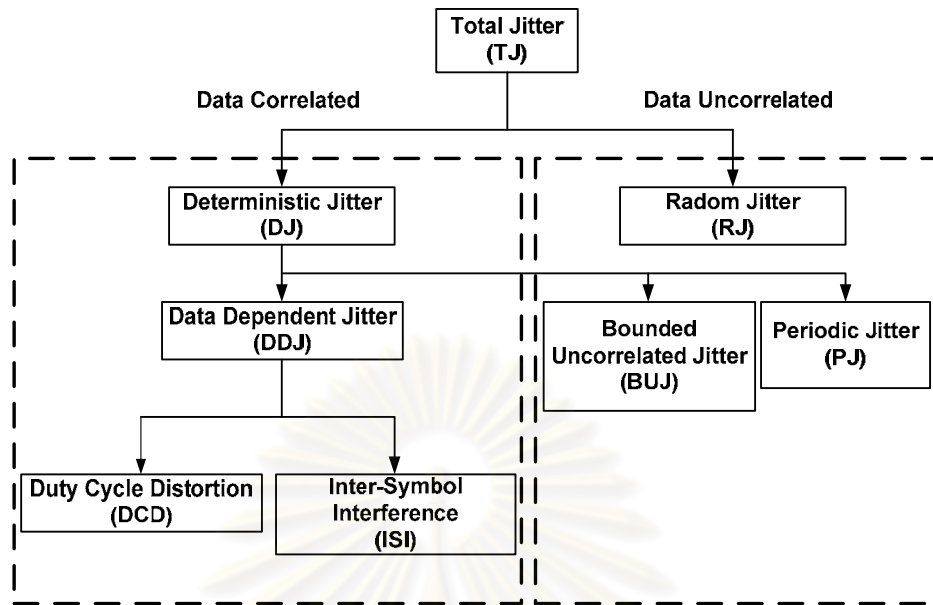
$$\langle i_D^2 \rangle = \sigma_{DB}^2 + \sigma_{DS}^2 = 2qI_D B M^2 F(M) + 2qI_L B \quad (2.15)$$

2.4.2.1.3 Thermal noise

Thermal noise ($\langle i_T^2 \rangle$) เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดจากกระแสแสงจากตัวตรวจจับแสงไหลผ่านตัวต้านทานของตัวขยายสัญญาณ (R_L) ดังสมการที่ (2.16) [10] โดย k_B คือค่าคงที่ Boltzmann's เท่ากับ 1.38054×10^{-23} J/K และ T คือค่าอุณหภูมิมีหน่วยเป็นเคลวิน

$$\langle i_T^2 \rangle = \sigma_T^2 = \frac{4k_B T}{R_L} B \quad (2.16)$$

2.4.2.2 การส่ายจั้งหระของสัญญาณหรือจิตเตอร (Jitter)



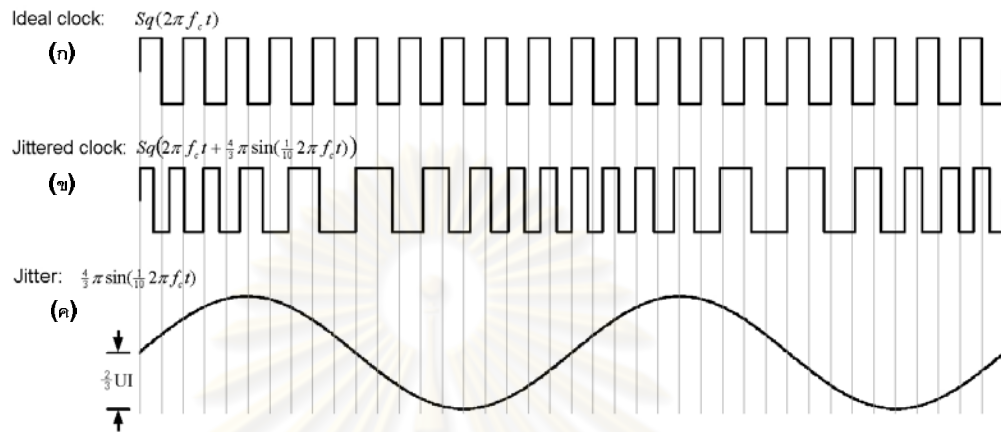
รูปที่ 2.24 การจำแนกชนิดของจิตเตอร

การส่ายจั้งหระของสัญญาณหรือจิตเตอรในเชิงเวลาีผลทำให้ข้อมูลมีโอกาสถูกตัดสินผิดพลาดได้ จิตเตอรแบ่งออกเป็น 2 ชนิด [19] คือ Deterministic Jitter (DJ) และ Random Jitter (RJ) ดังรูปที่ 2.24 ในส่วน RJ เกิดจาก thermal noise หรือ shot noise ซึ่งไม่สามารถหาค่าที่แน่นอนได้ มีลักษณะการกระจายตัวเชิงสถิติแบบ Gaussian ในส่วน DJ สามารถคำนวณหาค่าที่แน่นอนได้และแบ่งออกเป็น 2 ประเภทโดยใช้หลักเกณฑ์ที่ว่า จิตเตอรขึ้นกับสัญญาณข้อมูลหรือไม่ มีรายละเอียดดังต่อไปนี้ ประเภทแรกไม่ขึ้นกับรูปแบบข้อมูล (Data Uncorrelated) ที่ประกอบด้วย (1) Bounded Uncorrelated Jitter (BUJ) ที่เกิดจากการรบกวนของสัญญาณข้างเคียง (Crosstalk) และ (2) Periodic Jitter (PJ) ซึ่งเป็นสัญญาณรายคาบที่มีผลมาจากแหล่งจ่ายไฟหรือสัญญาณคลื่นวิทยุที่อยู่ใกล้เคียง ประเภทที่สองขึ้นกับรูปแบบข้อมูล (Data Correlated) คือ Data Dependent Jitter (DDJ) ที่ประกอบด้วย (1) Duty Cycle Distortion (DCD) เกิดจากความกว้างลูกคลื่นของสัญญาณบิต '1' และ บิต '0' ไม่เท่ากัน รวมทั้งผลของระดับสัญญาณอ้างอิงมีการเปลี่ยนแปลง และ (2) ISI เกิดจากการถ่างออกของสัญญาณ เนื่องจากแบนด์วิดท์ช่องสัญญาณมีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์สัญญาณข้อมูลรวมถึงรูปแบบข้อมูล

$$S(t) = P(2\pi f_d t + \phi(t)) \tag{2.17}$$

การวิเคราะห์จิตเตอรสามารถอธิบายได้ด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ตามสมการที่ (2.17) [20] พบว่า $\phi(t)$ คือจิตเตอรที่เข้าไปรบกวนสัญญาณ $P(2\pi f_d t)$ โดย f_d คือ

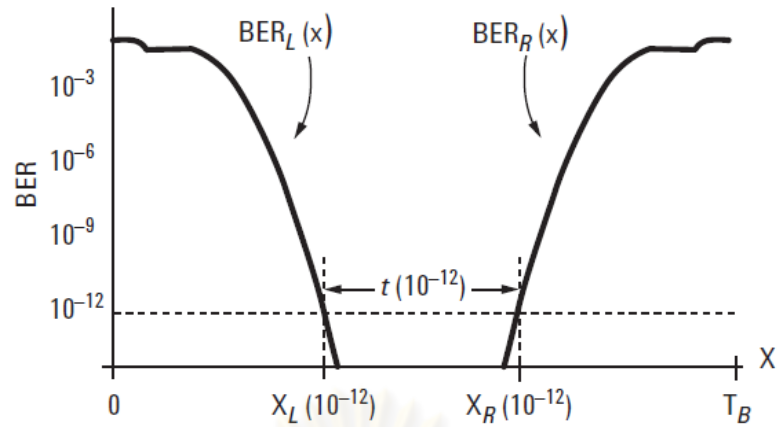
ความถี่ของสัญญาณข้อมูล และ $S(t)$ คือสัญญาณข้อมูลที่ถูกเปลี่ยนแปลงเฟสไปตาม จิตเตอร์ ตัวอย่างการเกิดจิตเตอร์ในสัญญาณนาฬิกาแสดงดังรูปที่ 2.25 [20] สัญญาณ นาฬิกาจะถูกบวกรวมด้วยจิตเตอร์ เมื่อมีการมอดูเลตสัญญาณเข้าด้วยกันจะทำให้เฟสของ สัญญาณนาฬิกาเปลี่ยนแปลงตามจิตเตอร์



รูปที่ 2.25 เปรียบเทียบผลของจิตเตอร์ (ก) สัญญาณนาฬิกาอุดมคติ

(ข) สัญญาณนาฬิกาที่มีการส่ายจิ้งหหวะ (ค) สัญญาณจิตเตอร์ที่เข้าไปบวกรวมสัญญาณนาฬิกา

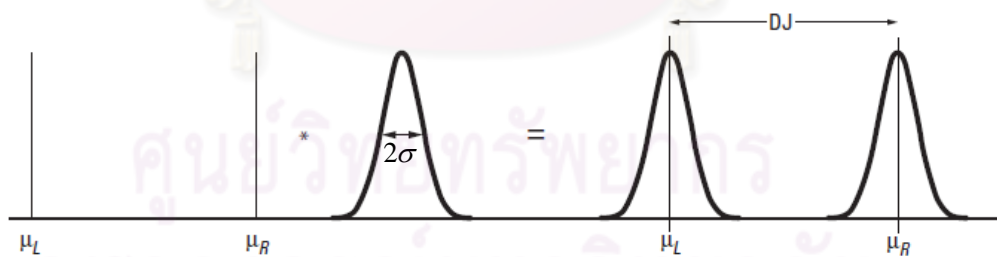
การสื่อสารอัตราเร็วสูงที่ต้องการอัตราความผิดพลาดบิตต่ำ ต้องคำนึงถึงปัญหา จิตเตอร์ การที่เกิดจิตเตอร์ปริมาณมากและไม่สามารถแก้ไขด้วยวงจร CDR ทำให้ระบบมี ค่าอัตราความผิดพลาดบิตสูงขึ้น จึงจำเป็นต้องระบุปริมาณจิตเตอร์ที่สามารถมีได้ใน สัญญาณ ในการสื่อสารอัตราเร็วสูงนิยมบอกปริมาณจิตเตอร์จากค่าผลรวมจิตเตอร์ที่ อัตราความผิดพลาดบิตหนึ่งๆ ทำได้โดยใช้เครื่องวัดอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate Tester, BERT) เพื่อสร้างกราฟความสัมพันธ์ระหว่างจุดพิจารณาระดับสัญญาณกับ ค่าอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate, BER) เรียกกราฟนี้ว่า Bathtub แสดงดังรูปที่ 2.26 ค่าผลรวมจิตเตอร์ที่อัตราความผิดพลาดบิต ($TJ(BER)$) สามารถคำนวณได้ตาม สมการที่ (2.18) [21] โดยค่า $TJ(BER)$ มีหน่วยเป็น ps หรือ Unit Intervals (UI) หน่วย UI เป็นค่าอัตราส่วนระหว่างหน่วยวินาทีกับคาบบิต โดยหน่วย UI สามารถบอกถึงความ รุนแรงของจิตเตอร์ในหนึ่งคาบบิตได้, T_B คือคาบบิตของสัญญาณ และ $t(BER)$ คือ ความกว้างของจุดพิจารณาระดับสัญญาณ ที่ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับค่าอัตรา ความผิดพลาดบิตที่พิจารณา การหาผลรวมจิตเตอร์ด้วยเครื่อง BERT ใช้เวลาในการหา คำตอบนาน แต่ให้ความถูกต้องสูง จึงมีการประยุกต์การนำทฤษฎีโมเดล Dual-Dirac มา ใช้ในการประมาณค่า $TJ(BER)$ วิธีการนี้สามารถให้ค่าได้เร็วกว่าและมีคำตอบที่ ใกล้เคียงกับผลคำตอบจากกราฟ Bathtub ซึ่งจะอธิบายในส่วนต่อไป



รูปที่ 2.26 ผลรวมจิตเตอร์ที่อัตราความผิดพลาดบิตต่างๆ จากกราฟ Bathtub

$$TJ(BER) = T_B - t(BER) \tag{2.18}$$

ทฤษฎีโมเดล Dual-Dirac ใช้ในการหาผลรวมจิตเตอร์ที่อัตราความผิดพลาดบิตค่าๆหนึ่ง โดยแบ่งจิตเตอร์ออกเป็น 2 กลุ่มคือ RJ และ DJ โดยค่า RJ มีการกระจายตัวเชิงสถิติแบบ Gaussian ส่วน DJ มีค่าการกระจายตัวแบบฟังก์ชัน delta 2 ฟังก์ชัน แสดงดังรูปที่ 2.27 [21] การหาค่า $TJ(BER)$ สามารถหาได้ตามสมการที่ (2.19) โดย Q_{BER} คือค่าคงที่คูณเพิ่มอันเนื่องจากการประมาณผล RJ โดยมีค่าความสัมพันธ์ระหว่าง Q_{BER} กับ BER ตามตารางที่ 2.1, σ คือค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของ RJ และ $DJ(\delta - \delta)$ คือค่าระยะห่างของฟังก์ชัน delta 2 ฟังก์ชัน



รูปที่ 2.27 โมเดล Dual-Dirac และการคอนโวลูชันระหว่าง DJ กับ RJ

$$TJ(BER) \cong 2Q_{BER} \times \sigma + DJ(\delta - \delta) \tag{2.19}$$

ตารางที่ 2.1 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q_{BER} กับค่าอัตราความผิดพลาดบิต (BER) ต่างๆ

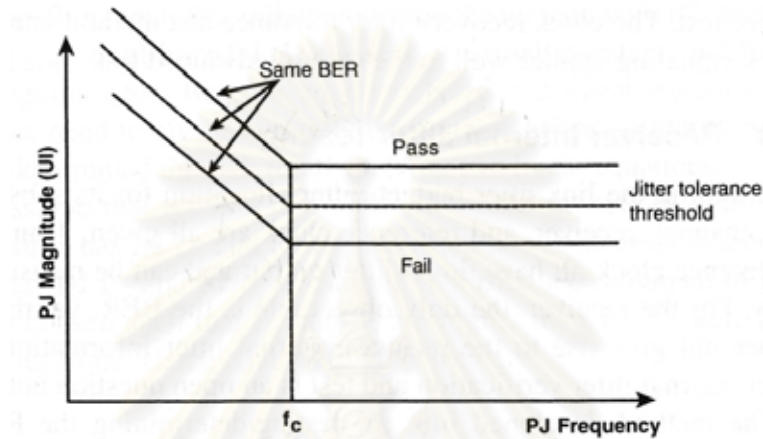
Q_{BER}	BER
6.4	10^{-10}
6.7	10^{-11}
7.0	10^{-12}
7.3	10^{-13}
7.6	10^{-14}

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้วิธีการหา $TJ(BER)$ ด้วยทฤษฎีโมเดล Dual Dirac เพราะให้ผลที่ใกล้เคียงกับวิธีการหาจากกราฟ Bathtub และได้คำตอบที่รวดเร็วกว่า หลังจากที่เราหาปริมาณจิตเตอร์ในสัญญาณแล้ว สิ่งต่อไปที่จะพิจารณาคือ เมื่อการสื่อสารมีอัตราเร็วสูงขึ้น ตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP ต้องทำการทดสอบประสิทธิภาพว่าสามารถใช้งานได้จริง ในขณะที่ยังสัญญาณข้อมูลเกิดจิตเตอร์ขึ้น ในการทดสอบแบ่งออกเป็น 3 การทดสอบคือ (1) การทดสอบความทนจิตเตอร์ (Jitter Tolerance), (2) การทดสอบการเพิ่มจิตเตอร์ (Jitter Generation) และ (3) การทดสอบส่งผ่านจิตเตอร์ (Jitter Transfer) ดังรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.4.2.2.1 ถึง 2.4.2.2.3 ตามลำดับ

2.4.2.2.1 หลักการทดสอบความทนจิตเตอร์ (Jitter Tolerance)

การทดสอบความทนจิตเตอร์เป็นการทดสอบความสามารถของวงจร CDR ที่ภาคส่งของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงว่าสามารถทนต่อจิตเตอร์ได้มากน้อยเพียงใด ที่อัตราความผิดพลาดเท่ากับที่มาตรฐานกำหนดไว้ ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ใช้ในการวิเคราะห์เท่ากับ 10^{-12} ขั้นตอนการทดสอบเริ่มจากป้อนสัญญาณไซน์ที่ความถี่และระดับแรงดันค่าหนึ่งเพื่อให้สัญญาณข้อมูลมีการส่ายเนื่องจากผลของ PJ จากนั้นวัดอัตราความผิดพลาดบิต ทำการเพิ่มแรงดันของสัญญาณไซน์ขึ้นไปเรื่อยๆ จนกระทั่งอัตราความผิดพลาดบิตที่วัดได้มีค่าเท่ากับอัตราความผิดพลาดบิตที่มาตรฐานกำหนดไว้ จากนั้นจึงเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณไซน์ แล้วทำการทดลองซ้ำเดิม เพราะฉะนั้นจะได้กราฟความสัมพันธ์

ระหว่างระดับความรุนแรงของการส่ายจังหวะของสัญญาณเนื่องจาก PJ กับ ค่าความถี่ของสัญญาณไซน์ ที่อัตราความผิดพลาดบิตที่ใช้พิจารณา ดังตัวอย่าง ในรูปที่ 2.28 [19] ถ้าเส้นกราฟที่ได้อยู่เหนือเส้นตัดสิน (Jitter tolerance threshold) ถือว่าตัวรับส่งสัญญาณทางแสงผ่านมาตรฐาน ในทางกลับกันถ้า เส้นกราฟที่ได้อยู่ต่ำกว่าเส้นตัดสินจะถือว่าตัวรับส่งสัญญาณทางแสงไม่ผ่าน มาตรฐาน



รูปที่ 2.28 แผนภาพมาตรฐานของ Jitter Tolerance

2.4.2.2.2 หลักการทดสอบการเพิ่มจิตเตอร์ (Jitter Generation)

การทดสอบการเพิ่มจิตเตอร์เป็นการวัดปริมาณจิตเตอร์ของสัญญาณที่ ออกมาจากวงจร CDR ที่ภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง ซึ่งมีสาเหตุมา จาก (1) วงจร VCO เกิดเฟสรบกวนขึ้นเนื่องจากสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า ภายในตัวเอง, (2) การกระเพื่อมของแรงดันควบคุม, (3) การส่งสัญญาณมา รบกวนวงจร VCO จากการเปลี่ยนระดับสัญญาณข้อมูลที่มาจากรวงจรตรวจจับ เฟส และ (4) ความไม่เสถียรของแหล่งจ่ายของวงจร VCO [12]

2.4.2.2.3 หลักการทดสอบการส่งผ่านจิตเตอร์ (Jitter Transfer)

การทดสอบการส่งผ่านจิตเตอร์เป็นการวัดประสิทธิภาพของวงจร CDR ทั้งภาคส่งและภาครับว่ามีการส่งต่อและกำจัดจิตเตอร์ของสัญญาณจากภาคส่ง ไปยังภาครับมากน้อยเพียงใด ในการทดสอบเริ่มจากการป้อนสัญญาณไซน์ เพื่อ ทำให้สัญญาณมีการส่ายจังหวะเนื่องจากผลของ PJ ที่ระดับความถี่และแรงดัน ของสัญญาณไซน์ค่าต่างๆ จากนั้นวัดค่า $TJ(BER)$ ของสัญญาณก่อนเข้าตัวรับ ส่งสัญญาณทางแสง (*input jitter*) และค่า $TJ(BER)$ ของสัญญาณหลังจาก

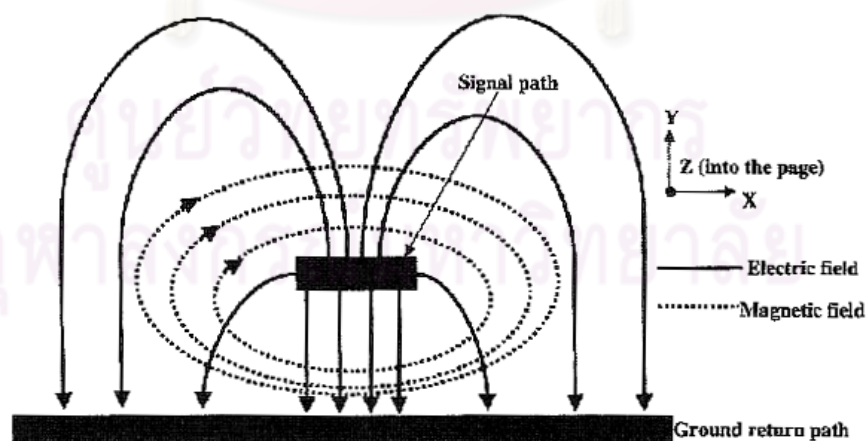
นอกจากตัวรับส่งสัญญาณทางแสง (*output jitter*) นำค่า $TJ(BER)$ ที่วัดได้ ทั้ง 2 ค่าแทนลงในสมการที่ (2.20) [19] เพื่อหาค่า $H(f)$ หรือค่า Jitter transfer ของระบบ

$$H(f) = 20 \times \log_{10} \left(\frac{\text{output jitter}}{\text{input jitter}} \right) \quad (2.20)$$

2.5 การออกแบบลายวงจรสำหรับวงจรความเร็วสูง

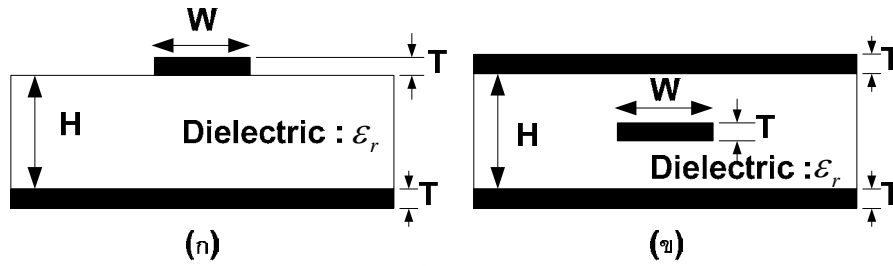
การออกแบบลายวงจรในอดีตเป็นเพียงการเชื่อมต่ออุปกรณ์ต่างๆเข้าด้วยกันโดยใช้ตัวนำไฟฟ้าเช่น ทองแดง แต่เมื่อความถี่ของสัญญาณเพิ่มสูงขึ้นลายวงจรจะถูกเปรียบเป็นสายส่ง (Transmission Line) ซึ่งจะต้องคำนึงถึงเรื่องค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristics Impedance), การสูญเสียกำลัง (Loss), ความเร็ว และความล่าช้าในการเคลื่อนที่ของสัญญาณ

เมื่อสัญญาณความถี่สูงเคลื่อนที่ในลายวงจร จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าขึ้น ดังตัวอย่างสัญญาณความถี่สูงเคลื่อนที่ในสายส่งชนิด Microstrip ในรูปที่ 2.29 [23] มีทิศทางเคลื่อนที่เข้าสู่กระดาษ เกิดสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าขึ้นโดยรอบเส้นสัญญาณ (Signal Path) การที่สัญญาณเคลื่อนที่ไปตามเส้นทางจะเกิดความต่างศักย์ขึ้นระหว่างเส้นสัญญาณกับกราวด์ หรือเส้นทางการไหลกลับของกระแส (Current Return Path) ที่ส่งผลให้สนามไฟฟ้าพุ่งออกจากเส้นสัญญาณไปยังเส้นทางการไหลกลับของกระแส และสนามแม่เหล็กจะมีทิศทางตามกฎของแอมแปร์



รูปที่ 2.29 ภาคตัดขวางของสายส่งชนิด Microstrip แสดงทิศทางของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า โดยสมมุติให้สัญญาณความถี่สูงเคลื่อนที่เข้าสู่กระดาษ

โครงสร้างสายส่งที่นิยมใช้ในวงจรมิกโครเวฟความถี่สูงมี 2 ชนิด คือ สายส่งชนิด Microstrip และสายส่งชนิด Stripline แสดงภาพตัดขวางดังรูปที่ 2.30

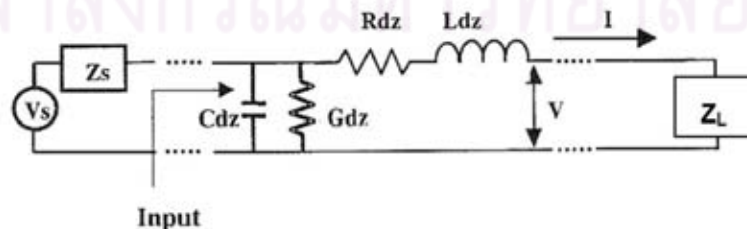


รูปที่ 2.30 ภาพตัดขวางของสายส่งชนิด (ก) Microstrip (ข) Stripline

การออกแบบลายวงจรสำหรับวงจรมิกโครเวฟความเร็วสูง ต้องคำนึงถึงปัจจัยพื้นฐานที่ส่งผลต่อสัญญาณขณะเคลื่อนที่ไปบนเส้นสัญญาณ ประกอบด้วย (1) ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ, (2) การสูญเสียกำลัง และ (3) ความเร็วและความล่าช้า โดยจะอธิบายรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.5.1 ถึง 2.5.3 ตามลำดับ

2.5.1 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Impedance)

ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_0) คืออัตราส่วนระหว่างแรงดัน (V) และกระแส (I) ที่จุดใดๆ บนเส้นสัญญาณตามรูปที่ 2.31 [23] การออกแบบลายวงจรสำหรับวงจรมิกโครเวฟความเร็วสูงจำเป็นต้องให้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งมีค่าเท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย (Z_s) และค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด (Z_L) เรียกกระบวนการออกแบบนี้ว่าการจับคู่อิมพีแดนซ์ เพื่อลดการสะท้อนกลับของสัญญาณที่เกิดขึ้นตรงรอยต่อจุดที่อิมพีแดนซ์ไม่เท่ากัน ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้สายส่งชนิด Microstrip เพราะอุปกรณ์ที่เลือกใช้เป็นตัวรับส่งสัญญาณทางแสง มีขาสัญญาณอยู่บนชั้นไดอิเล็กทริก จึงง่ายต่อการออกแบบและบัดกรีเชื่อมต่อกับวงจร การคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบเดี่ยว (Single Ended) และแบบผลต่าง (Differential) จะอธิบายในหัวข้อที่ 2.5.1.1 และ 2.5.1.2 ตามลำดับ



รูปที่ 2.31 โมเดลส่วนย่อยของสายส่ง

2.5.1.1 เส้นสัญญาณ Microstrip แบบเดี่ยว

ในการคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบเดี่ยว ซึ่งมีโครงสร้างดังรูปที่ 2.30 (ก) สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (2.21) [23] การคำนวณสมมุติว่าสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าทั้งหมดอยู่ภายในชั้นไดอิเล็กตริก ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_0) จะแปรผันตามค่าความสูงของไดอิเล็กตริก (H) แต่แปรผกผันกับค่าความกว้าง (W) และความหนาของเส้นสัญญาณ (T) และค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r)

$$Z_0 \approx \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln\left(\frac{5.95H}{0.8W + T}\right) \text{ [Ohm]} \quad (2.21)$$

(Valid when $0.1 < W/H < 2.0$ and $1 < \epsilon_r < 15$)

ในทางปฏิบัติสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะไม่ได้อยู่ในชั้นไดอิเล็กตริกเพียงอย่างเดียว แต่มีการกระจายทั้งในชั้นอากาศและชั้นไดอิเล็กตริก ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกจะถูกคำนวณใหม่จากค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของอากาศ (ϵ_r เท่ากับ 1) และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของชั้นไดอิเล็กตริก เรียกค่าคงที่ไดอิเล็กตริกที่คำนวณได้ใหม่ว่าค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (Effective Dielectric, ϵ_{eff}) ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะคำนวณได้ใหม่แสดงดังสมการที่ (2.22) [23] โดย ϵ_0 คือค่าเพอร์มิตทิวิตีในสุญญากาศ (Permittivity of free space) มีค่าเท่ากับ 8.8542×10^{-12} [F/m] และ μ_0 คือค่าเพอร์มิบิลิตีในสุญญากาศ (Permeability of free space) มีค่าเท่ากับ $4\pi \times 10^{-7}$ N/A²

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0 \epsilon_0}{\epsilon_{eff}}} \frac{1}{C_a} \text{ [Ohm]} \quad (2.22)$$

$$C_a = \begin{cases} \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln(8H/W + W/4H)} & ; \frac{W}{H} \leq 1 \\ \epsilon_0 \left[\frac{W}{H} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W}{H} + 1.444\right) \right] & ; \frac{W}{H} > 1 \end{cases}$$

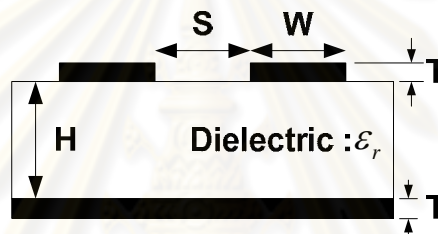
$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12H}{W}\right)^{-1/2} + F - 0.217(\epsilon_r - 1) \frac{T}{\sqrt{WH}}$$

$$F = \begin{cases} 0.02(\epsilon_r - 1)\left(1 - \frac{W}{H}\right)^2 & ; \frac{W}{H} < 1 \\ 0 & ; \frac{W}{H} > 1 \end{cases}$$

(Valid when $0.25 < W/H < 6$ and $1 < \epsilon_r < 16$)

2.5.1.2 เส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่าง

การคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่าง (Z_{diff}) ซึ่งมีโครงสร้างดังรูปที่ 2.32 สามารถคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะได้ดังสมการที่ (2.23) [24] โดย Z_0 คือค่าอิมพีแดนซ์ของเส้นสัญญาณชนิด Microstrip แบบเดี่ยว, S คือระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณและ H คือความสูงของชั้นไดอิเล็กตริก



รูปที่ 2.32 โครงสร้างเส้นสัญญาณชนิด Microstrip แบบผลต่าง

$$Z_{diff} = 2 \times Z_0 \left(1 - 0.48 \exp\left(-0.96 \frac{S}{H}\right)\right) \quad (2.23)$$

2.5.2 การสูญเสียกำลัง (Loss)

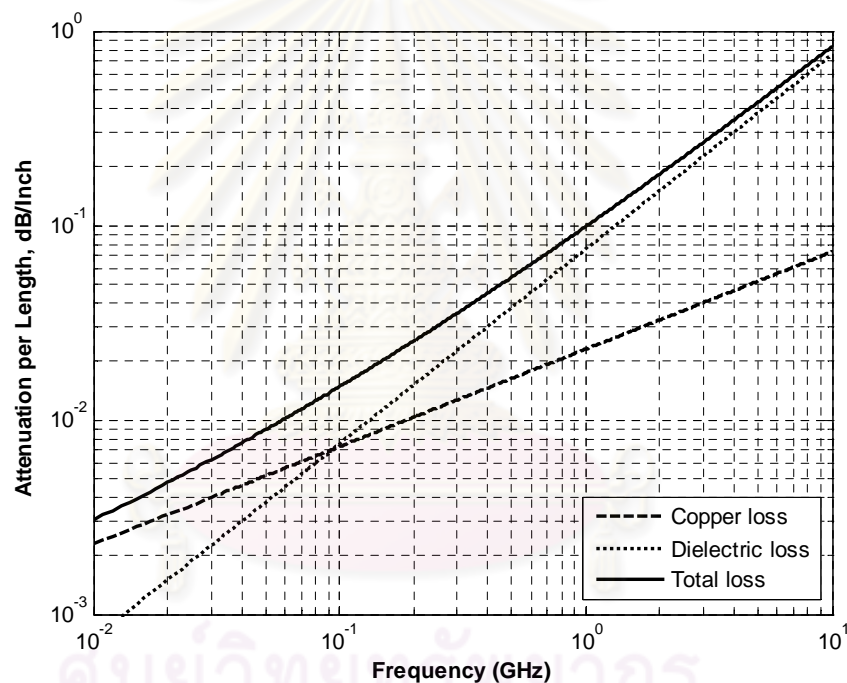
เมื่อสัญญาณเดินทางในสายส่งจะเกิดการสูญเสียกำลัง ซึ่งแบ่งสาเหตุออกเป็น 5 สาเหตุ คือ (1) การสูญเสียกำลังจากการแผ่รังสี (Radiative loss), (2) กำลังบางส่วนของสัญญาณข้ามไปอยู่ในสายส่งข้างเคียง, (3) การไม่เข้าคู่อิมพีแดนซ์ (Impedance miss matches), (4) การสูญเสียกำลังในทองแดง (Copper loss, α_c) และ (5) การสูญเสียกำลังในไดอิเล็กตริก (Dielectric loss, α_d) การสูญเสียกำลังจากสาเหตุที่ (1) ถึง (3) มีค่าน้อยกว่าการสูญเสียกำลังจากสาเหตุที่ (4) และ (5) การคำนวณหาค่าการสูญเสียกำลังรวมในเส้นสัญญาณ (Total loss, α_T) สามารถคำนวณดังสมการที่ (2.24) [24] การสูญเสียกำลังรวมเป็นผลรวมระหว่างการสูญเสียกำลังในทองแดงกับการสูญเสียกำลังในไดอิเล็กตริก ซึ่งคำนวณได้ตามสมการที่ (2.25) [25] และ (2.26) [24] ตามลำดับ จากสมการที่ (2.24) พบว่าสัญญาณที่ความถี่สูงการสูญเสียกำลังรวมขึ้นอยู่กับ การสูญเสียกำลังในไดอิเล็กตริกเป็นหลัก และสำหรับสัญญาณความถี่ต่ำการสูญเสียกำลังรวม

ขึ้นกับการสูญเสียกำลังในทองแดง ซึ่งสามารถแสดงกราฟการสูญเสียกำลังรวม, การสูญเสียกำลังในทองแดงและการสูญเสียกำลังในไดอิเล็กตริก ที่ความถี่ของสัญญาณค่าต่างๆ ได้ดังรูปที่ 2.33 โดยเส้นที่บแสดงผลรวมของการสูญเสียกำลังรวม, เส้นประแสดงการสูญเสียกำลังในทองแดง และเส้นจุดไข่ปลาแสดงการสูญเสียกำลังในไดอิเล็กตริก

$$\alpha_T = \alpha_c + \alpha_d \text{ [dB/Inch]} \quad (2.24)$$

$$\alpha_c = \frac{0.22\sqrt{2\pi f \mu_0 / 2\sigma}}{Z_o W} = C_1 \sqrt{f} \text{ [dB/Inch]} \quad (2.25)$$

$$\alpha_d = 2.318 f \sqrt{\epsilon_{eff}} \tan \delta = C_2 f \text{ [dB/Inch]} \quad (2.26)$$



รูปที่ 2.33 ความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียกำลังกับความถี่ค่าต่างๆ

2.5.3 ความเร็วและความล่าช้า

เมื่อสัญญาณความถี่สูงเคลื่อนที่ในเส้นสัญญาณจะมีลักษณะเป็นคลื่น ซึ่งความเร็วในการเคลื่อนที่ที่สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.27) [24] โดย c คือค่าความเร็วแสงมีค่าเท่ากับ 3×10^8 m/s และ v คือค่าความเร็วของสัญญาณในเส้นสัญญาณ ซึ่งแปรผกผันกับรากที่สองของค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ($\sqrt{\epsilon_r}$)

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.27)$$

เมื่อเส้นสัญญาณมีความยาวค่าหนึ่งจะทำให้สัญญาณต้องใช้เวลาในการเดินทาง ซึ่งเรียกค่านี้ว่าความล่าช้า (TD) คำนวณได้ตามสมการที่ (2.28) [19] โดย x คือความยาวของเส้นสัญญาณ ในทางปฏิบัติปัญหาความล่าช้าของสัญญาณจะมีผลกับสัญญาณประเภทสัญญาณแรงดันผลต่าง เพราะสัญญาณแรงดันผลต่างต้องมีเวลาที่ใช้ในการเคลื่อนที่ในเส้นสัญญาณทั้ง 2 เส้นสัญญาณเท่ากัน ในกรณีที่สัญญาณในเส้นสัญญาณใด เคลื่อนที่เร็วกว่าหรือช้ากว่าอีกเส้นสัญญาณหนึ่ง จะทำให้เมื่อสัญญาณมาถึงปลายทาง อุปกรณ์ที่ภาครับจะแปรค่าของสัญญาณผิดพลาด

$$TD = \frac{x\sqrt{\epsilon_r}}{c} \quad (2.28)$$

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

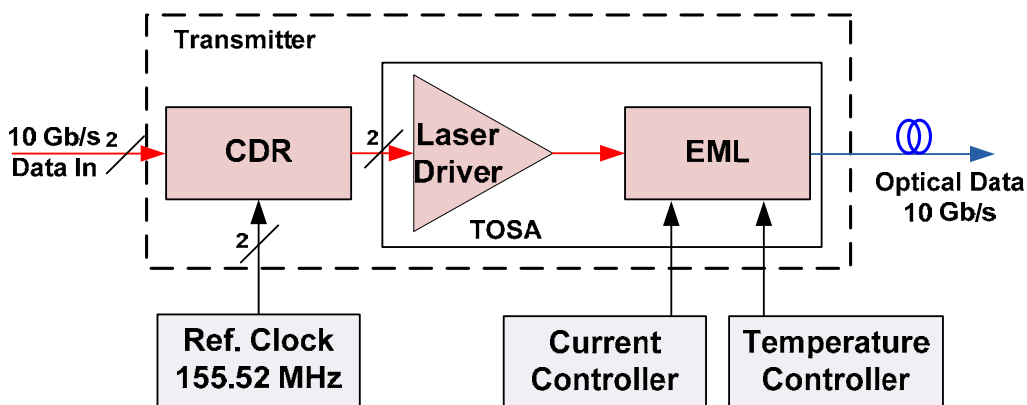
บทที่ 3

การออกแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงและอุปกรณ์ใช้ร่วมในการทดสอบ

การออกแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP อัตราข้อมูล 10 Gb/s แบ่งออกเป็น 5 ส่วน คือ (1) องค์ประกอบภาคส่งที่เลือกใช้, (2) องค์ประกอบภาครับที่เลือกใช้, (3) อุปกรณ์ภายนอกที่ใช้สำหรับทดสอบร่วม, (4) การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง และ (5) การออกแบบลายวงจรของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง โดยจะอธิบายรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.1 ถึง 3.5 ตามลำดับ นอกจากการออกแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP ในบทนี้จะกล่าวถึงคุณสมบัติของเส้นใยนำแสงที่เลือกใช้ในหัวข้อที่ 3.6 และการออกแบบอุปกรณ์สำหรับทดสอบความทนจิตเตอร์ (Jitter Tolerance) ในหัวข้อที่ 3.7

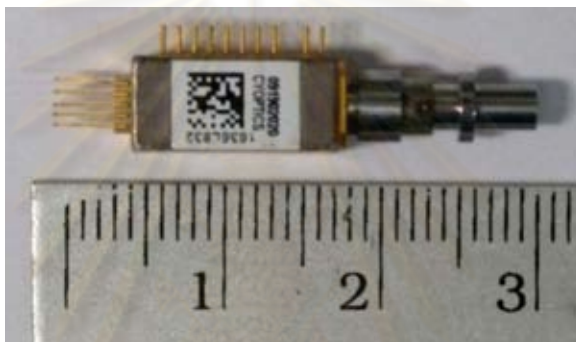
3.1 องค์ประกอบภาคส่งที่เลือกใช้

องค์ประกอบภาคส่งของตัวรับส่งสัญญาณแสงตามมาตรฐาน XFP อัตราข้อมูล 10 Gb/s แสดงดังรูปที่ 3.1 อุปกรณ์ที่เลือกใช้ประกอบด้วย (1) เลเซอร์ที่มีมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้าภายใน (Electro-Absorption Modulated Laser, EML) ทำหน้าที่แปลงสัญญาณข้อมูลทางไฟฟ้าหรือสัญญาณแรงดันผลต่าง (Differential Voltage Signal) ไปเป็นสัญญาณทางแสง โดยมีตัวขับเลเซอร์ (Laser Driver) ที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณแรงดันผลต่างให้มีขนาดใหญ่มากพอสำหรับขับตัวมอดูเลเตอร์ ตัวส่งสัญญาณทางแสงชนิด EML และตัวขับเลเซอร์จะถูกบรรจุลงในแพ็คเกจชนิด Transmitter Optical Sub Assembly (TOSA) และ (2) วงจรกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล (Clock and Data Recovery, CDR) ที่มีวงจรอีควอลไลเซอร์ (Equalizer) อยู่ใน ทำหน้าที่แก้ปัญหา Inter-Symbol Interference (ISI) ที่มีอยู่ในสัญญาณแรงดันผลต่าง ซึ่งวิ่งมาจากเมนบอร์ดด้วยวงจรอีควอลไลเซอร์ จากนั้นจึงกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล รายละเอียดแต่ละองค์ประกอบอธิบายในหัวข้อที่ 3.1.1 และ 3.1.2 ตามลำดับ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้วงจรควบคุมกระแส (Current Controller) และวงจรควบคุมอุณหภูมิ (Temperature Controller) ควบคุมเสถียรภาพของสัญญาณทางแสง โดยวงจรควบคุมกระแสจะอยู่บนแผ่นวงจรพิมพ์ต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงที่ต่อขยายออกมา และวงจรควบคุมอุณหภูมิจะใช้วงจรภายนอกมาเชื่อมต่อ ซึ่งจะอธิบายรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.3.1 และ 3.3.2 ตามลำดับ ส่วนสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงสำหรับป้อนให้วงจร CDR จะถูกส่งมาจากเมนบอร์ด ซึ่งมีวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงเชื่อมต่ออยู่ภายนอก โดยรายละเอียดจะอธิบายในหัวข้อที่ 3.3.3



รูปที่ 3.1 แผนภาพการเชื่อมต่อแต่ละองค์ประกอบของภาคส่งของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

3.1.1 เลเซอร์ที่มีมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้าอยู่ภายใน (EML)

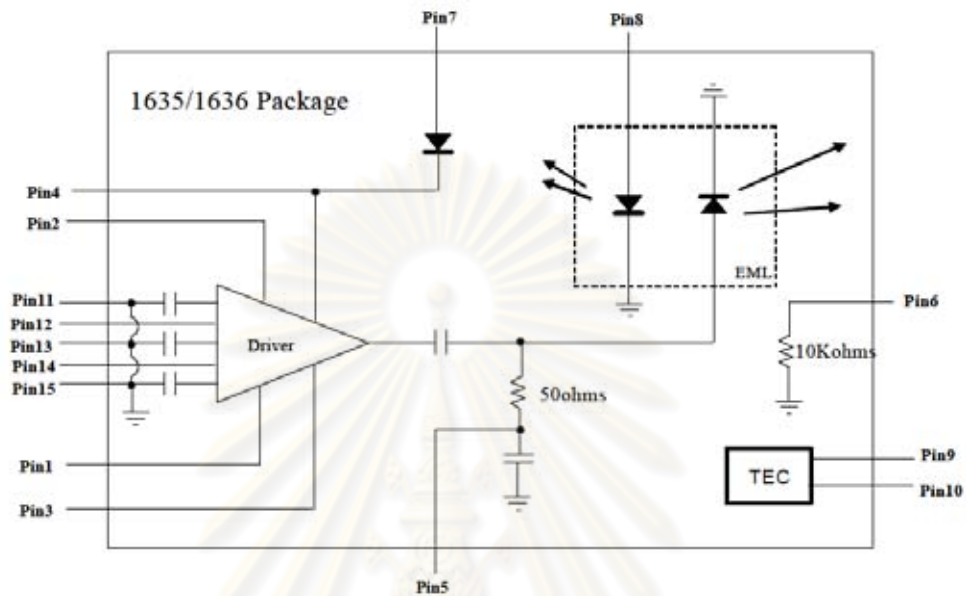


รูปที่ 3.2 ตัวส่งสัญญาณทางแสงชนิด EML โมเดล 1636L832

ตัวส่งสัญญาณทางแสงที่เลือกใช้เป็นตัวส่งสัญญาณทางแสงชนิด EML โมเดล 1636L832 ของบริษัท CyOptics แสดงดังรูปที่ 3.2 สาเหตุที่เลือกใช้เพราะกำลังแสงขาออก (Optical Power) มีค่าสูงสุดเท่ากับ 2 dBm, ความยาวคลื่นแสงที่ตัวส่งสัญญาณทางแสงสร้างขึ้นมีค่าเท่ากับ 1551.72 nm และค่าการถ่างออกของสัญญาณ (Dispersion) คูณกับระยะทางมีค่าสูงสุดเท่ากับ 1600 ps/nm เมื่อสัญญาณทางแสงเดินทางผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวชนิดมาตรฐาน (Standard Single Mode Fiber, SSMF) ซึ่งมีค่าการถ่างออกของสัญญาณเท่ากับ 20 ps/km/nm ที่ความยาวคลื่นแสงในช่วง 1550 nm [17] เพราะฉะนั้นระยะทางที่ไกลที่สุดที่ตัวส่งสัญญาณทางแสงสามารถส่งได้ภายใต้ข้อจำกัดของการถ่างออกของสัญญาณมีระยะทางเท่ากับ 80 km นอกจากนี้ภายในตัวส่งสัญญาณทางแสงยังมีตัวขับเลเซอร์ ทำหน้าที่ขยายสัญญาณแรงดันผลต่างขาเข้าตัวส่งสัญญาณทางแสงให้มีขนาดใหญ่มากพอสำหรับขับตัวมอดูเลเตอร์

จากความสามารถที่ได้กล่าวไว้ในเบื้องต้นตัวส่งสัญญาณทางแสงโมเดล 1636L832 ถูกออกแบบให้สามารถส่งสัญญาณทางแสงได้ระยะทางไกลสุด 80 km แต่เนื่องจากเกิดปัญหากำลังแสงขาออกของตัวส่งสัญญาณทางแสงลดลง โดยมีรายละเอียดของปัญหาอยู่ในบทที่ 4 จึงทำให้

ต้องลดระยะทางการส่งสัญญาณทางแสงลงจากเดิมที่กำหนดไว้ที่ 80 km เหลือ 40 km เพื่อให้การรับส่งสัญญาณสอดคล้องตามมาตรฐาน ITU-T G.959.1, Optical transport network physical layer interfaces [26] โดยมาตรฐานกำหนดให้กำลังแสงขาออกต้องมีค่าอย่างน้อย -5 dBm สำหรับส่งสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสงระยะทาง 40 km



รูปที่ 3.3 แผนภาพวงจรภายในตัวส่งสัญญาณแสงชนิด EML โมดูล 1636L832

วงจรรภายในตัวส่งสัญญาณแสงชนิด EML โมดูล 1636L832 แสดงดังรูปที่ 3.3 [13] สัญญาณแรงดันผลต่างขาเข้ามีระดับแรงดันแบบ Current Mode Logic (CML) ป้อนเข้าสู่ตัวขับเลเซอร์ที่ขาสัญญาณที่ 12 และ 14 โดยตัวขับเลเซอร์ต้องการไฟเลี้ยง (V_{DD}) ขนาดแรงดัน 5 V ที่ขาสัญญาณที่ 4 อัตราขยายสัญญาณแรงดันผลต่างของตัวขับเลเซอร์จะขึ้นกับแรงดันกำหนดสัดส่วนเอ็กซ์คิติงชัน (V_{cr}) ซึ่งมีค่าอยู่ในช่วง 0 - 1.2 V ที่ขาสัญญาณที่ 3 และการปรับจุดตัดของแผนภาพรูปตา (Eye Crossing Point) ของสัญญาณทางไฟฟ้าที่ได้จากตัวขับเลเซอร์ จะขึ้นกับแรงดันปรับจุดตัดของแผนภาพรูปตาของสัญญาณทางไฟฟ้า (V_{PWC}) ซึ่งมีค่าอยู่ในช่วง 0.4 - 1.8 V ที่ขาสัญญาณที่ 1 สัญญาณแรงดันผลต่างหลังจากผ่านตัวขับเลเซอร์จะมีขนาดใหญ่พอ จะถูกป้อนเข้าสู่ตัวมอดูเลเตอร์ สัญญาณแรงดันผลต่างจะถูกไบแอสด้วยแรงดันไบแอสย้อนกลับตัวมอดูเลเตอร์ (V_{eo}) ซึ่งมีค่าในช่วง -2.5 - 0 V ที่ขาสัญญาณที่ 5 เพื่อให้สัญญาณแรงดันผลต่างมีค่าติดลบสอดคล้องกับทฤษฎีการมอดูเลเตอร์ด้วยวิธีดูดกลืนคลื่นไฟฟ้าในหัวข้อที่ 2.2.2.2 เลเซอร์ชนิด DFB จะถูกควบคุมให้มีความเสถียรในเชิงกำลังแสงและความยาวคลื่นแสงจากวงจรควบคุมกระแสและวงจรควบคุมอุณหภูมิภายนอก โดยกระแสไบแอสตัวเลเซอร์จะป้อนผ่านขาสัญญาณที่ 8 ในส่วนกระแส TEC+ และ TEC- ป้อนเข้าที่ขาสัญญาณที่ 9 และ 10 ของตัว Thermo Electric Cooler (TEC) เพื่อปรับอุณหภูมิภายในเลเซอร์ให้คงที่ เทอร์มิสเตอร์จะป้อนกลับค่าอุณหภูมิใน

(Threshold Voltage) หรือไม่ และ (2) Loss of Lock (LOL) ทำหน้าที่แสดงสถานะของวงจร PLL ว่าสามารถตามการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณแรงดันผลต่างได้ทันหรือไม่ เมื่อเกิดเหตุการณ์ใดขึ้น ขา LOL หรือขา LOS จะมีระดับแรงดันสูงซึ่งมีค่าเท่ากับแรงดันไฟเลี้ยงวงจร CDR ตามลำดับ

เนื่องจากวงจร CDR มีช่วงการทำงานกว้าง จำเป็นต้องเลือกสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงที่มีความถี่เป็น 1/16 หรือ 1/64 เท่าของสัญญาณข้อมูลขาเข้าดังตารางที่ 3.1 [27] ตัวอย่างในการกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูลในระบบ OC-192/STM-64 จะต้องป้อนสัญญาณนาฬิกาที่มีความถี่เท่ากับ 155.52 MHz หรือ 622.08 MHz ในที่นี้เลือกใช้สัญญาณนาฬิกาอ้างอิงที่มีความถี่เท่ากับ 155.52 MHz เพื่อลดปัญหาสัญญาณความถี่สูงในเส้นสัญญาณ

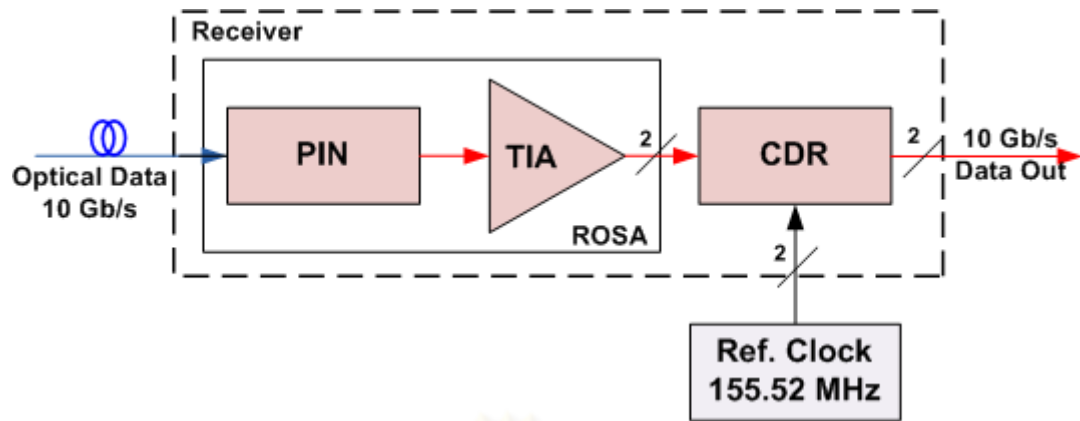
ตารางที่ 3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราข้อมูลกับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง

APPLICATION	DATA RATE (Rb) (Gbps)	/16 REFERENCE CLOCK FREQUENCY (MHz)	/64 REFERENCE CLOCK FREQUENCY (MHz)
OC-192 SONET – SDH64	9.95328	622.08	155.52
OC-192 SONET Over FEC	10.664	666.5	166.625
ITU G.709	10.709	669.3125	167.328125
10Gbps Ethernet, IEEE 802.3ae	10.3125	644.53125	161.1328125
10 Gigabit Ethernet Over ITU G.709	11.09573	693.483125	173.3707813
10Gbps Fibre Channel	10.51875	657.421875	164.355469

Note: The part should be in standby mode when data rates are being switched.

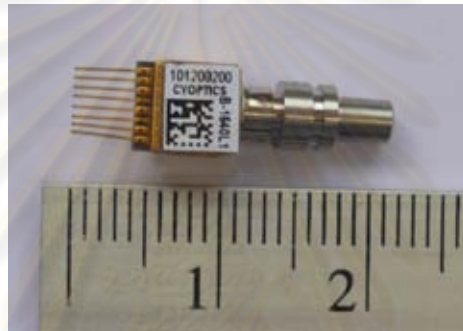
3.2 องค์ประกอบภาครับที่เลือกใช้

องค์ประกอบภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP อัตราข้อมูล 10 Gb/s แสดงดังรูปที่ 3.5 อุปกรณ์ที่เลือกใช้ประกอบด้วย (1) ตัวตรวจจับสนแสงชนิด Positive-Intrinsic-Negative (PIN) ทำหน้าที่แปลงสัญญาณทางแสงให้อยู่ในรูปของกระแสแสง โดยมีตัวขยายสัญญาณชนิด Trans-Impedance Amplifier (TIA) ทำหน้าที่แปลงกระแสแสงที่ได้จากตัวตรวจจับสนแสงเป็นสัญญาณแรงดันผลต่างพร้อมกับขยายสัญญาณให้มีขนาดใหญ่ขึ้น ตัวตรวจจับสนแสงชนิด PIN และตัวขยายสัญญาณชนิด TIA จะถูกรวมอยู่ในแพ็คเกจ Receiver Optical Sub Assembly (ROSA), (2) วงจร CDR ที่มีตัวขยายสัญญาณชนิด Limiting Amplifier (LA) อยู่ใน ทำหน้าที่ขยายสัญญาณแรงดันผลต่างจากตัวขยายสัญญาณชนิด TIA จากนั้นจึงกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล รายละเอียดแต่ละองค์ประกอบอธิบายในหัวข้อที่ 3.2.1 และ 3.2.2 ตามลำดับ ส่วนสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงสำหรับวงจร CDR จะถูกส่งมาจากเมนบอร์ด ซึ่งมีวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงเชื่อมต่อกับภายนอก ดังรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.3.3



รูปที่ 3.5 แผนภาพการเชื่อมต่อแต่ละองค์ประกอบของภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

3.2.1 ตัวตรวจจับแสงชนิด PIN



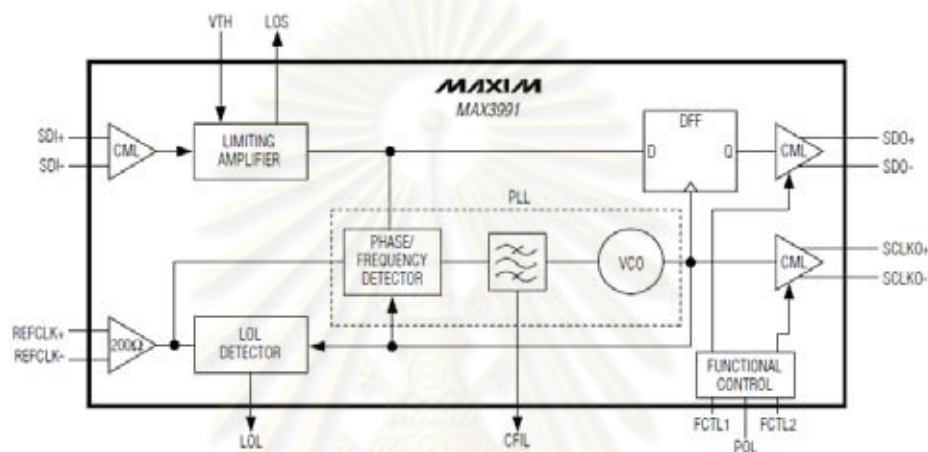
รูปที่ 3.6 ตัวตรวจจับแสงชนิด PIN โมเดล 1640L1

ตัวตรวจจับแสงที่เลือกใช้เป็นตัวตรวจจับแสงชนิด PIN โมเดล 1640L1 ของบริษัท CyOptics แสดงดังรูปที่ 3.6 สาเหตุที่เลือกใช้เพราะ (1) ค่า Power Sensitivity มีค่าสูงพอสำหรับตรวจจับแสงที่ถูกลดทอนจากเส้นใยนำแสงระยะทาง 80 km โดยมีค่า Power Sensitivity เท่ากับ -19 dBm, (2) ตัวตรวจจับแสงชนิด PIN เกิดสัญญาณรบกวนน้อยกว่าตัวตรวจจับแสงชนิด APD จากที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 2.3.1, (3) ภายในตัวตรวจจับแสงชนิด PIN โมเดล 1640L1 มีตัวขยายสัญญาณชนิด TIA อยู่ ทำหน้าที่แปลงกระแสแสงเป็นสัญญาณแรงดันผลต่างและขยายสัญญาณให้มีขนาดใหญ่ขึ้น และ (4) ช่วงความยาวคลื่นแสงที่ตัวตรวจจับแสงชนิด PIN สามารถตรวจจับได้มีค่าอยู่ในช่วง 1210 – 1670 nm [18]

หลักการทำงานของตัวตรวจจับแสงชนิด PIN โมเดล 1640L1 คือแปลงสัญญาณทางแสงให้อยู่ในรูปของกระแสแสงตามค่า Responsivity ซึ่งมีค่าอยู่ระหว่าง 0.8 – 1.1 A/W กระแสแสงจะถูกป้อนเข้าสู่ตัวขยายสัญญาณชนิด TIA ซึ่งมีอัตราการแปลง (Transimpedance, Z_T) เท่ากับ 7 kOhm สัญญาณที่ได้เป็นสัญญาณแรงดันผลต่างมีขนาดไม่เกิน 1000 mV_{p-p} [18]

3.2 วงจรกักเก็บสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูลของภาครับ

วงจร CDR ที่เลือกใช้ในภาครับของตัวรับส่งทางแสง คือ ชิปวงจร MAX3991 ของบริษัท MAXIM มีช่วงการทำงานระหว่าง 9.95 – 11.1 Gb/s จากแผนภาพรูปที่ 3.7 [28] ภายในประกอบด้วย 3 องค์ประกอบคือ (1) ตัวขยายสัญญาณชนิด LA ทำหน้าที่ขยายสัญญาณแรงดันผลต่างให้ใหญ่พอสำหรับวงจร PLL และวงจร DFF, (2) วงจร PLL ทำหน้าที่กักเก็บสัญญาณนาฬิกาจากสัญญาณแรงดันผลต่าง และ (3) วงจร DFF นำสัญญาณแรงดันผลต่างมาทำการกักเก็บให้มีจังหวะสัญญาณเดียวกับสัญญาณนาฬิกาที่ถูกกักเก็บจากวงจร PLL



รูปที่ 3.7 แผนภาพวงจรภายในวงจร CDR โมดูล MAX3991

หลักการงานเบื้องต้นของชิปวงจรรวม MAX3991 มีความคล้ายคลึงกับชิปวงจรรวม MAX3992 ซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.1.2 วงจรภายในของชิปวงจรรวม MAX3991 จะใช้ตัวขยายสัญญาณชนิด LA แทนวงจรอ็อควอลเลเซอร์ เพราะสัญญาณแรงดันผลต่างจากตัวขยายสัญญาณชนิด TIA มีขนาดเล็ก ซึ่งไม่เพียงพอสำหรับวงจร PLL สำหรับกักเก็บสัญญาณนาฬิกาและวงจร DFF ในการตัดสินใจบิต '0' หรือบิต '1'

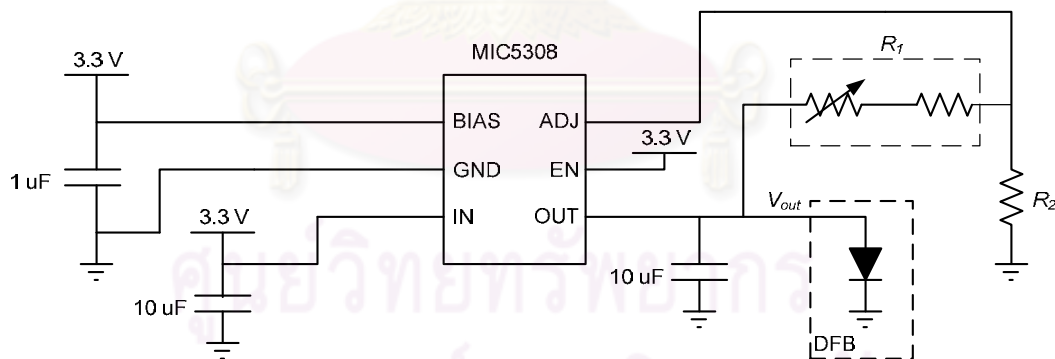
3.3 อุปกรณ์เชื่อมต่อภายนอก

นอกจากอุปกรณ์ที่เลือกใช้ในภาคส่งและภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP ที่ได้กล่าวไปในหัวข้อที่ 3.1 และ 3.2 ยังมีอุปกรณ์เชื่อมต่อภายนอกที่เลือกใช้อีก 4 ชนิด คือ (1) วงจรควบคุมกระแสซึ่งอยู่บนแผ่นวงจรพิมพ์ต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงที่ต่อขยายออกมา ทำหน้าที่ป้องกันกระแสไบแอสให้แก่ตัวเลเซอร์, (2) วงจรควบคุมอุณหภูมิภายนอก ทำหน้าที่ป้องกันกระแส TEC ให้แก่ตัว TEC เพื่อควบคุมอุณหภูมิภายในแพ็คเกจเลเซอร์, (3) วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง ทำหน้าที่สร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง สำหรับวงจร PLL ในวงจร CDR ของทั้งภาคส่งและภาครับ และ (4) บอร์ดทดสอบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง (XFP Host Board)

ทำหน้าที่เชื่อมต่อกับเครื่องมือวัดและอุปกรณ์ภายนอก กับตัวรับส่งสัญญาณทางแสงผ่านหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ (XFP connector) โดยจะอธิบายในหัวข้อที่ 3.3.1 ถึง 3.3.4 ตามลำดับ

3.3.1 วงจรควบคุมกระแส (Current Controller)

วงจรควบคุมกระแสใช้หลักการปรับค่าแรงดันที่ป้อนให้กับเลเซอร์ชนิด DFB โดยเลือกใช้โมดูล MIC5308 ของบริษัท MICREL [29] สาเหตุที่เลือกใช้โมดูล MIC5308 เพราะ (1) เลเซอร์ชนิด DFB ต้องการกระแสไบแอสไม่เกิน 100 mA และทนแรงดันไบแอสได้ไม่เกิน 2 V [13] ซึ่งโมดูล MIC5308 สามารถจ่ายกระแสไบแอสได้สูงสุด 150 mA และมีแรงดันขาออกสูงสุด 2 V, (2) แรงดันขาเข้าโมดูล MIC5308 มีค่าอยู่ในช่วง 1.6 – 5.5 V และ (3) โมดูล MIC5308 บรรจุอยู่ในแพ็คเกจชนิด Micro Lead Frame (MLF) ซึ่งมีขนาด 1.6 x 1.6 mm การเชื่อมต่องจรควบคุมกระแสมีโครงสร้างดังรูปที่ 3.8 ในการใช้งานป้อนแรงดัน 3.3 V เข้าที่ขาสัญญาณ BIAS, IN และ EN ตามที่ระบุไว้ใน Datasheet การควบคุมแรงดันขาออก (V_{out}) ที่ขาสัญญาณ OUT สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.1) [29] โดยค่าความต้านทาน (R_1) ประกอบด้วยตัวต้านทานที่มีค่าความต้านทานคงที่เท่ากับ 510 Ohm ต่ออนุกรมกับตัวต้านทานปรับค่าได้ (Trimpot) ขนาด 1 kOhm และค่าความต้านทาน (R_2) เป็นตัวต้านทานซึ่งมีค่าความต้านทานเท่ากับ 1 kOhm เพราะฉะนั้นวงจรควบคุมกระแสสามารถปรับค่าแรงดันขาออกตามค่าความต้านทานของตัวต้านทานปรับค่าได้ โดยมีแรงดันขาออกอยู่ในช่วง 1.2 – 1.95 V

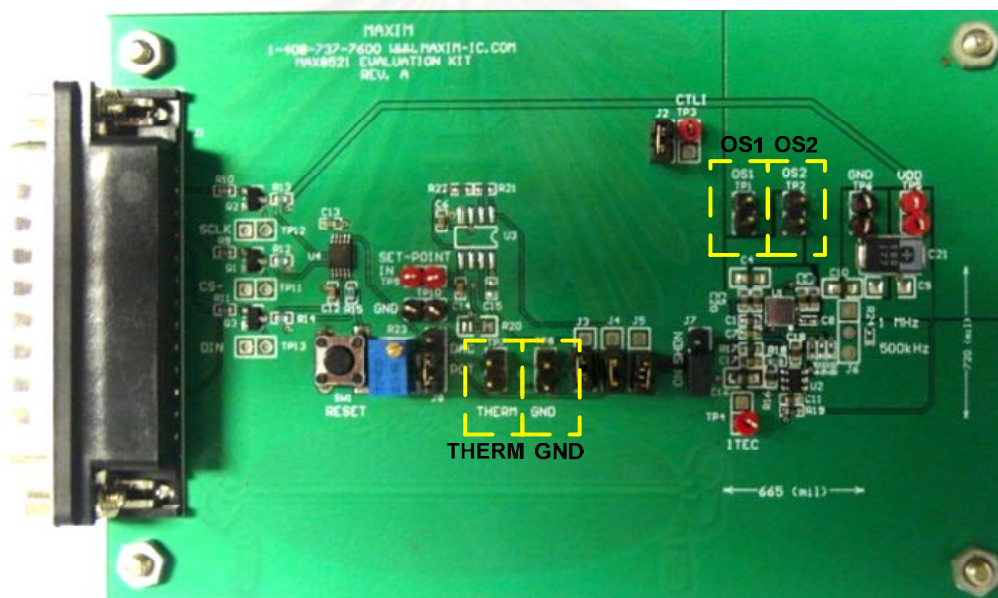


รูปที่ 3.8 การเชื่อมต่องจรควบคุมกระแสโมดูล MIC5308 กับเลเซอร์ชนิด DFB

$$V_{out} = 0.775 \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (3.1)$$

3.3.2 วงจรควบคุมอุณหภูมิ (Temperature Controller)

วงควบคุมอุณหภูมิเลือกใช้เป็นบอร์ดตัวอย่าง MAX8521 Evaluation (EV) Kit ของบริษัท MAXIM แสดงดังรูปที่ 3.9 สาเหตุที่เลือกใช้เพราะวงจรถวลอุณหภูมิสามารถป้อนกระแสไฟฟ้าได้ 2 ทิศทางที่ระดับกระแสสูงสุด ± 1.5 A และต้องการไฟเลี้ยง (V_{DD}) ที่มีค่าระหว่าง 3.3 - 5 V ในการใช้งานจะเชื่อมต่อกับตัวส่งสัญญาณทางแสงชนิด EML โมดูล 1636L832 และวงจรตัวรับส่งสัญญาณทางแสงที่ออกแบบไว้ทั้งหมด 4 จุด คือ (1) ขา OS1 เชื่อมต่อเข้ากับขาสัญญาณที่ 9 ของตัวส่งสัญญาณทางแสง เพื่อจ่ายกระแส TEC+, (2) ขา OS 2 เชื่อมต่อเข้ากับขาสัญญาณที่ 10 ของตัวส่งสัญญาณทางแสง เพื่อจ่ายกระแส TEC-, (3) ขา THERM เชื่อมต่อเข้ากับเทอร์มิสเตอร์ที่ขาสัญญาณที่ 6 ของตัวส่งสัญญาณทางแสง และ (4) ขา GND เชื่อมต่อเข้ากับจุดทดสอบที่ถูกระบุเชื่อมต่อกับกราวด์ของวงจรตัวรับส่งสัญญาณทางแสงที่ออกแบบไว้ [30]



รูปที่ 3.9 บอร์ดตัวอย่างควบคุมอุณหภูมิ MAX8521 EV Kit

3.3.3 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง

จากที่กล่าวไปในหัวข้อที่ 3.1.2 และ 3.2.2 วงจรชิปรวม MAX3992 และ MAX3991 ต้องการสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงเพื่อป้อนให้แก่วงจร PLL ในที่นี้เลือกใช้โมดูล CCPD-912 ของบริษัท Crystek [31] สาเหตุที่เลือกใช้โมดูล CCPD-912 เพราะ (1) ความถี่ของสัญญาณนาฬิกา มีค่าความถี่เท่ากับ 155.52 MHz ซึ่งเป็นค่าที่วงจร PLL ต้องใช้ในการกึ่งคืนสัญญาณนาฬิกา (OC-192/STM-64) ดังที่แสดงไว้ในตารางที่ 3.1 , (2) สัญญาณนาฬิกาเป็นแรงดันผลต่างชนิด Low-Voltage Positive-Referenced Emitter Coupled Logic (LVPECL) มีขนาดเท่ากับ 800 mV_{p-p} ซึ่งอยู่ในช่วงที่วงจร PLL ต้องการ [27-28] และ (3) ค่าเสถียรภาพของความถี่ (Frequency Stability)

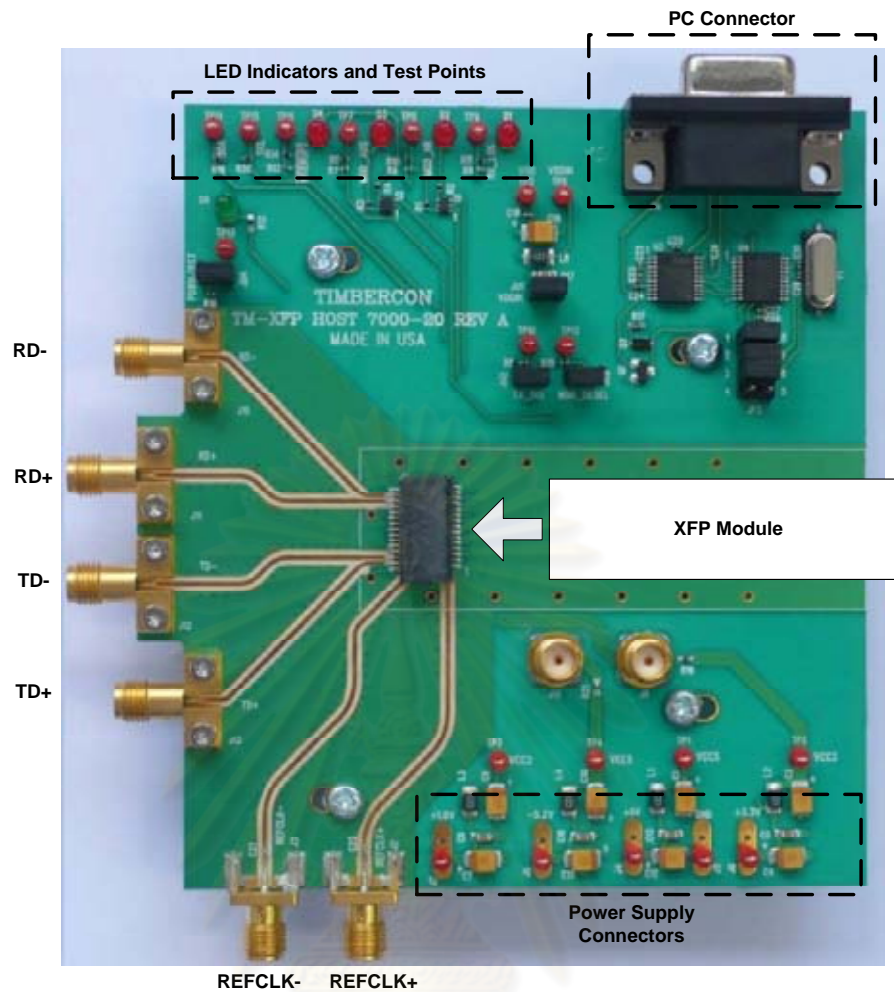
เป็นค่าความคลาดเคลื่อนของความถี่ของสัญญาณนาฬิกาในหน่วย ppm โดยโมดูล CCPD-912 มีค่าอยู่ในช่วง ± 20 ppm ถึง ± 100 ppm ซึ่งอยู่ในช่วงที่วงจร PLL ใช้งานได้ [27-28] ส่วนวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงที่นำมาใช้งานแสดงดังรูปที่ 3.10 [32]



รูปที่ 3.10 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง โมดูล CCPD-912

3.3.4 บอร์ดทดสอบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง (XFP Host Board)

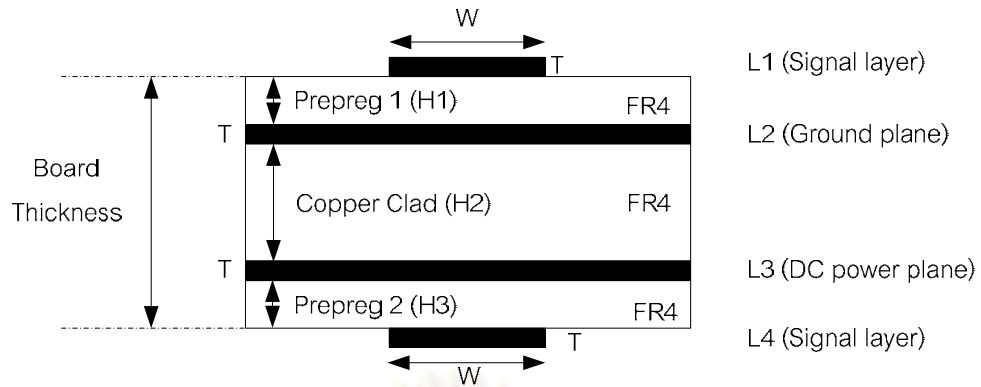
บอร์ดทดสอบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง (XFP Host Board) หรือบอร์ดทดสอบ XFP ที่เลือกใช้ คือ TM-XFP HOST 7000-20 REV A ของบริษัท Timbercon แสดงดังรูปที่ 3.11 [33] สาเหตุที่เลือกใช้เพราะ (1) บอร์ดทดสอบมีหัวต่อที่แปลง 30 ขาสัญญาณ (XFP connector) สำหรับเชื่อมต่อเครื่องมือวัดและอุปกรณ์ภายนอก กับตัวรับส่งสัญญาณทางแสง, (2) บอร์ดทดสอบมีหัวต่อ SMA 6 หัว คือ หัวต่อ SMA 2 หัว สำหรับสัญญาณข้อมูลขาเข้าตัวรับส่งสัญญาณทางแสง (TD+, TD-), หัวต่อ SMA 2 หัว สำหรับสัญญาณข้อมูลขาออกจากตัวรับส่งสัญญาณทางแสง (RD+, RD) และ หัวต่อ SMA 2 หัว สำหรับสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง (REFCLK+, REFCLK-) ที่ป้อนให้แก่วงจร CDR ในภาคส่งและภาครับ, (3) จุดเชื่อมต่อแหล่งจ่ายไฟ (Power Supply Connectors) ภายนอก ประกอบด้วย 4 จุดเชื่อมต่อ สำหรับเชื่อมต่อแรงดัน 3.3 V, 5 V, -5.2 V และ 1.8 V , (4) จุดรายงานสถานะของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงผ่านทางตัวแอลอีดี (Light Emitting Diode, LED) และจุดทดสอบ (Test Points) และ (5) หัวต่อ RS-232 สำหรับเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์เพื่อกำหนดจุดทำงานและตรวจสอบการทำงานของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง



รูปที่ 3.11 บอร์ดทดสอบ XFP

3.4 การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ (Printed Circuit Board, PCB) สำหรับตัวรับส่งสัญญาณทางแสงมีการแบ่งชั้นตามประเภทของสัญญาณออกเป็น 4 ชั้น แสดงดังรูปที่ 3.12 คือ ชั้นบนสุด (L1) เป็นชั้นสำหรับเส้นสัญญาณความเร็วสูง, ชั้นถัดไปคือชั้นกราวด์ (L2), ชั้นไฟเลี้ยง (L3) และชั้นล่างสุดเป็นชั้นสำหรับเส้นสัญญาณความเร็วต่ำ (L4) ชั้น L1 – L4 เป็นตัวนำไฟฟ้า (แถบสีดำในรูปที่ 3.12) โดยในแต่ละชั้นมีฉนวนคั่นกลาง (แถบสีขาวในรูปที่ 3.12) ในการออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ลักษณะนี้มีข้อดีคือ (1) การที่ชั้นสำหรับสัญญาณความเร็วสูงอยู่ติดกับชั้นกราวด์หรือเส้นทางการไหลกลับของกระแส (Current Return Path) มีส่วนช่วยในการคงค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งได้ง่าย และ (2) การที่ชั้นไฟเลี้ยงมีลักษณะเป็นแผ่นนำไฟฟ้าขนาดใหญ่มีข้อดีกว่าเส้นตัวนำไฟฟ้า เพราะสามารถตอบสนองต่อความต้องการกระแสปริมาณมากได้อย่างฉับพลัน และง่ายต่อการเชื่อมต่ออุปกรณ์ต่างๆบนแผ่นวงจรพิมพ์ [34]



รูปที่ 3.12 โครงสร้างของแผ่นวงจรพิมพ์ 4 ชั้น

การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์สำหรับตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP ตามรูปที่ 3.12 ต้องคำนึงถึง (1) วัสดุที่เลือกใช้ในการผลิต พร้อมกับแสดงค่าความหนาของชั้นเส้นสัญญาณ (T) และ (2) การออกแบบลายเส้นสัญญาณเพื่อคำนวณหาค่าความหนาของชั้นไดอิเล็กตริก ซึ่งประกอบด้วยชั้น Prepreg 1 (H1), ชั้น Copper Clad (H2) และชั้น Prepreg 2 (H2), และความกว้างของเส้นสัญญาณของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบเดี่ยว (W) และแบบผลต่าง โดยมีรายละเอียดอยู่ในหัวข้อที่ 3.4.1 และ 3.4.2 ตามลำดับ

3.4.1 วัสดุที่เลือกใช้ในการผลิต

วัสดุที่เลือกใช้ในการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์สำหรับตัวรับส่งสัญญาณทางแสงแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ตัวนำไฟฟ้ากับสารไดอิเล็กตริก มีรายละเอียดอยู่ในหัวข้อที่ 3.4.1.1 และ 3.4.1.2 ตามลำดับ

3.4.1.1 ตัวนำไฟฟ้า

ตัวนำไฟฟ้าที่เลือกใช้บนแผ่นวงจรพิมพ์คือ ทองแดง เนื่องจากทองแดงมีค่าสภาพนำไฟฟ้า (Conductivity) เท่ากับ 5.8×10^7 S/m และมีราคาถูกเมื่อเทียบกับตัวนำไฟฟ้าชนิดอื่น ในการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์จำเป็นต้องระบุค่าความหนาของเส้นสัญญาณในหน่วยน้ำหนักต่อพื้นที่ (oz/ft^2) ซึ่งค่าดังกล่าวมีผลต่อการคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ดังที่ได้กล่าวไว้แล้วในหัวข้อที่ 2.5.1 ในที่นี้เลือกใช้ความหนาของเส้นสัญญาณเท่ากับ $1 \text{ oz}/\text{ft}^2$ หรือเทียบเท่ากับ 1.4 mil

3.4.1.2 สารไดอิเล็กตริก

การเลือกใช้สารไดอิเล็กตริกจำเป็นต้องคำนึงถึง ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเส้นสัญญาณ, การสูญเสียกำลังในชั้นไดอิเล็กตริกเมื่อความถี่ของสัญญาณสูงขึ้น และความเร็วของสัญญาณในการเคลื่อนที่ในเส้นสัญญาณ

ในปัจจุบันผู้ผลิตแผ่นวงจรพิมพ์มีสารไดอิเล็กตริกให้เลือกใช้ได้หลายชนิด ซึ่งสามารถสรุปคุณสมบัติและราคา (จำนวนเท่าโดยเทียบจากราคาของสารไดอิเล็กตริกชนิด FR4 เป็นราคาอ้างอิง) ได้ดังตารางที่ 3.2 [35] สำหรับแผ่นวงจรพิมพ์ตัวรับส่งสัญญาณทางแสงที่ออกแบบเลือกใช้สารไดอิเล็กตริกชนิด FR4 ที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก และค่า Loss Tangent เท่ากับ 4.4 และ 0.015 ตามลำดับ ที่ความถี่ของสัญญาณไม่เกิน 1 GHz สารไดอิเล็กตริกชนิด FR4 ที่ความถี่ของสัญญาณสูงๆ จนถึง 10 GHz จะมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกที่ไม่แน่นอน สาเหตุที่เลือกใช้สารดังกล่าวเพราะแผ่นวงจรพิมพ์ที่ทำมาจากสารไดอิเล็กตริกชนิด FR4 เป็นองค์ประกอบสามารถรองรับสัญญาณที่มีอัตราข้อมูล 10 Gb/s ได้ และมีราคาถูกที่สุดเมื่อเทียบกับสารไดอิเล็กตริกชนิดอื่น

ตารางที่ 3.2 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าคงที่ไดอิเล็กตริก, ค่า Loss Tangent และราคาของสารไดอิเล็กตริกชนิดต่างๆ

สารไดอิเล็กตริก	ϵ_r	$Tan\delta$ (1 GHz)	$Tan\delta$ (10 GHz)	ราคา (เท่า)
FR4	4.4	0.015	N/A	1
NELCO 4000-13 SI	3.4	0.008	0.008	1.5
ARLON 25FR and 25N	3.38	N/A	0.0025	1.75
ROGER 4003	3.38	0.0027	0.0027	2
ROGER 4350	3.5	0.0031	0.0037	2
TEFLON GLASS	2.4	N/A	0.0014	2
TEFLON CERAMIC FILLED	2.98	0.004	0.0025	2
SPEEDBOARD C	2.6	0.004	0.004	2
FASTRISE 27	2.7	0.002	0.002	2
TSM29	2.94	0.0012	0.0014	2

3.4.2 การคำนวณอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ

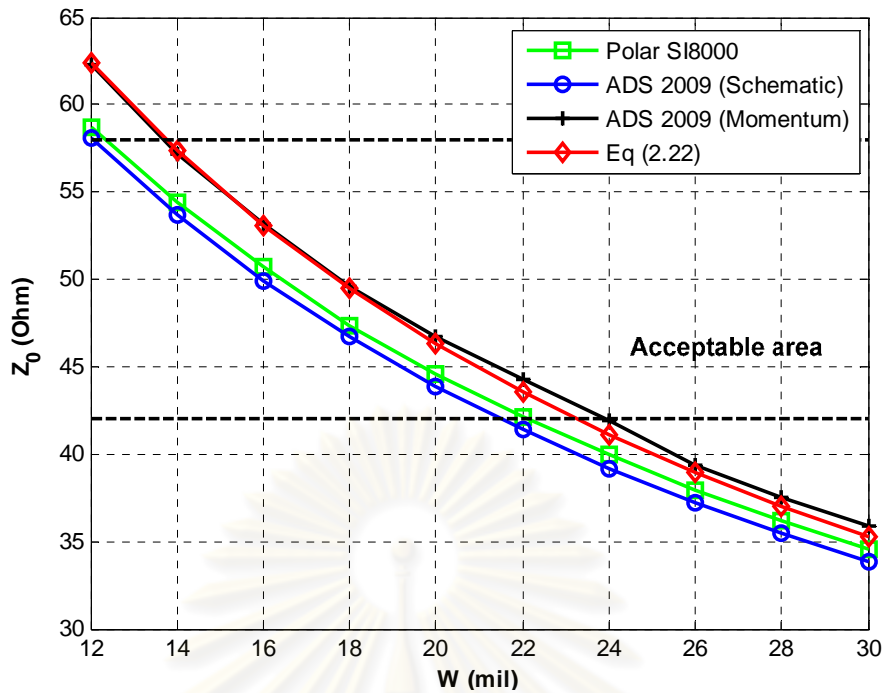
การออกแบบลายเส้นสัญญาณความเร็วสูงบนแผ่นวงจรพิมพ์ตามรูปที่ 3.12 เพื่อให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_0) ของเส้นสัญญาณเท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายและค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด จำเป็นต้องพิจารณาความหนาของชั้นไดอิเล็กตริกของชั้นต่างๆ, ค่าความกว้างของเส้นสัญญาณของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบเดี่ยวและแบบผลต่าง และระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่าง

แผ่นวงจรพิมพ์ตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP ถูกกำหนดให้มีความหนาเท่ากับ 1 mm ตัวแปรแรกที่จะพิจารณาคือความหนาของชั้น Prepreg 1 (H1) โดยให้ความหนาของชั้น Prepreg 2 (H3) มีค่าเท่ากับค่าความหนาของชั้น Prepreg 1 ค่าความหนาของชั้น Prepreg 1 และ Prepreg 2 จะถูกกำหนดจากค่าความหนาของชั้น Copper Clad (H2) ที่ทางผู้ผลิต ChinaPCBOne จากประเทศจีน มีและสามารถผลิตได้ ซึ่งให้เลือก 2 ค่าคือ 0.4 mm (15.75 mil) และ 0.6 mm (23.62 mil) ค่าความหนาของชั้น Copper Clad ที่เลือกใช้จะทำให้ความหนาของชั้น Prepreg 1 และ Prepreg 2 มี 2 ค่าคือ 0.23 mm (9 mil) และ 0.13 mm (5.07 mil) ตามลำดับ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเลือกใช้ค่าความหนาของชั้น Copper Clad เท่ากับ 0.4 mm เพื่อที่จะได้ค่าความหนาของชั้น Prepreg 1 และ Prepreg 2 เท่ากับ 0.23 mm สาเหตุที่เลือกใช้ค่าดังกล่าว เพราะ ค่าความหนาของชั้น Prepreg 1 และ Prepreg 2 เท่ากับ 0.23 mm มีโอกาสเกิดความผิดพลาดในเชิงขนาดได้น้อยกว่าค่าความหนาเท่ากับ 0.13 mm ในระหว่างขั้นตอนการผลิต

เมื่อทราบค่าความหนาของชั้นไดอิเล็กตริกชั้นต่างๆ ต่อไปจะเป็นการคำนวณหาความกว้างของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบเดี่ยว และระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่าง โดยมีรายละเอียดอยู่ในหัวข้อที่ 3.4.2.1 และ 3.4.2.2 ตามลำดับ

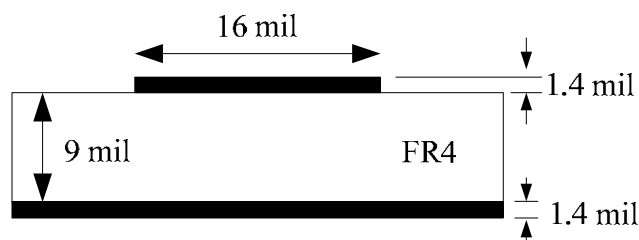
3.4.2.1 อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบเดี่ยว

การออกแบบเส้นสัญญาณ Microstrip แบบเดี่ยวให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50 Ohm ด้วยวิธีการคำนวณหาความกว้างของเส้นสัญญาณ เริ่มต้นกำหนดความหนาของชั้นไดอิเล็กตริกเท่ากับ 9 mil, ความหนาของชั้นเส้นสัญญาณเท่ากับ 1.4 mil, ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของ FR4 เท่ากับ 4.4 และค่า Loss Tangent เท่ากับ 0.015 จากนั้นคำนวณหาความกว้างของเส้นสัญญาณตามสมการที่ (2.22), โปรแกรม Polar SI8000 ของบริษัท Polar Instruments และ Advanced Design System (ADS) 2009 Update 1 ของบริษัท Agilent Technologies โดยโปรแกรม ADS ใช้การคำนวณจากโปรแกรมย่อย Schematic และ Momentum



รูปที่ 3.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบเดี่ยว (Z_0) กับความกว้างของเส้นสัญญาณ (W)

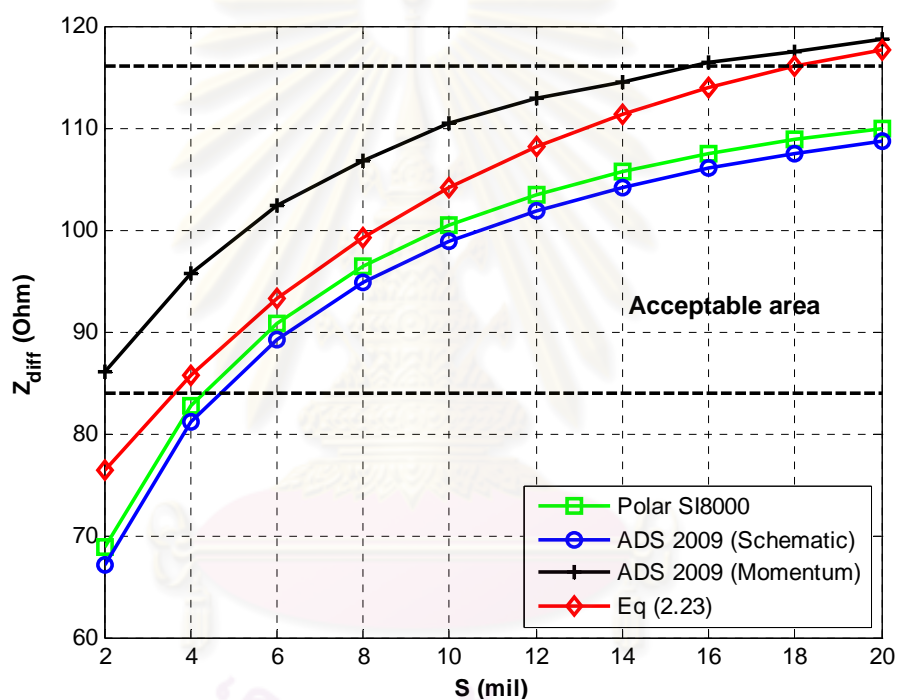
จากการคำนวณหาความกว้างของเส้นสัญญาณตามวิธีที่กล่าวไปข้างต้น ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะกับความกว้างของเส้นสัญญาณ แสดงดังรูปที่ 3.13 พบว่าค่าความกว้างที่คำนวณจากโปรแกรม Polar SI8000 และ ADS 2009 (Schematic) ให้ผลใกล้เคียงกันแต่มีค่าน้อยกว่าการคำนวณจากสมการที่ (2.22) และ ADS 2009 (Momentum) ในที่นี้เลือกใช้ค่าความกว้างของเส้นสัญญาณเท่ากับ 16 mil ตามการคำนวณด้วยโปรแกรม ADS 2009 (Momentum) เพราะการคำนวณด้วยวิธีนี้ใช้วิธี Finite Element ซึ่งให้ผลที่ถูกต้องมากที่สุด ค่าความกว้างดังกล่าวจะให้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 53 Ohm โดยวงจร CDR ยอมให้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะผิดพลาดจาก 50 Ohm ได้ไม่เกิน $\pm 16\%$ [27-28] เพราะฉะนั้นภาพตัดขวางของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบเดี่ยวแสดงดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 ภาพตัดขวางของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบเดี่ยวที่ได้ออกแบบ

3.4.2.2 อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่าง

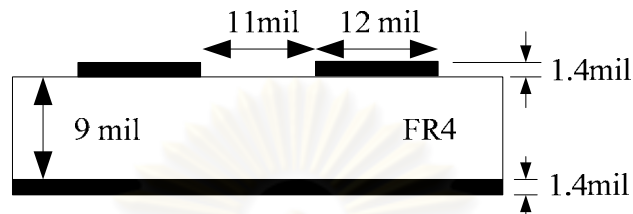
การออกแบบเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่างให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่าง (Z_{diff}) เท่ากับ 100 Ohm ด้วยวิธีการคำนวณหาระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณ เริ่มต้นจากกำหนดให้ค่าความกว้างของเส้นสัญญาณเท่ากับ 12 mil เป็นความกว้างเท่ากับความกว้างของขนาดลายเส้นขา (pad) ของวงจร CDR ตามคำแนะนำของบริษัท MAXIM [36], ความหนาของชั้นเส้นสัญญาณเท่ากับ 1.4 mil, ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของ FR4 เท่ากับ 4.4 และค่า Loss Tangent เท่ากับ 0.015 จากนั้นคำนวณหาระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณ ด้วยสมการที่ (2.23), โปรแกรม Polar SI8000 และ ADS



รูปที่ 3.15 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่าง (Z_{diff}) กับระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณ (S)

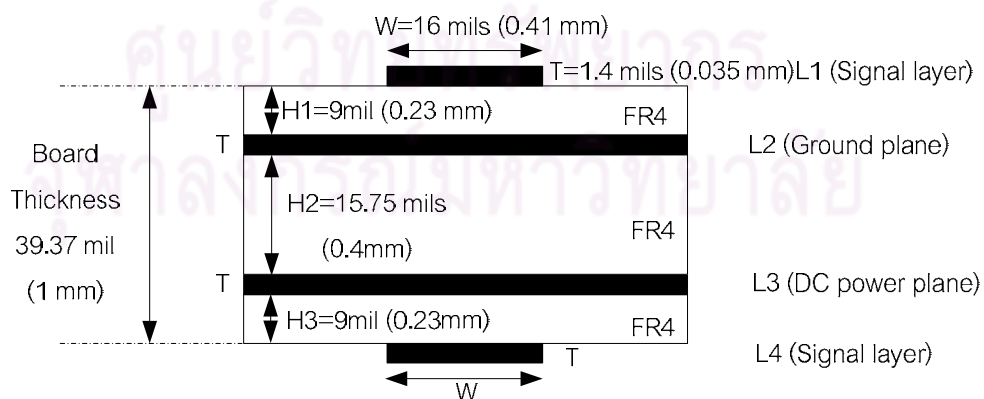
จากการคำนวณหาระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณตามวิธีที่กล่าวไปข้างต้น ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะกับระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณแสดงดังรูปที่ 3.15 พบว่าค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะที่คำนวณจากโปรแกรม Polar SI8000, ADS 2009 (Schematic) และจากสมการที่ (2.23) ให้ผลใกล้เคียงกัน แต่การคำนวณด้วยโปรแกรม ADS 2009 (Momentum) ให้ผลของค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะที่สูงกว่าวิธีอื่น เนื่องจากการคำนวณด้วยวิธีนี้รวมผลของการคู่ควบ (Coupling) ระหว่างเส้นสัญญาณ ในที่นี้เลือกใช้ระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณเท่ากับ 11 mil ซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ

เท่ากับ 111.5 Ohm จากการคำนวณด้วยโปรแกรม ADS (Momentum) การเลือกใช้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะสูงกว่า 100 Ohm เนื่องจากเพื่อสำหรับความผิดพลาดในการผลิต นอกจากนั้นวงจร CDR ยอมให้เส้นสัญญาณมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะผิดพลาดจาก 100 Ohm ได้ไม่เกิน $\pm 16\%$ [27-28] ซึ่งสามารถแสดงภาพตัดขวางของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่างในรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 ภาพตัดขวางของเส้นสัญญาณชนิด Microstrip แบบผลต่างที่ได้ออกแบบ

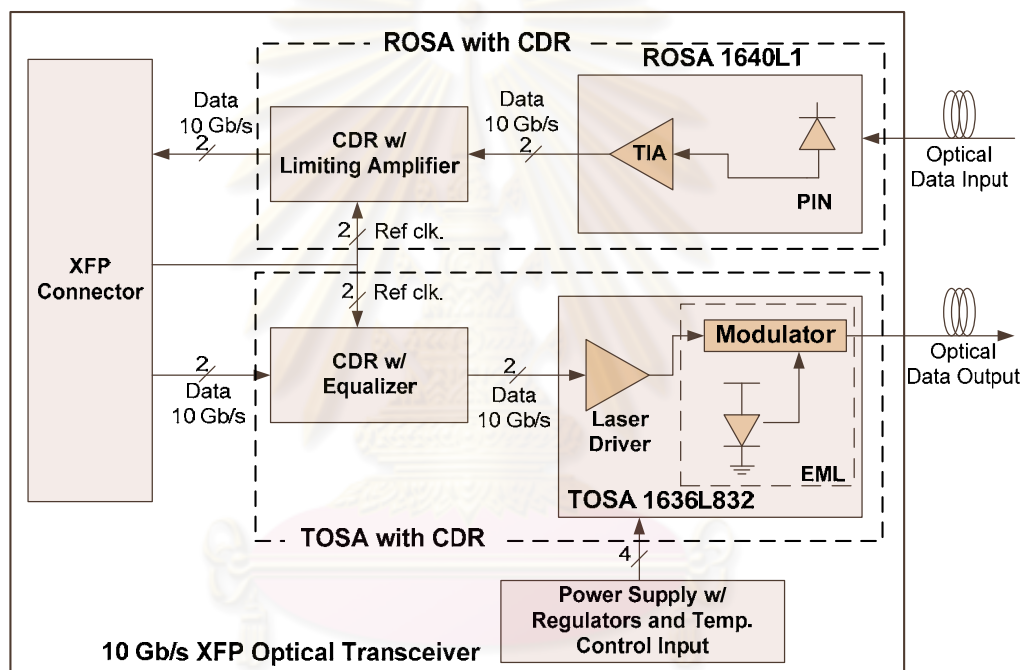
จากผลการเลือกใช้ความหนาของเส้นสัญญาณ (T), การคำนวณหาความหนาของชั้นไดอิเล็กตริกชั้นต่างๆ, การคำนวณหาความกว้างของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบเดี่ยว (W) และการคำนวณหาระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่าง (S) สามารถสรุปได้ดังต่อไปนี้ ความหนาของเส้นสัญญาณเท่ากับ 1.4 mil, ความหนาของชั้น Prepreg 1 (H1) และ Prepreg 2 (H3) เท่ากับ 9 mil (0.23 mm) และความหนาของชั้น Copper Clad (H2) เท่ากับ 15.75 mil (0.4 mm) ทำให้ผลรวมความหนาแผ่นวงจรพิมพ์เท่ากับ 39.37 mil (1 mm) ส่วนความกว้างของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบเดี่ยวเท่ากับ 16 mil ดังแสดงในรูปที่ 3.17 นอกจากนี้ ความกว้างของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่างเท่ากับ 12 mil และระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่างเท่ากับ 11 mil



รูปที่ 3.17 แผ่นวงจรพิมพ์ของตัวส่งรับสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP ที่ออกแบบไว้

3.5 การออกแบบลายวงจรของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

ลายวงจรของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP ประกอบด้วย 4 องค์ประกอบหลัก คือ (1) ลายวงจรของภาคส่งของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง (TOSA with CDR), (2) ลายวงจรของภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง (ROSA with CDR), (3) ลายวงจรแหล่งจ่ายไฟและจุดเชื่อมต่อดวงจรรวมอุณหภูมิภายนอก (Power Supply with Regulators and Temperature Control Input) และ (4) ลายวงจรหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ (XFP Connector) ซึ่งแสดงแผนภาพการเชื่อมต่อดังรูปที่ 3.18 โดยจะอธิบายรายละเอียดของแต่ละส่วนประกอบในหัวข้อ 3.5.1 ถึง 3.5.4 ตามลำดับ



รูปที่ 3.18 แผนภาพการเชื่อมแต่ละองค์ประกอบของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงที่ออกแบบไว้

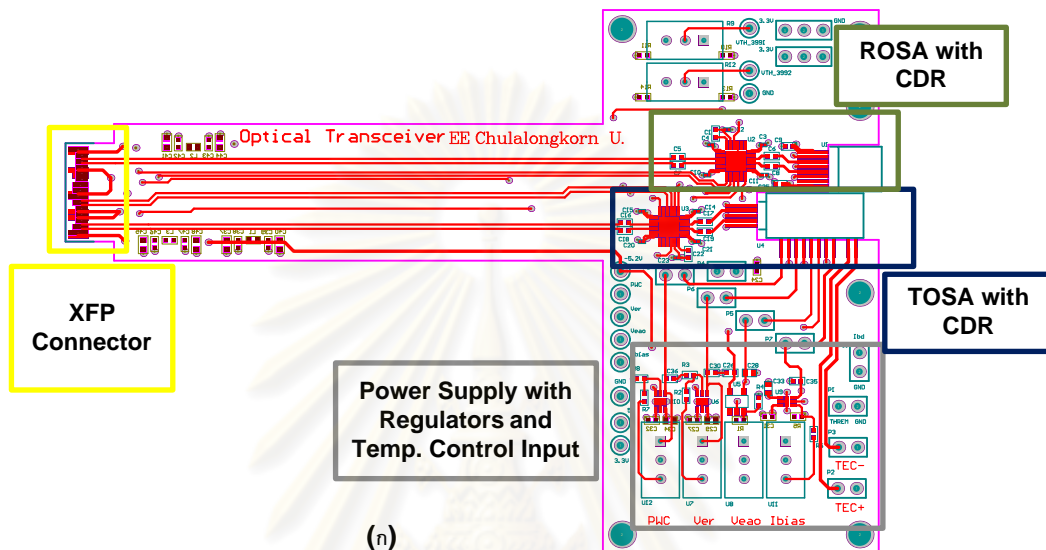
แผ่นวงจรพิมพ์ตัวรับส่งสัญญาณทางแสงใช้ FR4 เป็นชั้นไดอิเล็กตริก และทองแดงเป็นตัวนำไฟฟ้า มีทั้งหมด 4 ชั้น ดังต่อไปนี้

- (1) Signal Layer (1) เป็นชั้นสำหรับสัญญาณความเร็วสูง
- (2) Ground Plane เป็นชั้นกราวด์
- (3) Power Plane เป็นชั้นสำหรับไฟเลี้ยงโดยแบ่งออกเป็น 2 พื้นที่ คือ พื้นที่แรกสำหรับแรงดัน 3.3 V เพื่อป้อนให้กับวงจร CDR ทั้งภาคส่งและภาครับ, ตัวขยายสัญญาณภายในตัวตรวจจับแสง และวงจรแหล่งจ่ายไฟเพื่อแปลงแรงดันไปค่าอื่นๆ ซึ่งควบคุม

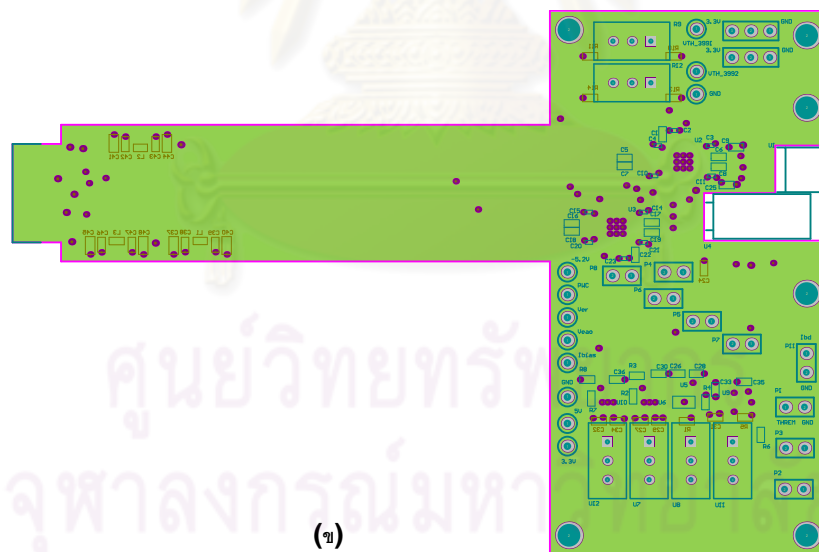
โดยวงจรควบคุมแรงดัน (Voltage Regulator) และพื้นที่ที่สองสำหรับแรงดัน 5 V เพื่อ
ป้อนให้กับตัวขับเลเซอร์และตัวตรวจจับแสงชนิด PIN

(4) Signal Layer (2) เป็นชั้นสำหรับสัญญาณตรวจสอบสถานะของวงจรต่างๆ และ
ลายเส้นทองแดงสำหรับนำกระแสไฟฟ้าไปเลี้ยงอุปกรณ์ที่ขาดสัญญาณต่างๆ

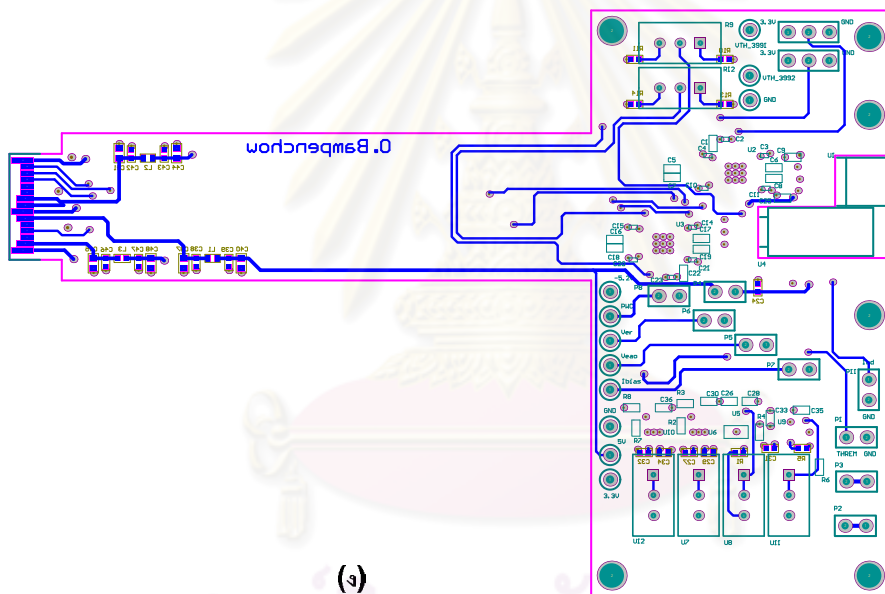
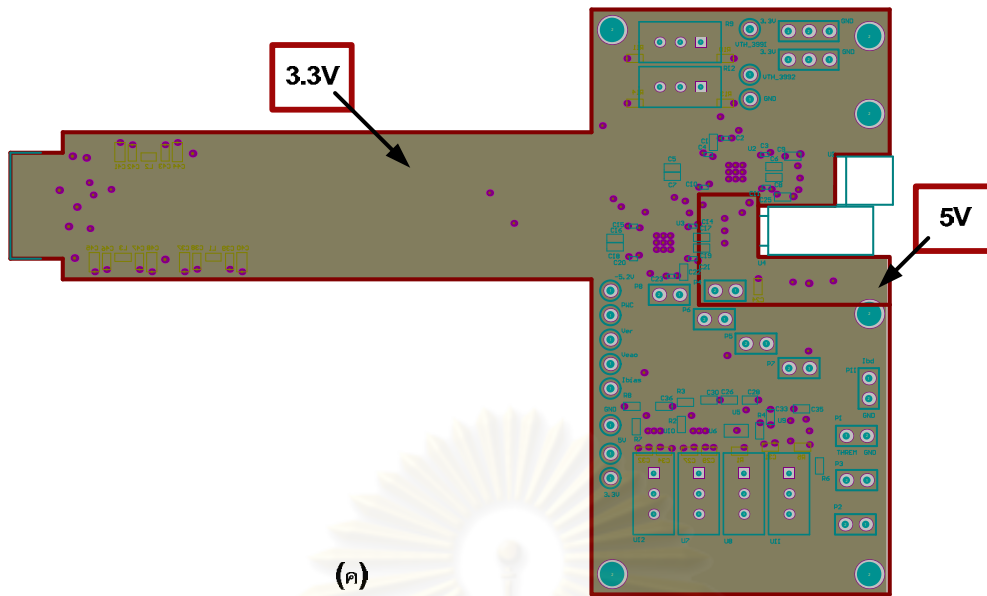
ลายวงจรของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงในแต่ละชั้นที่ได้ออกแบบแสดงดังรูปที่ 3.19



(ก)



(ข)

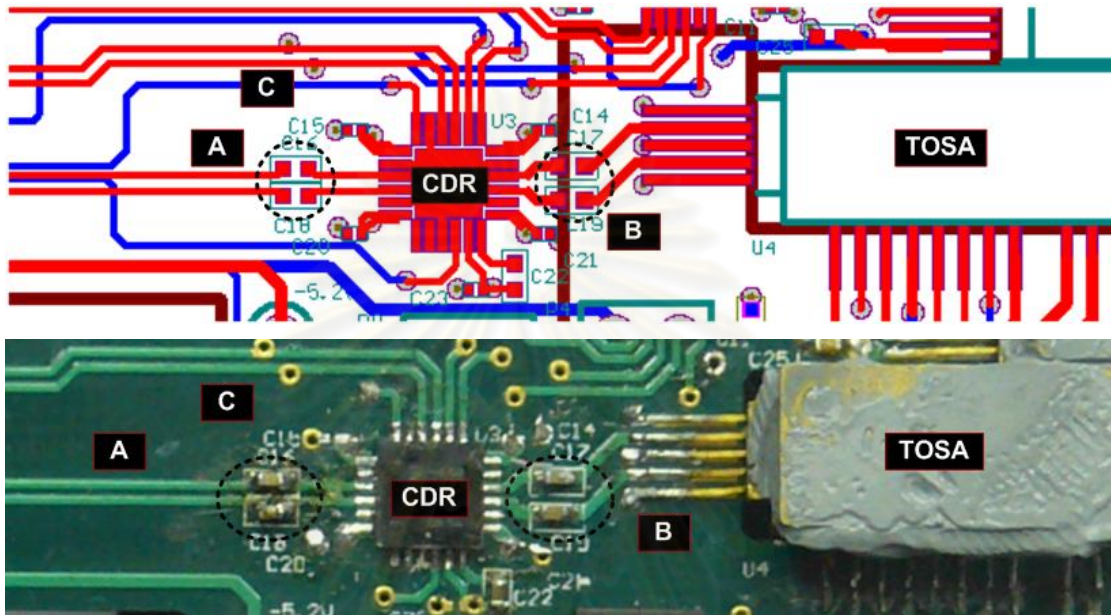


รูปที่ 3.19 ลายวงจรของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง (ก) ชั้น Signal Layer (1), (ข) ชั้น Ground Plane, (ค) ชั้น Power Plane และ (ง) ชั้น Signal Layer (2)

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

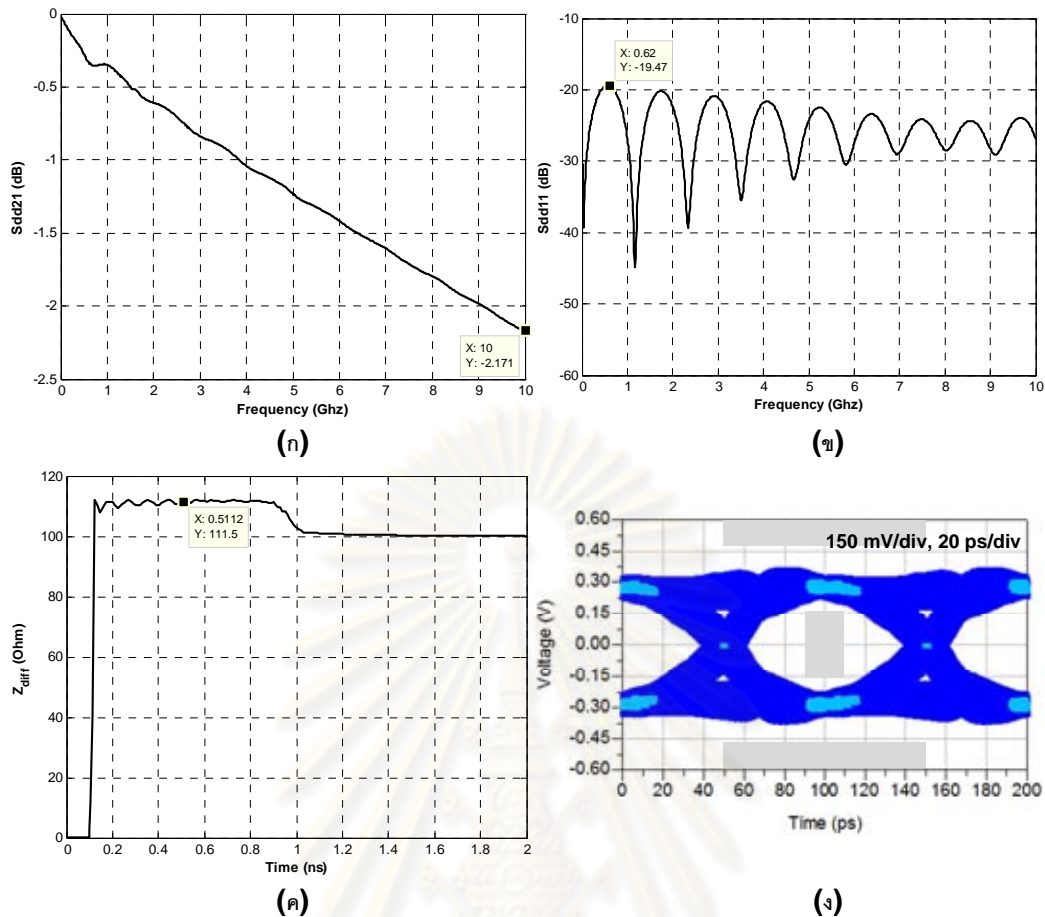
3.5.1 ลายวงจรของภาคส่งของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

ลายวงจรภาคส่งของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงประกอบด้วย 2 ส่วน คือ (1) ลายเส้นสัญญาณความเร็วสูง และ (2) ลายเส้นเชื่อมต่อแหล่งจ่ายไฟและวงจรควบคุมอุณหภูมิภายนอก ลายวงจรส่วนนี้ทำหน้าที่กู้คืนสัญญาณแรงดันผลต่างที่วิ่งผ่านบอร์ดทดสอบ XFP และแปลงสัญญาณดังกล่าวให้เป็นสัญญาณทางแสง พร้อมกับควบคุมเสถียรภาพของสัญญาณทางแสง



รูปที่ 3.20 ลายเส้นสัญญาณความเร็วสูงในภาคส่งของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

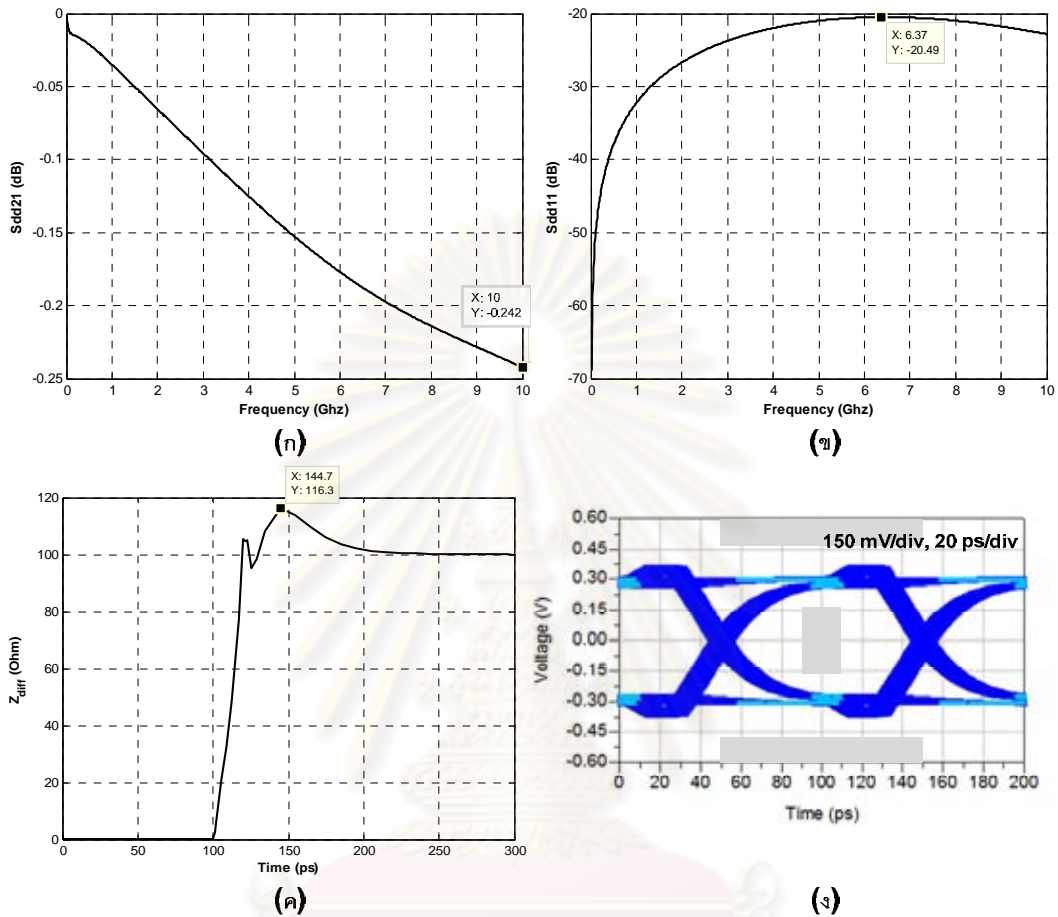
ลายเส้นสัญญาณความเร็วสูงแสดงดังรูปที่ 3.20 มีทั้งหมด 3 ส่วน คือ (1) ลายเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่างสำหรับสัญญาณข้อมูล ที่เชื่อมระหว่างหัวต่อ 30 ขาสัญญาณกับวงจร CDR ของภาคส่ง โมดูล MAX3992 ของบริษัท MAXIM (จุด A) โดยระดับแรงดันในเส้นสัญญาณจะเป็นแรงดันผลต่างชนิด CML ขนาด $600\text{ mV}_{\text{p-p}}$, (2) ลายเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่างสำหรับสัญญาณข้อมูลที่เชื่อมระหว่างวงจร CDR ของภาคส่งกับตัวส่งสัญญาณทางแสงชนิด EML โมดูล 1636L832 ของบริษัท CyOptics (จุด B) โดยระดับแรงดันในเส้นสัญญาณเป็นแรงดันผลต่างชนิด CML ขนาด $650\text{ mV}_{\text{p-p}}$ และ (3) ลายเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่างสำหรับสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง ที่เชื่อมระหว่างหัวต่อ 30 ขาสัญญาณกับวงจร CDR ของภาคส่ง (จุด C) โดยความถี่ของสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงมีค่าเท่ากับ 155.52 MHz และมีระดับแรงดันผลต่างชนิด LVPECL ขนาด $800\text{ mV}_{\text{p-p}}$ ตัวเก็บประจุขนาด $0.1\text{ }\mu\text{F}$ ในแพ็คเกจ 0402 ที่อยู่บนลายเส้นสัญญาณความเร็วสูงก่อนหน้าวงจร CDR และตัวส่งสัญญาณทางแสงดังที่ได้วงกลมเส้นประไว้ในรูปที่ 3.20 ทำหน้าที่กำจัดสัญญาณไฟตรง โดยมีผลการจำลองของลายเส้นสัญญาณที่จุด A และ B ด้วยโปรแกรม ADS แสดงดังรูปที่ 3.21 และรูปที่ 3.22 ตามลำดับ



รูปที่ 3.21 ผลการจำลองด้วยโปรแกรม ADS ที่จุด A ของภาคส่ง
(ก) ค่า Sdd21, (ข) ค่า Sdd11, (ค) TDR และ (ง) แผนภาพรูปตา

สัญญาณแรงดันผลต่างจะถูกจำลองให้วิ่งจากหัวต่อ 30 ขาสัญญาณไปยังวงจร CDR ที่ภาคส่ง โดยมีความยาวของเส้นสัญญาณเท่ากับ 2,955.65 mil ซึ่งมีผลการจำลองตามรูปที่ 3.21 ซึ่งแบ่งออกเป็น 4 ส่วนดังนี้ (1) การส่งผ่าน Sdd21 มีการลดทอนสูงขึ้นเมื่อความถี่ของสัญญาณแรงดันผลต่างเพิ่มขึ้นดังรูปที่ 3.21 (ก) โดยที่ความถี่เท่ากับ 10 GHz มีค่าการลดทอนเท่ากับ -2.171 dB ซึ่งค่าการลดทอนดังกล่าวเพียงพอต่อการรับส่งสัญญาณแรงดันผลต่างอัตราข้อมูล 10 Gb/s, (2) การสะท้อน Sdd11 แสดงดังรูปที่ 3.21 (ข) มีค่าการสะท้อนสูงสุดเท่ากับ -19.47 dB หรือคิดเป็น 0.11 เท่าของกำลังสัญญาณขาเข้า ที่ความถี่เท่ากับ 620 MHz และเมื่อความถี่ของสัญญาณเพิ่มสูงขึ้น ค่าการสะท้อนของสัญญาณมีแนวโน้มลดลงโดยมีค่าน้อยกว่า -20 dB, (3) อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายสัญญาณที่ออกแบบแสดงดังรูปที่ 3.21 (ค) มีค่าเท่ากับ 111.5 Ohm ซึ่งเท่ากับที่คำนวณไว้ในหัวข้อที่ 3.4.2.2 และ (4) การจำลองแผนภาพรูปตาโดยให้สัญญาณแรงดันผลต่างที่มีค่าแรงดันบิต '1' เท่ากับ 300 mV, ค่าแรงดันบิต '0' เท่ากับ -300 mV, รูปแบบข้อมูล Pseudo Random Binary Sequence (PRBS) $2^{15}-1$, ค่า Rise/Fall time เท่ากับ 12.04 ps และค่า Deterministic Jitter (DJ) เท่ากับ $0.05 U_{pp}$ วิ่งผ่านเส้นสัญญาณและจำลองแผนภาพรูป

ตาของสัญญาณก่อนเข้าวงจร CDR แสดงดังรูปที่ 3.21 (ง) พบว่ามีค่า Rise time เท่ากับ 34.64 ps, Fall time เท่ากับ 34.68 ps, ค่า DJ เท่ากับ 0.16 UI_{p-p} และแผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างผ่านหน้ากากแผนภาพรูปตา (Eye Mask) มาตรฐาน OC-192/STM-64

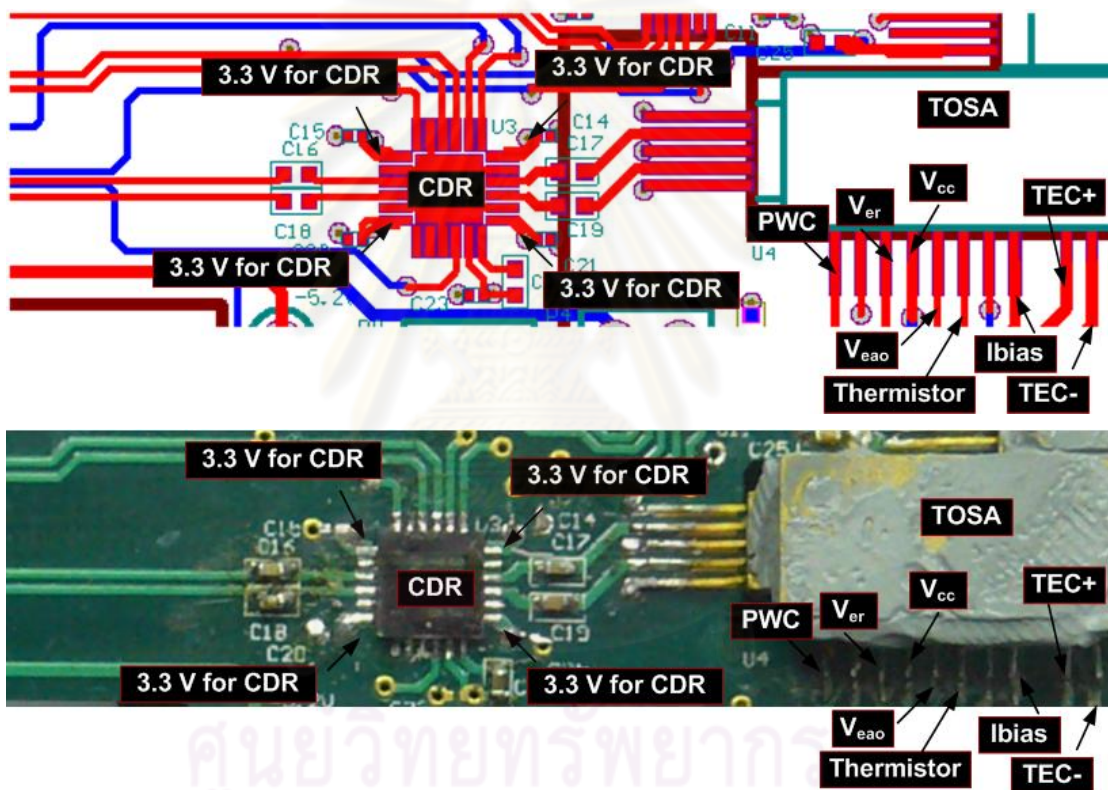


รูปที่ 3.22 ผลการจำลองด้วยโปรแกรม ADS ที่จุด B ของภาคส่ง

(ก) ค่า Sdd21, (ข) ค่า Sdd11, (ค) TDR และ (ง) แผนภาพรูปตา

หลังจากพิจารณาเส้นสัญญาณที่จุด A ของภาคส่งแล้ว ต่อมาจะพิจารณาเส้นสัญญาณที่จุด B สัญญาณจะถูกจำลองให้วิ่งออกจากวงจร CDR ที่ภาคส่งไปยังตัวส่งสัญญาณทางแสง โดยมีความยาวของเส้นสัญญาณเท่ากับ 280.95 mil ซึ่งมีผลการจำลองตามรูปที่ 3.22 โดยแบ่งการวิเคราะห์ออกเป็น 4 ส่วนดังนี้ (1) การส่งผ่าน Sdd21 มีการลดทอนน้อยดังรูปที่ 3.22 (ก) ที่ความถี่ 10 GHz มีค่าการลดทอนเท่ากับ -0.242 dB หรือคิดเป็น 0.945 เท่าของกำลังสัญญาณขาเข้า ซึ่งค่าการลดทอนดังกล่าวเพียงพอต่อการรับส่งสัญญาณแรงดันผลต่างอัตราข้อมูล 10 Gb/s, (2) การสะท้อน Sdd11 แสดงดังรูปที่ 3.22 (ข) มีค่าการสะท้อนสูงสุดเท่ากับ -20.49 dB ที่ความถี่ของสัญญาณ 6.37 GHz และเมื่อความถี่ของสัญญาณเพิ่มขึ้น การสะท้อนของสัญญาณมีค่าน้อยกว่า -20 dB, (3) อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายเส้นสัญญาณที่ออกแบบแสดงดังรูปที่ 3.22 (ค) มี

ค่าสูงสุดเท่ากับ 116.3 Ohm จากผลการจำลอง TDR ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะที่ได้มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นอย่างฉับพลันและจึงค่อยๆลดลง เนื่องจากลายเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่างมีการหักมุมเพื่อให้เชื่อมต่อกับตัวส่งสัญญาณทางแสงในตำแหน่งที่เหมาะสม ทำให้เกิดความไม่ต่อเนื่องในเส้นสัญญาณ และ (4) การจำลองแผนภาพรูปตาโดยใช้สัญญาณแรงดันผลต่าง ที่มีคุณสมบัติเช่นเดียวกับการจำลองการส่งสัญญาณจากหัวต่อ 30 ขาสัญญาณไปวงจร CDR ที่ภาคส่ง วิ่งผ่านเส้นสัญญาณที่จุด B ได้ผลการจำลองของสัญญาณก่อนเข้าตัวส่งสัญญาณทางแสงดังรูปที่ 3.22 (ง) พบว่ามีค่า Rise time เท่ากับ 27.08 ps, Fall time เท่ากับ 27.16 ps, ค่า DJ เท่ากับ 0.05 UI_{p-p} และแผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างผ่านหน้ากากแผนภาพรูปตามาตรฐาน OC-192/STM-64



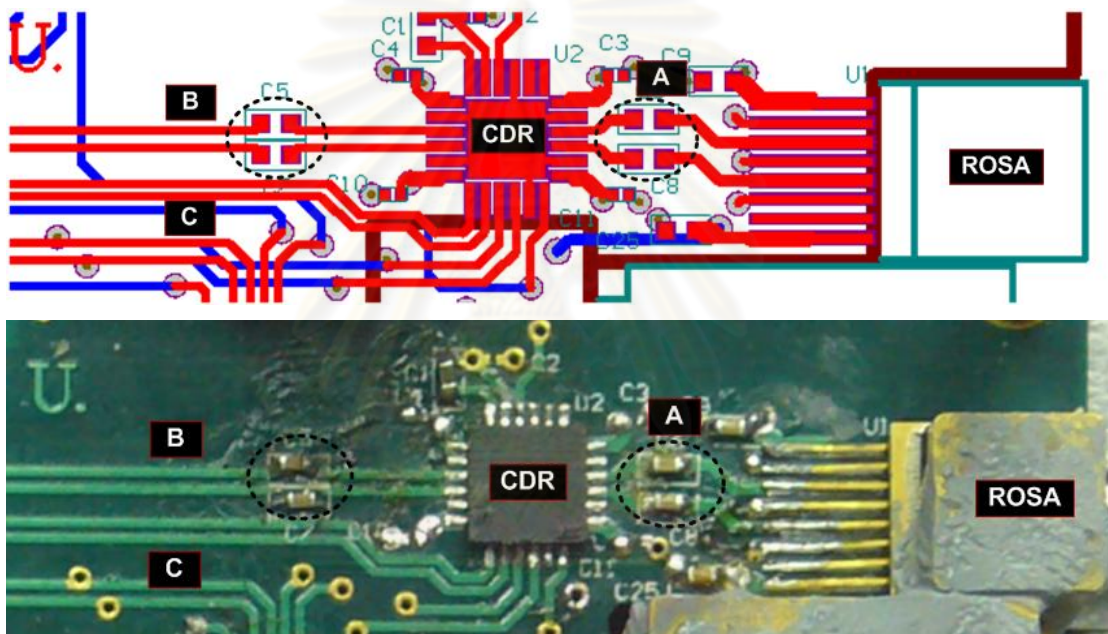
รูปที่ 3.23 ลายเส้นเชื่อมต่อแหล่งจ่ายไฟและวงจรควบคุมอุณหภูมิภายนอกในภาคส่งของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

ลายเส้นเชื่อมต่อแหล่งจ่ายไฟและวงจรควบคุมอุณหภูมิภายนอกตามรูปที่ 3.23 ประกอบด้วยกัน 7 ส่วน คือ (1) ไฟเลี้ยงของวงจร CDR มีค่าเท่ากับ 3.3 V, (2) ไฟเลี้ยงของตัวขับเลเซอร์ (V_{cc}) มีค่าเท่ากับ 5 V, (3) ไฟเลี้ยงของเลเซอร์ชนิด DFB (I_{bias}) ควบคุมโดยวงจรควบคุมแรงดัน มีค่าอยู่ในช่วง 1.2 - 1.9 V, (4) ไฟเลี้ยงแรงดันไบแอสย้อนกลับของตัวมอดูเลเตอร์ (V_{ea0}) ควบคุมโดยวงจรควบคุมแรงดัน มีค่าอยู่ในช่วง -2 ถึง -1.6 V, (5) ไฟเลี้ยงแรงดันกำหนดสัดส่วนเอ็กซ์ติงชันของตัวขับเลเซอร์ (V_{er}) ควบคุมโดยวงจรควบคุมแรงดัน มีค่าอยู่ในช่วง 0.8 - 1.2 V, (6)

แรงดันปรับจุดตัดของแผนภาพรูปตาของสัญญาณทางไฟฟ้า (V_{PWC}) ควบคุมโดยวงจรควบคุมแรงดัน มีค่าอยู่ในช่วง 0.9 - 1.7 V และ (7) ลายเส้นสำหรับเชื่อมต่อกับวงจรควบคุมอุณหภูมิภายนอก (TEC+, TEC- และ Thermistor)

3.5.2 ลายวงจรของภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

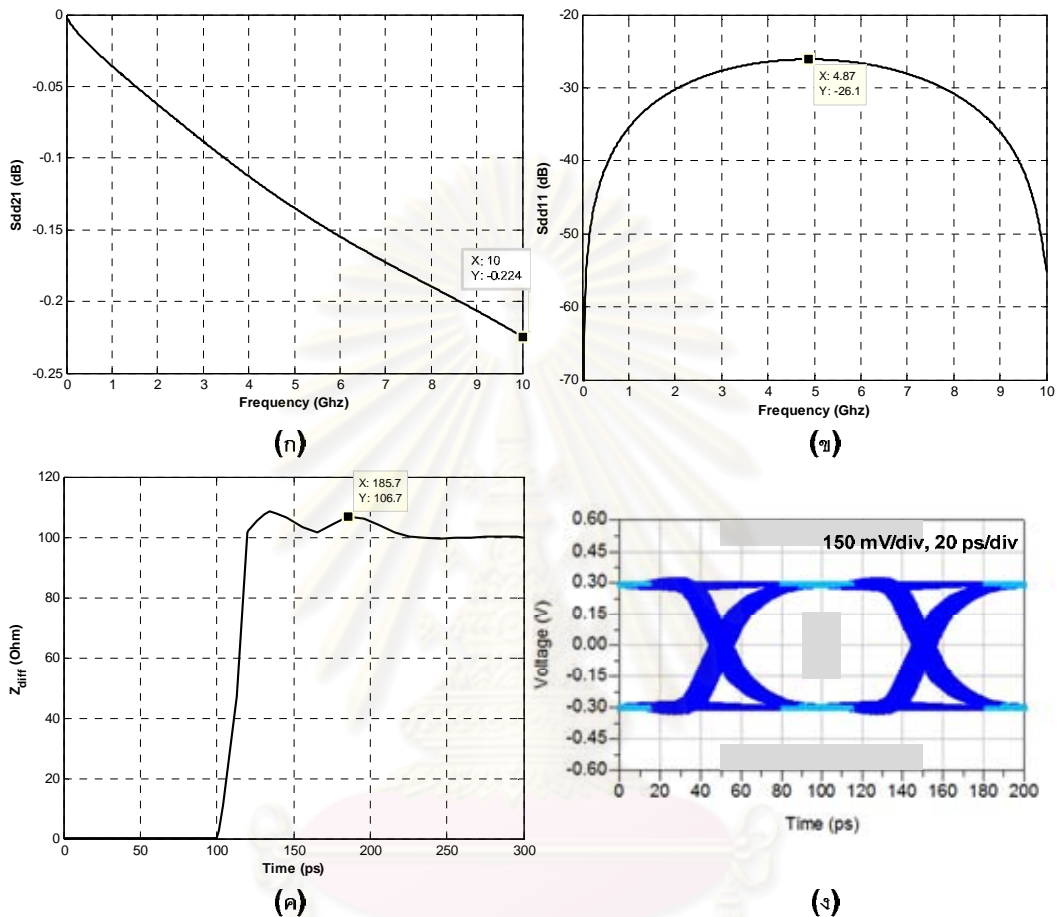
ลายวงจรของภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงประกอบด้วย 2 ส่วน คือ (1) ลายเส้นสัญญาณความเร็วสูง และ (2) ลายเส้นเชื่อมต่อแหล่งจ่ายไฟ ลายวงจรส่วนนี้จะทำหน้าที่แปลงสัญญาณทางแสงกลับไปเป็นสัญญาณทางไฟฟ้า และกู้คืนสัญญาณที่ได้ป้อนกลับไปยังบอร์ดทดสอบ XFP พร้อมกับขาสัญญาณเชื่อมต่อแหล่งจ่ายไฟ



รูปที่ 3.24 ลายเส้นสัญญาณความเร็วสูงในภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

ลายเส้นสัญญาณความเร็วสูงตามรูปที่ 3.24 มีทั้งหมด 3 ส่วน คือ (1) ลายเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่างสำหรับสัญญาณข้อมูล ที่เชื่อมระหว่างตัวตรวจจับแสงชนิด PIN โมดูล 1640L1 ของบริษัท CyOptics กับวงจร CDR ของภาครับ โมดูล MAX3991 ของบริษัท MAXIM (จุด A) โดยระดับแรงดันในเส้นสัญญาณขาออกจะมีค่าอยู่ในช่วง 15 - 1000 mV_{p-p} ขึ้นกับกำลังแสงขาเข้า, (2) ลายเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่างสำหรับสัญญาณข้อมูล ที่เชื่อมต่อบetween วงจร CDR ของภาครับกับหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ (จุด B) โดยระดับแรงดันในเส้นสัญญาณเป็นแรงดันผลต่างชนิด CML ขนาด 650 mV_{p-p} และ (3) ลายเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่างสำหรับสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง (จุด C) ที่เชื่อมต่อบetween หัวต่อ 30 ขาสัญญาณกับวงจร CDR ของภาครับ ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงมีค่าเท่ากับ 155.52 MHz และมีระดับ

แรงดันผลต่างชนิด LVPECL เท่ากับ 800 mV_{p-p} โดยมีตัวเก็บประจุที่มีคุณสมบัติเช่นเดียวกับภาคส่งอยู่บนลายเส้นสัญญาณความเร็วสูงก่อนเข้าและหลังจากออกจากวงจร CDR ที่ภาครับ ดังที่ได้วงกลมเส้นประไว้ในรูปที่ 3.24 โดยมีผลการจำลองของลายเส้นสัญญาณที่จุด A และ B ด้วยโปรแกรม ADS แสดงดังรูปที่ 3.25 และรูปที่ 3.26 ตามลำดับ

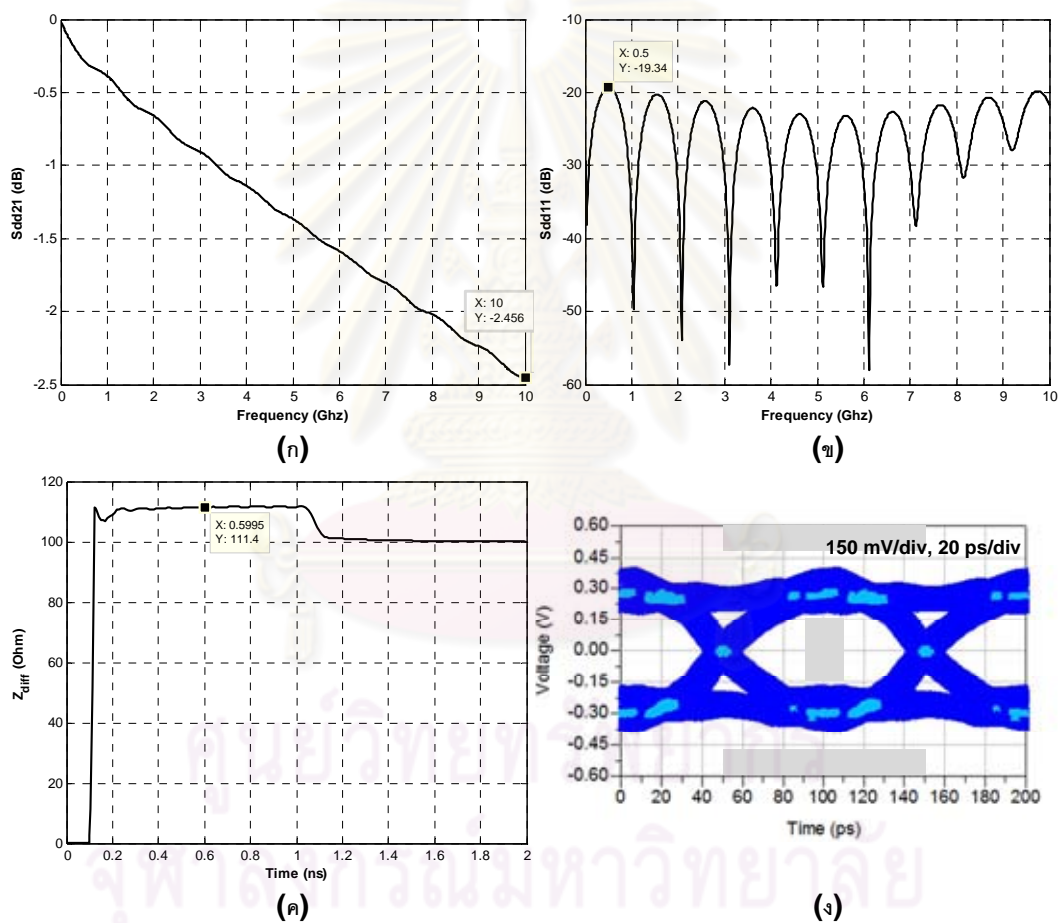


รูปที่ 3.25 ผลการจำลองด้วยโปรแกรม ADS ที่จุด A ของภาครับ

(ก) ค่า Sdd21, (ข) ค่า Sdd11, (ค) TDR และ (ง) แผนภาพรูปตา

สัญญาณแรงดันผลต่างจะถูกจำลองให้วิ่งจากตัวตรวจจับแสงไปยังวงจร CDR ที่ภาครับ โดยมีความยาวของเส้นสัญญาณเท่ากับ 174.18 mil ซึ่งมีผลการจำลองตามรูปที่ 3.25 โดยแบ่งการวิเคราะห์ออกเป็น 4 ส่วนดังนี้ (1) การส่งผ่าน Sdd21 มีการลดทอนน้อยมากดังรูปที่ 3.25 (ก) ที่ความถี่ 10 GHz มีค่าการลดทอนเท่ากับ -0.224 dB ซึ่งถือว่าการออกแบบที่เหมาะสม เพราะสัญญาณแรงดันผลต่างจากตัวขยายสัญญาณชนิด TIA จะมีค่าผลต่างแรงดันน้อย ทำให้เมื่อเคลื่อนที่ผ่านเส้นสัญญาณมายังปลายทาง กำลังของสัญญาณจะเหลือน้อยลง, (2) การสะท้อน Sdd11 แสดงดังรูปที่ 3.25 (ข) มีค่าการสะท้อนสูงสุดเท่ากับ -26.1 dB ที่ความถี่ 4.87 GHz, (3) อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของลายเส้นสัญญาณที่ออกแบบแสดงดังรูปที่ 3.25 (ค) มีค่า

เท่ากับ 106.7 Ohm จากผลการจำลอง TDR ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะมีการเปลี่ยนแปลงที่ช้ากว่าและน้อยกว่า กรณีเส้นสัญญาณระหว่างวงจร CDR ที่ภาคส่งและตัวส่งสัญญาณทางแสง เพราะก่อนที่จะหักมุมของเส้นสัญญาณมีเส้นสัญญาณในแนวเส้นตรงต่อยื่นออกมาจากตัวตรวจจับแสง ทำให้ลดผลของความไม่ต่อเนื่องในเส้นสัญญาณลงได้ และ (4) การจำลองแผนภาพรูปตาโดยให้สัญญาณแรงดันผลต่าง ที่มีคุณสมบัติเช่นเดียวกับการจำลองการส่งสัญญาณจากหัวต่อ 30 ขาสัญญาณไปวงจร CDR ที่ภาคส่ง วิ่งผ่านเส้นสัญญาณที่จุด A ได้ผลการจำลองของสัญญาณก่อนเข้าวงจร CDR ของภาครับดังรูปที่ 3.25 (ง) พบว่ามีค่า Rise time เท่ากับ 19.61 ps, Fall time เท่ากับ 19.69 ps, ค่า DJ เท่ากับ 0.05 UI_{p-p} และแผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างผ่านหน้ากากแผนภาพรูปตามาตรฐาน OC-192/STM-64

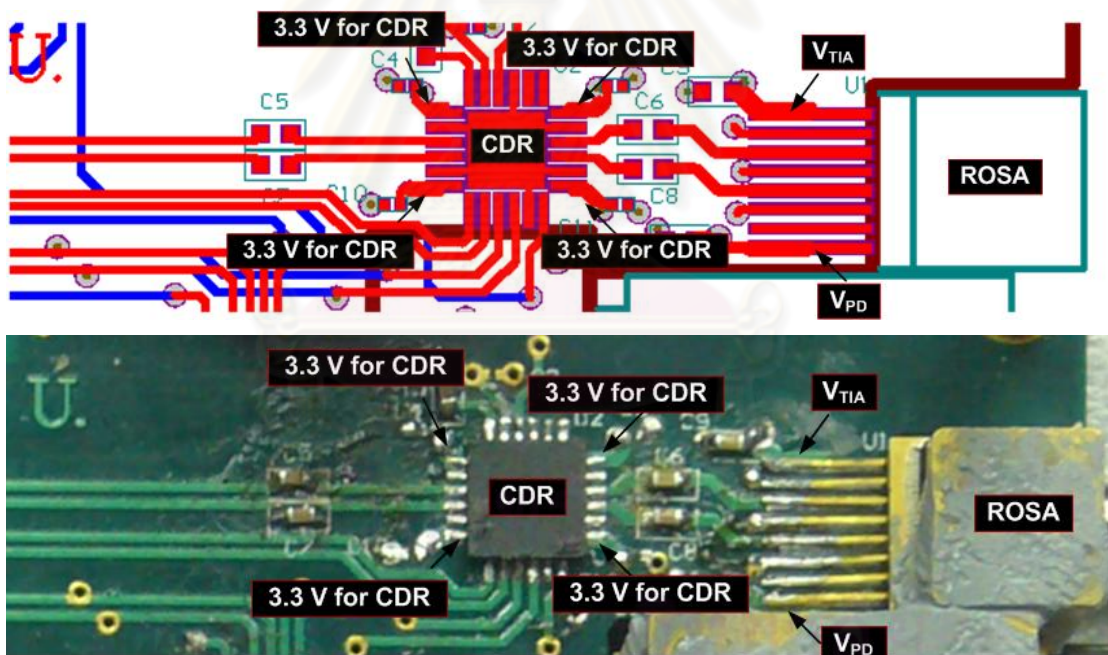


รูปที่ 3.26 ผลการจำลองด้วยโปรแกรม ADS ที่จุด B ของภาครับ

(ก) ค่า Sdd21, (ข) ค่า Sdd11, (ค) TDR และ (ง) แผนภาพรูปตา

หลังจากพิจารณาเส้นสัญญาณที่จุด A ของภาครับแล้ว ต่อมาจะพิจารณาเส้นสัญญาณที่จุด B สัญญาณจะถูกจำลองให้วิ่งออกจากวงจร CDR ไปยังหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ โดยมีความยาวเส้นสัญญาณเท่ากับ 3,312.96 mil ซึ่งมีผลการจำลองตามรูปที่ 3.26 โดยแบ่งการวิเคราะห์

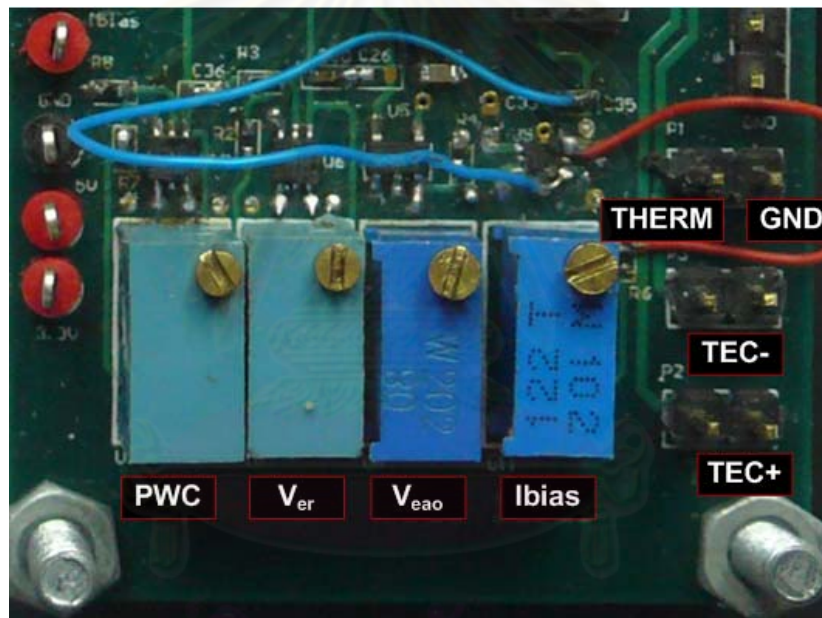
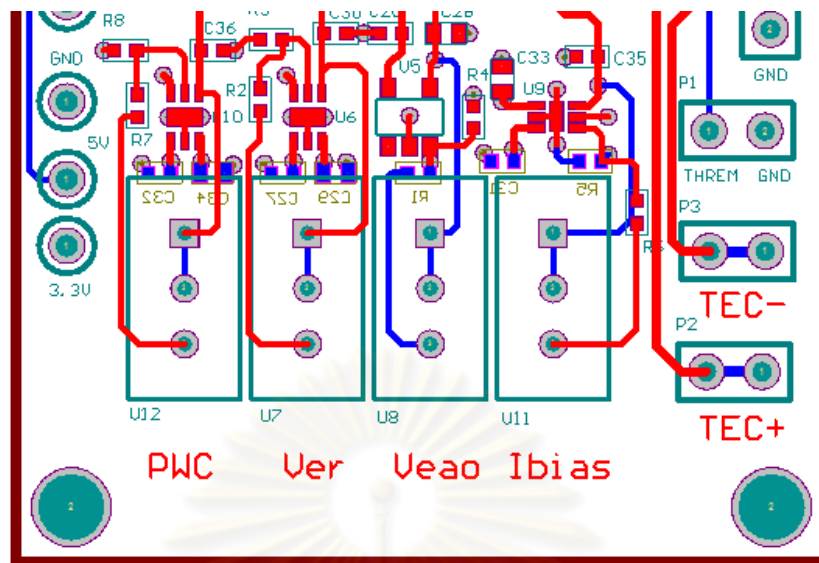
ออกเป็น 4 ส่วนดังนี้ (1) การส่งผ่าน Sdd21 มีการลดทอนมากขึ้นดังรูปที่ 3.26 (ก) เมื่อความถี่ของสัญญาณแรงดันผลต่างเพิ่มขึ้น และลดลงมากกว่ากรณีเส้นสัญญาณระหว่างหัวต่อ 30 ขาสัญญาณกับวงจร CDR ที่ภาคส่ง เพราะมีความยาวเส้นสัญญาณมากกว่า ที่ความถี่ของสัญญาณ 10 GHz มีค่าการลดทอนเท่ากับ -2.456 dB, (2) การสะท้อน Sdd11 แสดงดังรูปที่ 3.26 (ข) มีค่าการสะท้อนสูงสุดเท่ากับ -19.34 dB หรือคิดเป็น 0.12 เท่าของกำลังสัญญาณขาเข้า ที่ความถี่เท่ากับ 500 MHz และเมื่อความถี่ของสัญญาณเพิ่มสูงขึ้น การสะท้อนของสัญญาณยังคงมีค่าต่ำกว่า -20 dB, (3) อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายสัญญาณที่ออกแบบแสดงดังรูปที่ 3.26 (ค) มีค่าเท่ากับ 111.4 Ohm ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับที่คำนวณไว้ในหัวข้อที่ 3.4.2.2 และ (4) การจำลองแผนภาพรูปตาโดยให้สัญญาณแรงดันผลต่าง ที่มีคุณสมบัติเช่นเดียวกับการจำลองการส่งสัญญาณจากหัวต่อ 30 ขาสัญญาณไปวงจร CDR ที่ภาคส่ง วิ่งผ่านเส้นสัญญาณที่จุด B ได้ผลการจำลองของสัญญาณ ณ ตำแหน่งหัวต่อ 30 ขาสัญญาณดังรูปที่ 3.26 (ง) พบว่ามีค่า Rise time เท่ากับ 35.47 ps, Fall time เท่ากับ 35.16 ps, ค่า DJ เท่ากับ 0.11 UI_{p-p} และแผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างผ่านหน้ากากแผนภาพรูปตามาตรฐาน OC-192/STM-64



รูปที่ 3.27 สายเส้นเชื่อมต่อแหล่งจ่ายไฟในภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

สายเส้นเชื่อมต่อแหล่งจ่ายไฟแสดงดังรูปที่ 3.27 ประกอบด้วยกัน 2 ส่วน คือ (1) ไฟเลี้ยงแรงดัน 3.3 V เพื่อป้อนให้กับวงจร CDR ของภาครับและตัวขยายสัญญาณชนิด TIA (V_{TIA}) และ (2) ไฟเลี้ยงแรงดัน 5 V ป้อนให้กับตัวตรวจจับแสงชนิด PIN (V_{PD})

3.5.3 ลายวงจรแหล่งจ่ายไฟและจุดเชื่อมต่อวงจรควบคุมอุณหภูมิภายนอก



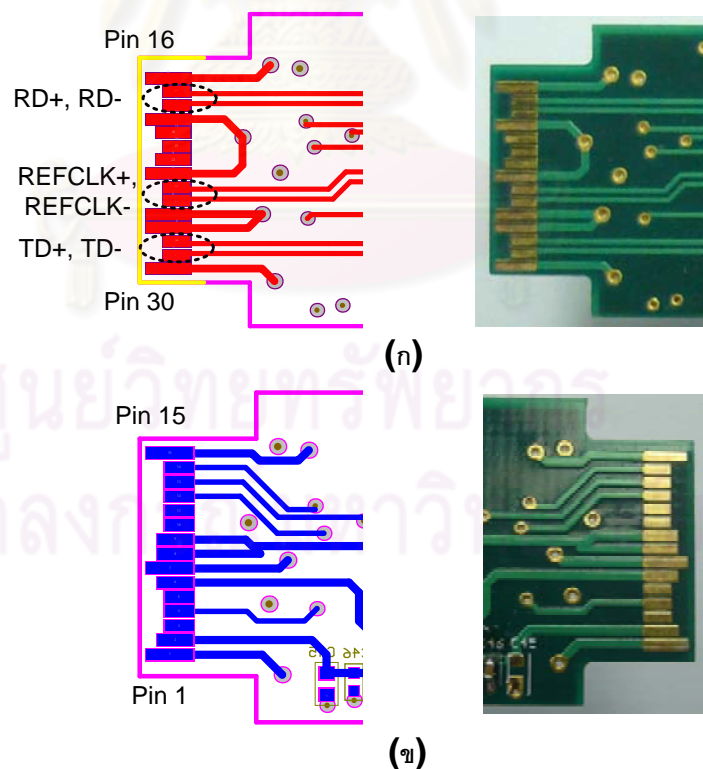
รูปที่ 3.28 ลายวงจรแหล่งจ่ายไฟและจุดเชื่อมต่อวงจรควบคุมอุณหภูมิภายนอก

ลายวงจรแหล่งจ่ายไฟและจุดเชื่อมต่อวงจรควบคุมอุณหภูมิภายนอกประกอบด้วยลายวงจร 2 ส่วน คือ (1) ลายวงจรแหล่งจ่ายไฟทำหน้าที่แปลงแรงดันจาก 3.3 V และ -5.2 V เป็นระดับแรงดันที่เหมาะสมสำหรับป้อนให้กับขาสัญญาณของตัวส่งสัญญาณทางแสง โดยใช้วงจรควบคุมแรงดัน และ (2) ลายวงจรจุดเชื่อมต่อวงจรควบคุมอุณหภูมิภายนอกเป็นจุดเชื่อมต่อกับบอร์ดตัวอย่าง MAX8521 EV Kit จากบริษัท MAXIM สำหรับควบคุมอุณหภูมิภายในแพ็คเกจเลเซอร์ แสดงลายวงจรทั้งสองส่วนในรูปที่ 3.28 ในทางปฏิบัติตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP ส่วนใหญ่ใช้แผ่นวงจรพิมพ์ชนิด 6 หรือ 8 ชั้น ทำให้สามารถรวมลายวงจรในส่วนนี้ไปอยู่ในชั้นล่างสุดของแผ่นวงจรพิมพ์ การออกแบบลายเส้นสัญญาณสำหรับใช้เชื่อมต่อจึงทำได้

ง่าย แต่เนื่องจากข้อจำกัดในด้านงบประมาณดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงใช้แผ่นวงจรพิมพ์ชนิด 4 ชั้น ทำให้ตัวรับส่งสัญญาณทางแสงที่ออกแบบไว้ต้องมีส่วนต่อออกมาเพื่อใช้วางวงจรควบคุมแรงดันและจุดเชื่อมต่อวงจรควบคุมอุณหภูมิภายนอก

วงจรควบคุมแรงดันที่เลือกใช้มีทั้งหมด 4 วงจร โดยเริ่มอธิบายจากตัวซ้ายไปยังตัวขวา ตามรูปที่ 3.28 มีรายละเอียดดังนี้ (1) วงจรควบคุมแรงดัน โมดูล MIC5308 ของบริษัท MICREL [29] แปลงระดับแรงดัน 3.3 V ให้มีแรงดันขาออกอยู่ในช่วง 0.9 - 1.7 V เพื่อป้องกันให้กับขาแรงดันปรับจุดตัดของแผนภาพรูปตาของสัญญาณทางไฟฟ้า (V_{PWC}) ของตัวขับเลเซอร์, (2) วงจรควบคุมแรงดัน โมดูล MIC47050 ของบริษัท MICREL [37] แปลงระดับแรงดัน 3.3 V ให้มีแรงดันขาออกอยู่ในช่วง 0.8 - 1.2 V เพื่อป้องกันให้กับขาแรงดันกำหนดสัดส่วนเอ็กซ์ติงชัน (V_{er}) ของตัวขับเลเซอร์, (3) วงจรควบคุมแรงดัน โมดูล MIC5270YM5 ของบริษัท MICREL [38] แปลงระดับแรงดัน -5.2 V ให้มีแรงดันขาออกอยู่ในช่วง -2 ถึง -1.6 V เพื่อป้องกันให้กับขาแรงดันไบแอสย้อนกลับตัวมอดูเลเตอร์ (V_{eao}) และ (4) วงจรควบคุมแรงดัน โมดูล MIC5308 แปลงระดับแรงดัน 3.3 V ให้มีแรงดันขาออกอยู่ในช่วง 1.2 - 1.9 V เพื่อป้องกันให้กับขากระแสไบแอสของเลเซอร์ชนิด DFB

3.5.4 ลายวงจรหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ



รูปที่ 3.29 ลายวงจรหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ

(ก) ลายเส้นชั้นสัญญาณความเร็วสูง (L1) และ (ข) ลายเส้นชั้นสัญญาณความเร็วต่ำ (L4)

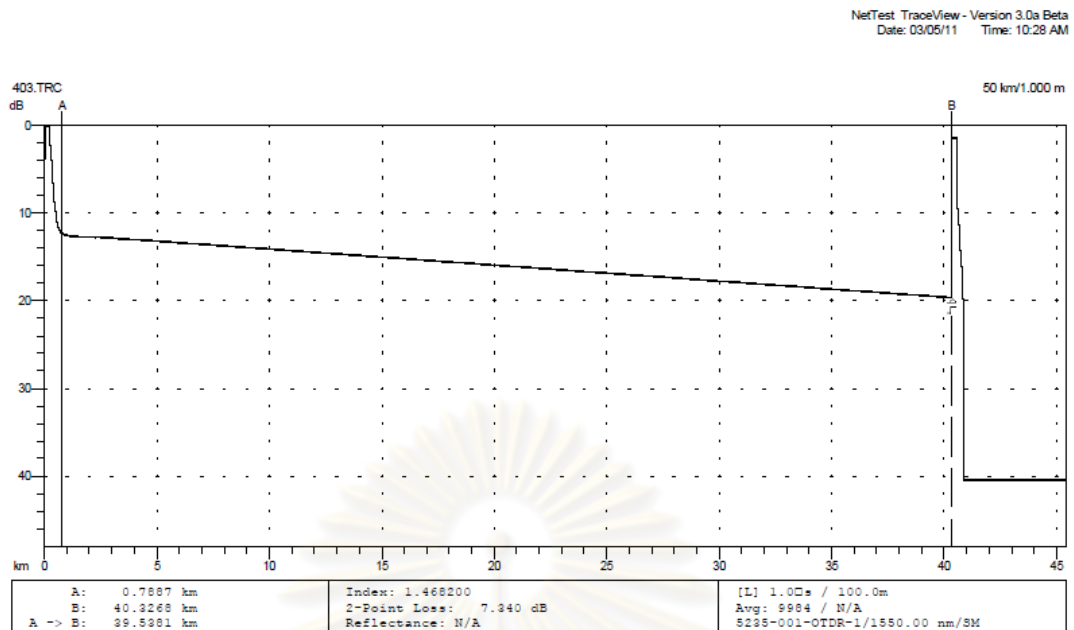
ลายวงจรหัวต่อ 30 ขาสัญญาณแสดงดังรูปที่ 3.29 ลายวงจรนี้เป็นจุดเชื่อมต่อระหว่างตัวรับส่งสัญญาณทางกับบอร์ดทดสอบ XFP สามารถแบ่งออกเป็น 4 ส่วน คือ (1) ลายเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่างสำหรับสัญญาณข้อมูล ซึ่งมีเส้นสัญญาณเชื่อมระหว่างหัวต่อ 30 ขาสัญญาณกับวงจร CDR ของภาคส่ง (TD+, TD-) กับภาครับ (RD+, RD-), (2) ลายเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่างสำหรับสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง ซึ่งมีเส้นสัญญาณเชื่อมระหว่างหัวต่อ 30 ขาสัญญาณกับวงจร CDR ของภาคส่งกับภาครับ (REFCLK+, REFCLK-), (3) ลายเส้นสัญญาณรายงานสถานะของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงจะอยู่ในชั้นสัญญาณความเร็วต่ำ (L4) และ (4) ลายเส้นสำหรับแหล่งจ่ายไฟประกอบด้วยแรงดัน 3.3 V, 5V และ -5.2 V จะอยู่ในชั้นสัญญาณความเร็วต่ำ (L4)

3.6 คุณสมบัติของเส้นใยนำแสงที่เลือกใช้

เส้นใยนำแสงที่เลือกใช้เป็นตัวกลางในการทดสอบการรับส่งสัญญาณทางแสงของต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงที่ได้ออกแบบ คือเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวชนิดมาตรฐานระยะทาง 40 km เนื่องจากเป็นระยะทางสูงสุดของตัวส่งสัญญาณทางแสงและตัวตรวจจับแสงที่สามารถทำงานได้หลังจากที่กำลังแสงขาออกของตัวส่งสัญญาณทางแสงลดลง รายละเอียดผลการวัดการลดทอนกำลังแสงและการกระจายโครมาติกแสดงรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.6.1 ถึง 3.6.2 ตามลำดับ

3.6.1 การลดทอนกำลังแสง

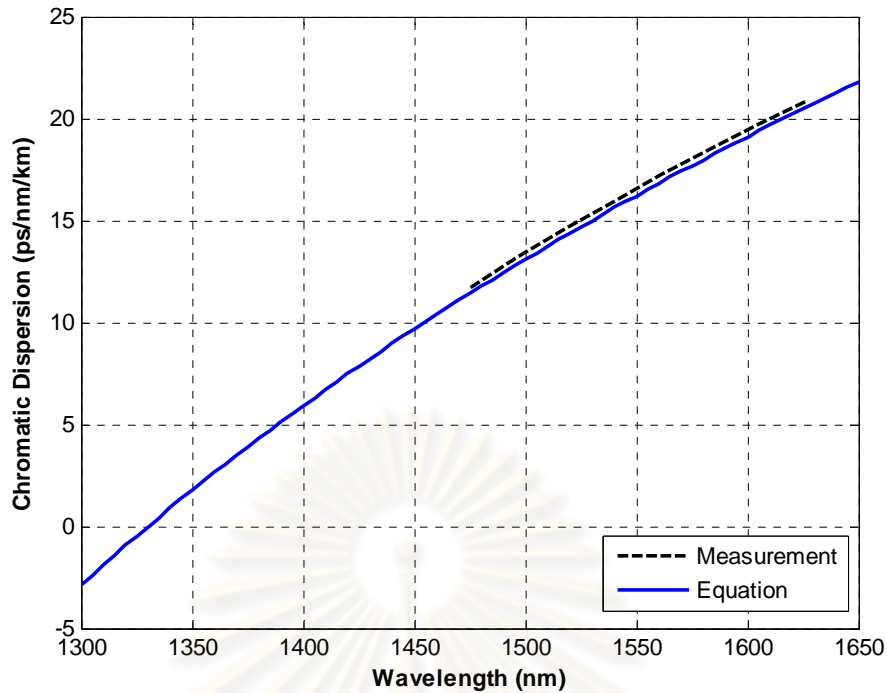
การวัดค่าการลดทอนกำลังแสงต่อระยะทางใช้เครื่อง Optical Time Domain Reflectometer (OTDR) โมดูล NetTest CMA4500 ซึ่งเป็นกราฟระหว่างระดับกำลังแสงกับระยะทางของเส้นใยนำแสงดังรูปที่ 3.30 จากรูปพบว่าระดับกำลังแสงจะมีค่าลดลงตามระยะทางของเส้นใยนำแสงที่เพิ่มขึ้น ในที่นี้วัดค่าความต่างของระดับกำลังแสงต้นทางและปลายทางได้เท่ากับ 7.34 dB และระยะทางที่วัดได้ในกราฟเท่ากับ 39.5361 km ดังนั้นค่าการลดทอนกำลังแสงต่อระยะทางคำนวณได้เท่ากับ $7.34\text{dB}/39.5361\text{km} = 0.186\text{dB/km}$ ที่ความยาวคลื่นแสงในช่วง 1550 nm ซึ่งไม่เกิน 0.2 dB/km ตามที่มาตรฐาน ITU-T G.652 [17] กำหนดไว้



รูปที่ 3.30 ผลการวัดการลดทอนกำลังแสงของเส้นใยนำแสงระยะทาง 40 km

3.6.2 การกระจายโครมาติก

การกระจายโครมาติก (Chromatic Dispersion) เป็นอีกหนึ่งปัจจัยที่ทำให้คุณภาพของสัญญาณทางแสงแยกลง ตามที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 2.4.1.2 ในหัวข้อนี้แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าการกระจายโครมาติกกับความยาวคลื่นแสง โดยนำค่าที่วัดได้จากโมดูล FTB-5700 Single-Ended Dispersion Analyzer ภายในเครื่อง FTB-500 Network Testing ของบริษัท EXFO ซึ่งเป็นเครื่องที่บริษัท Trinergy Instrument นำมาแสดงการใช้งานที่ห้องปฏิบัติการ เปรียบเทียบกับการคำนวณจากสมการที่ (2.13) แสดงดังรูปที่ 3.31 พบว่าผลที่ได้จากการวัดและจากสมการให้ค่าที่ใกล้เคียงกันในช่วงความยาวคลื่นแสง 1500 nm ถึง 1600 nm เมื่อพิจารณาที่ความยาวคลื่นแสง 1551.72 nm จากผลการวัดและการคำนวณด้วยสมการให้ค่าการกระจายโครมาติกใกล้เคียงกันประมาณ 16.7 ps/km/nm ซึ่งอยู่ในช่วงที่กำหนดไว้ในมาตรฐาน ITU-T G.652 [17]



รูปที่ 3.31 ผลการวัดและการคำนวณค่าการกระจายโครมาติกกับความยาวคลื่นแสงค่าต่างๆ

3.7 การออกแบบอุปกรณ์สำหรับทดสอบความทนจิตเตอร์

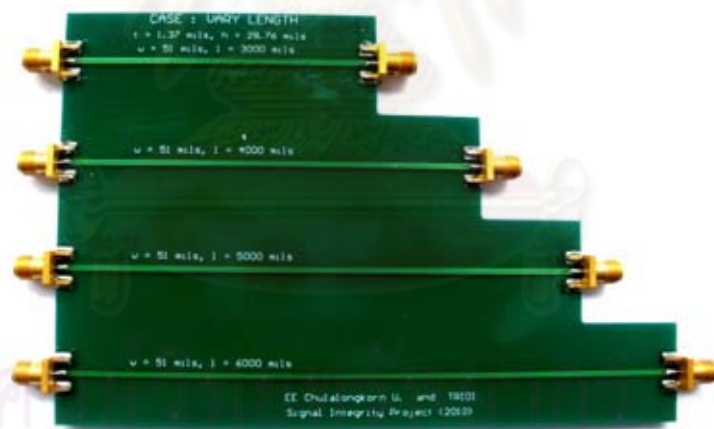
การทดสอบความทนจิตเตอร์ (Jitter Tolerance) สำหรับตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP เป็นการจำลองสถานการณ์ว่าสัญญาณแรงดันผลต่างเสมือนคลื่นที่มาจากเมนบอร์ด ซึ่งจะมีผลของการส่ายจังหวะของสัญญาณหรือจิตเตอร์ (Jitter) ในสัญญาณ การจำลองจิตเตอร์ของสัญญาณที่เดินทางมาจากเมนบอร์ดจะแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ จิตเตอร์ที่วงจรอีควอไลเซอร์สามารถแก้ปัญหาได้กับจิตเตอร์ที่วงจรอีควอไลเซอร์ไม่สามารถแก้ปัญหาได้ โดยหัวข้อนี้พิจารณาจิตเตอร์ที่วงจรอีควอไลเซอร์สามารถแก้ปัญหาได้เท่านั้น ซึ่งเป็นจิตเตอร์ประเภท ISI จากมาตรฐาน XFP กำหนดว่าวงจร CDR ในภาคส่งที่มีวงจรอีควอไลเซอร์อยู่ในต้องมีประสิทธิภาพที่จะกู้คืนสัญญาณแรงดันผลต่าง ให้จิตเตอร์เนื่องจากปัญหา ISI มีค่าลดลงไป $0.2 UI_{p-p}$ โดยพิจารณาจากค่าผลรวมจิตเตอร์ที่อัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 10^{-12} (TJ@BER 10^{-12}) [5]

ในการจำลองจิตเตอร์ที่วงจรอีควอไลเซอร์สามารถแก้ปัญหาได้ ทำได้โดยการออกแบบวงจรที่มีลักษณะเป็นเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่างซึ่งมีค่าความยาวต่างๆ โดยวงจรนี้เรียกว่า วงจรเพิ่ม ISI Jitter [39] การที่เส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่างมีความยาวจะทำให้เกิดกำลังการสูญเสียในเส้นสัญญาณเพิ่มขึ้นตามความยาวที่เพิ่มขึ้น ดังที่ได้กล่าวในหัวข้อที่ 2.5.2 ดังนั้นในการออกแบบวงจรเพิ่ม ISI Jitter จำเป็นต้องทราบถึงค่าคงที่ไดอิเล็กตริก และค่า Loss

Tangent ของสารไดอิเล็กตริกที่นำมาใช้ ซึ่งจะอธิบายวิธีการหาค่าทั้งสองจากค่า S-parameter ในหัวข้อที่ 3.7.1 ส่วนต่อมาจะแสดงถึงการจำลองวงจรเพิ่ม ISI Jitter ด้วยโปรแกรม ADS จากค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและค่า Loss Tangent ที่หาได้ เพื่อเป็นการคาดคะเนความสัมพันธ์ระหว่างค่า $TJ@BER$ 10^{-12} ที่เพิ่มขึ้นกับความยาวของเส้นสัญญาณ พร้อมกับนำเสนอขั้นตอนการวัดด้วยเครื่อง Digital Communication Analyzer (DCA) โมดูล 86100C ของบริษัท Agilent Technologies ในหัวข้อที่ 3.7.2 และท้ายสุดจะเป็นการเปรียบเทียบผลการจำลองและผลการวัดในหัวข้อที่ 3.7.3

3.7.1 การหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและค่า Loss Tangent

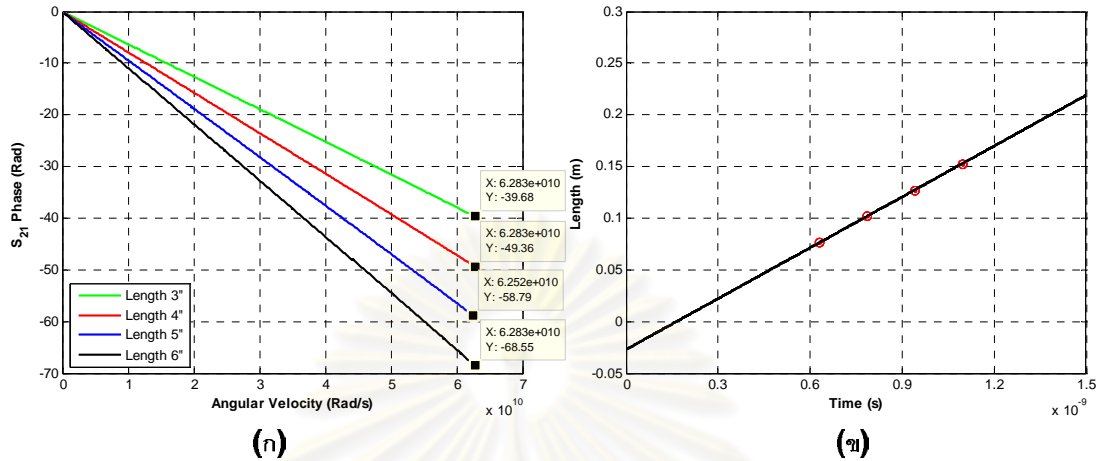
ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและค่า Loss Tangent ของสารไดอิเล็กตริกสามารถสอบถามได้จากผู้ผลิตแผ่นวงจรพิมพ์ หรือนำค่าจากตารางที่ 3.2 มาใช้ แต่ในการออกแบบวงจรเพิ่ม ISI Jitter ใช้สารไดอิเล็กตริกชนิด FR4 ซึ่งทางผู้ผลิตมีข้อมูลของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและค่า Loss Tangent ที่ใช้ในสัญญาณความถี่ไม่เกิน 1 GHz จึงจำเป็นต้องสร้างบอร์ดที่มีความยาว 3", 4", 5", และ 6" ดังรูปที่ 3.32 เพื่อหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและค่า Loss Tangent สำหรับสัญญาณความถี่มากกว่า 1 GHz ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.32 บอร์ดความยาว 3, 4, 5 และ 6 นิ้ว

(1) การหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เริ่มจากการหาเวลาที่สัญญาณเคลื่อนที่บนเส้นสัญญาณจากบอร์ดที่มีความยาวค่าต่างๆ จากเฟสที่ได้จากการวัดพารามิเตอร์ S_{21} ด้วยเครื่อง Vector Network Analyzer (VNA) โมดูล 8510C ของบริษัท Agilent Technologies โดยนำเฟสที่วัดมาลงจุด (plot) บนกราฟระหว่างอัตราการเปลี่ยนแปลงเชิงมุม (rad/s) และเฟสที่เปลี่ยนไป (rad) ดังรูปที่ 3.33 (ก) ซึ่งความชันของกราฟคือเวลาที่สัญญาณใช้ในการเดินทางบนเส้นสัญญาณ จากนั้นหาอัตราเร็วของสัญญาณ (v_p) จากการนำระยะทางของเส้นสัญญาณค่าต่างๆ และเวลาที่คำนวณได้จากขั้นตอนแรกมาลงจุดในกราฟรูปที่ 3.33 (ข) ความชันของกราฟคือ

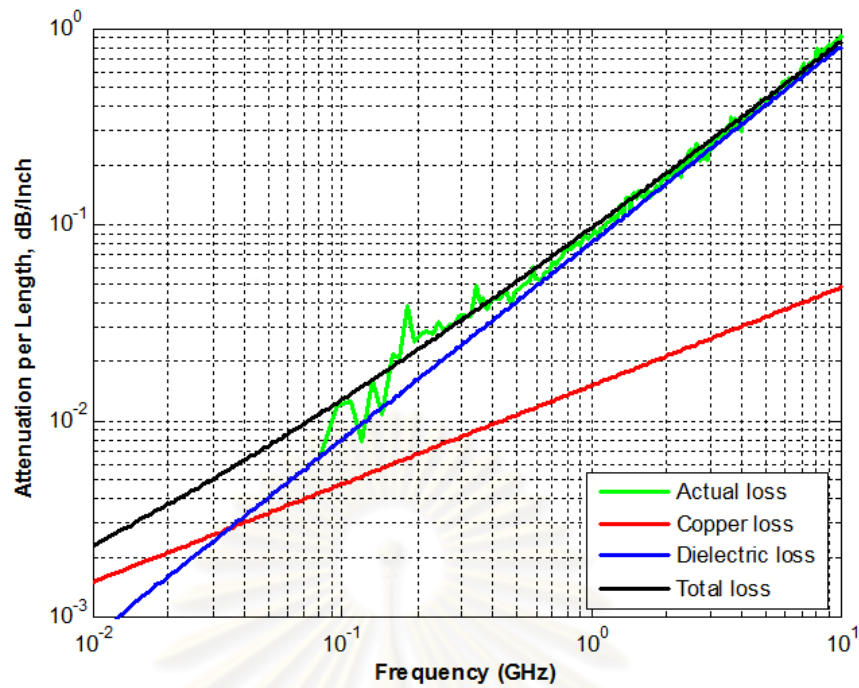
อัตราเร็วของสัญญาณ จากนั้นคำนวณค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (Effective Dielectric, ϵ_{eff}) ได้จากสมการที่ (2.27) และคำนวณค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของแผ่นวงจรพิมพ์ตามสมการที่ (2.22) ได้ค่าเท่ากับ 4.5636



รูปที่ 3.33 การหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริก

(ก) เวลาที่สัญญาณใช้เคลื่อนที่บนเส้นสัญญาณ (ข) ความเร็วของสัญญาณ

(2) การหาค่า Loss Tangent ($\tan(\delta)$) มีขั้นตอน 5 ขั้นตอน คือ (1) เริ่มจากวัดค่า S_{21} จากบอร์ดความยาว 3", 4", 5" และ 6" ด้วยเครื่อง VNA และนำค่าดังกล่าวมาหาค่าสัมบูรณ์ S_{21} ของแต่ละความยาวเส้นสัญญาณ, (2) หาค่าสัมบูรณ์ S_{21} สัมพัทธ์ความยาว 1" ซึ่งเป็นค่าที่หักลบผลของการสูญเสียกำลังในหัวต่อ SMA ที่อยู่ปลายทั้ง 2 ข้างของเส้นสัญญาณ การหาค่าสัมบูรณ์ S_{21} สัมพัทธ์ความยาว 1" ทำได้โดยนำค่าสัมบูรณ์ S_{21} ของแต่ละเส้นสัญญาณในขั้นตอนที่ (1) มาจับคู่และหักลบกันโดยให้ความยาวเส้นสัญญาณหลังหักลบมีค่าเท่ากับ 1" ทำให้ได้ค่าสัมบูรณ์ S_{21} สัมพัทธ์ความยาว 1" ทั้งหมด 3 ชุด (จากเส้นสัญญาณ 4"-3", เส้นสัญญาณ 5"-4" และเส้นสัญญาณ 6"-5") จากนั้นจึงนำค่าทั้ง 3 ชุดมาหาค่าเฉลี่ย ซึ่งจะทำให้ได้ค่าเฉลี่ยการสูญเสียกำลังรวมในเส้นสัญญาณต่อความยาว 1" (Actual loss) และนำค่านี้ไปลงจุดในกราฟ loglog แสดงดังรูปที่ 3.34, (3) จากทฤษฎีการสูญเสียกำลังซึ่งได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 2.5.2 การสูญเสียกำลังรวม (Total loss) จะขึ้นกับการสูญเสียกำลังในทองแดง (Copper loss) และการสูญเสียกำลังในไดอิเล็กตริก (Dielectric loss) ในขั้นตอนนี้จะหาสัมประสิทธิ์ C_1 ในสมการที่ (2.25) และสัมประสิทธิ์ C_2 ในสมการที่ (2.26) โดยการปรับค่า C_1 และ C_2 จนกระทั่งเส้นกราฟ Total loss ซ้อนทับกับเส้นกราฟ Actual loss ดังรูปที่ 3.34 และ (4) หลังจากได้ค่า C_1 และ C_2 จากขั้นตอนที่ 3 ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.068 และ 0.08 ตามลำดับ แล้วแทนค่า C_2 ลงสมการที่ (2.26) เพื่อหาค่า Loss Tangent ซึ่งจะได้ค่าเท่ากับ 0.0199



รูปที่ 3.34 ความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียกำลังที่ความถี่ต่างๆ

หลังจากได้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและค่า Loss Tangent แล้ว ถัดมาจะเป็นการออกแบบวงจรเพิ่ม ISI Jitter ซึ่งมีลักษณะดังรูปที่ 3.35 โดยเป็นแผ่นวงจรพิมพ์ 2 ชั้น ประกอบด้วยชั้นเส้นสัญญาณและชั้นกราวด์หรือเส้นทางการไหลกลับของกระแส ที่มีความหนาของชั้นทองแดงเท่ากับ 1.37 mil และคั่นด้วยชั้นไดอิเล็กตริกที่เป็นชนิด FR4 หนา 28.76 mil ผลิตโดยบริษัท วราไมโคร เซอร์คิต จำกัด ในประเทศไทย ในการออกแบบวงจรนี้ใช้โปรแกรม Polar SI8000 เพื่อคำนวณหา ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ โดยเลือกใช้ความกว้างของเส้นสัญญาณเท่ากับ 51 mil และระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณเท่ากับ 449 mil ทำให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 100.87 Ohm ซึ่งมีค่าสูงกว่า 100 Ohm เล็กน้อย โดยกำหนดความยาวของเส้นสัญญาณเท่ากับ 12", 16", 20" และ 24"

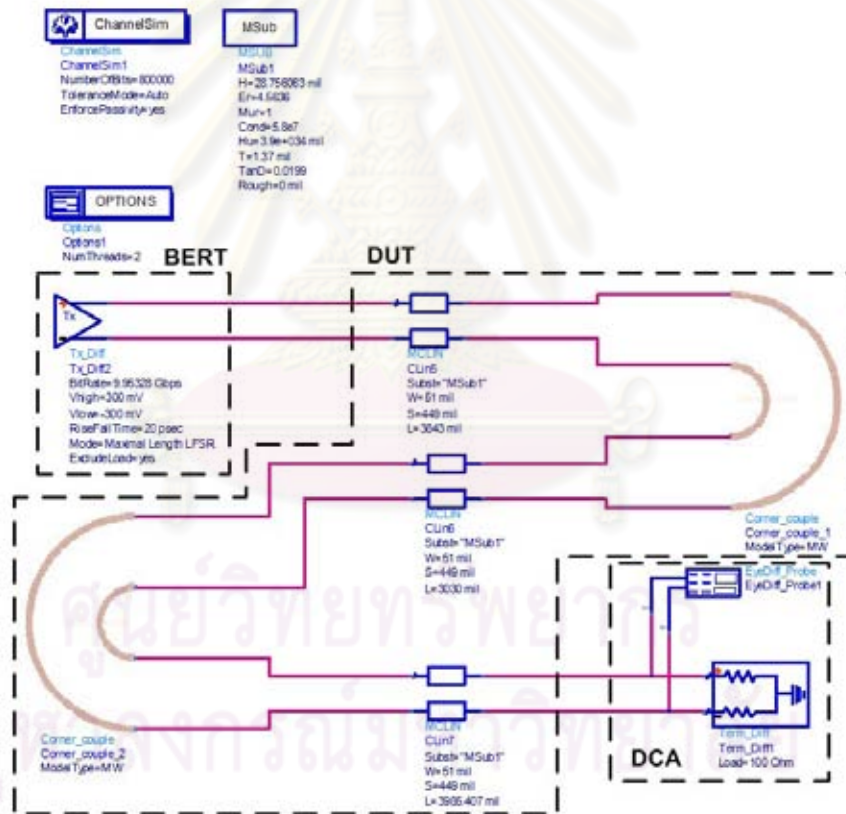


รูปที่ 3.35 วงจรเพิ่ม ISI Jitter

3.7.2 การทดสอบวงจรเพิ่ม ISI Jitter

การทดสอบวงจรเพิ่ม ISI Jitter เป็นการหาความสัมพันธ์ระหว่างค่า $TJ@BER 10^{-12}$ ที่เพิ่มขึ้นตามความยาวเส้นสัญญาณ โดยแบ่งการทดสอบออกเป็น 2 ส่วน คือ (1) การเปรียบเทียบผลการทดสอบโดยใช้โปรแกรม ADS กับผลการวัดที่ได้จากเครื่อง DCA โดยทดสอบด้วยรูปแบบข้อมูล PRBS $2^7 - 1$ แทน PRBS $2^{15} - 1$ เนื่องจากข้อจำกัดด้านประสิทธิภาพของเครื่องคอมพิวเตอร์ที่ใช้งานทำให้ไม่สามารถจำลองรูปแบบข้อมูล PRBS $2^{15} - 1$ ตามความสามารถของโปรแกรม ADS และ (2) การทดสอบเปรียบเทียบผลกระทบของความยาวรูปแบบข้อมูลที่มีต่อค่า $TJ@BER 10^{-12}$ จากการวัดผ่านเครื่อง DCA โดยแต่ละการทดสอบมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.7.2.1 และ 3.7.2.2 ตามลำดับ

3.7.2.1 การทดสอบด้วยโปรแกรม ADS

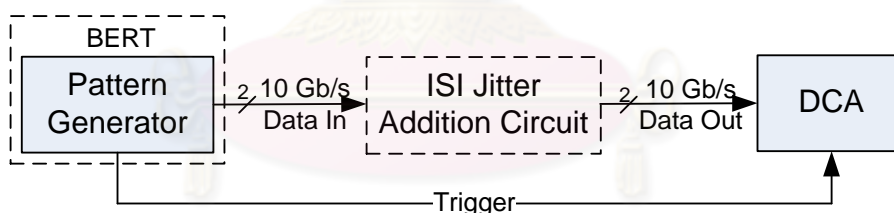


รูปที่ 3.36 การจำลองการทดสอบด้วยโปรแกรม ADS

การทดสอบวงจรเพิ่ม ISI Jitter ด้วยโปรแกรม ADS แสดงดังแผนภาพรูปที่ 3.36 โดยการนำค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและค่า Loss Tangent ที่คำนวณได้จากหัวข้อที่ 3.7.1 มาใช้กำหนดคุณสมบัติของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่าง จากนั้นวาดลายเส้นสัญญาณตามรูปที่ 3.35 ลงบนโปรแกรมย่อย Schematic ในโปรแกรม ADS การจำลอง

ระบบการทดสอบแบ่งออกเป็น 3 องค์ประกอบดังต่อไปนี้ (1) เครื่องจำลองสัญญาณที่ทำหน้าที่เสมือนกับเครื่องวัดอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate Tester, BERT) โดยกำหนดรูปแบบข้อมูลให้มีค่าแรงดันบิต '1' เท่ากับ 300 mV, แรงดันบิต '0' เท่ากับ -300 mV, รูปแบบข้อมูล PRBS $2^7 - 1$, อัตราข้อมูล 10 Gb/s และค่า Rise/Fall time เท่ากับ 20 ps เพื่อให้เครื่องจำลองสัญญาณสร้างสัญญาณได้ใกล้เคียงกับความเป็นจริง กำหนดค่า jitter ที่มีอยู่ในระบบจริงเข้าไป ประกอบด้วยค่า Duty Cycle Distortion (DCD) เท่ากับ $0.002 U_{i-p-p}$, ค่าระดับความรุนแรง Periodic Jitter (PJ) เท่ากับ 570 fs ที่ความถี่ 622.08 MHz และค่า Random Jitter (RJ) เท่ากับ $8.9 mU_{i-rms}$, (2) วงจรเพิ่ม ISI Jitter ที่ความยาวสัญญาณค่าต่างๆ และ (3) เครื่องทดสอบสัญญาณ (Probe) ทำหน้าที่เสมือนเครื่อง DCA โดยเครื่องจะเก็บสัญญาณคลื่นที่ได้หลังจากผ่านวงจรเพิ่ม ISI Jitter เพื่อนำมาวิเคราะห์ผลของ jitter ส่วนขั้นตอนการทดสอบจะแบ่งออกเป็น 2 ขั้นตอนคือ (1) วัดหาค่า $TJ@BER 10^{-12}$ ที่เกิดจากผลของ DJ ในระบบ เฉพาะกรณีเชื่อมต่อเครื่องจำลองสัญญาณกับเครื่องทดสอบสัญญาณ และ (2) แทรกวงจรเพิ่ม ISI Jitter ระหว่างเครื่องจำลองสัญญาณกับเครื่องทดสอบสัญญาณ และวัดค่า $TJ@BER 10^{-12}$ ที่เพิ่มขึ้นของสัญญาณขาออกจากวงจรเพิ่ม ISI Jitter

3.7.2.2 การทดสอบด้วยเครื่องมือวัด DCA



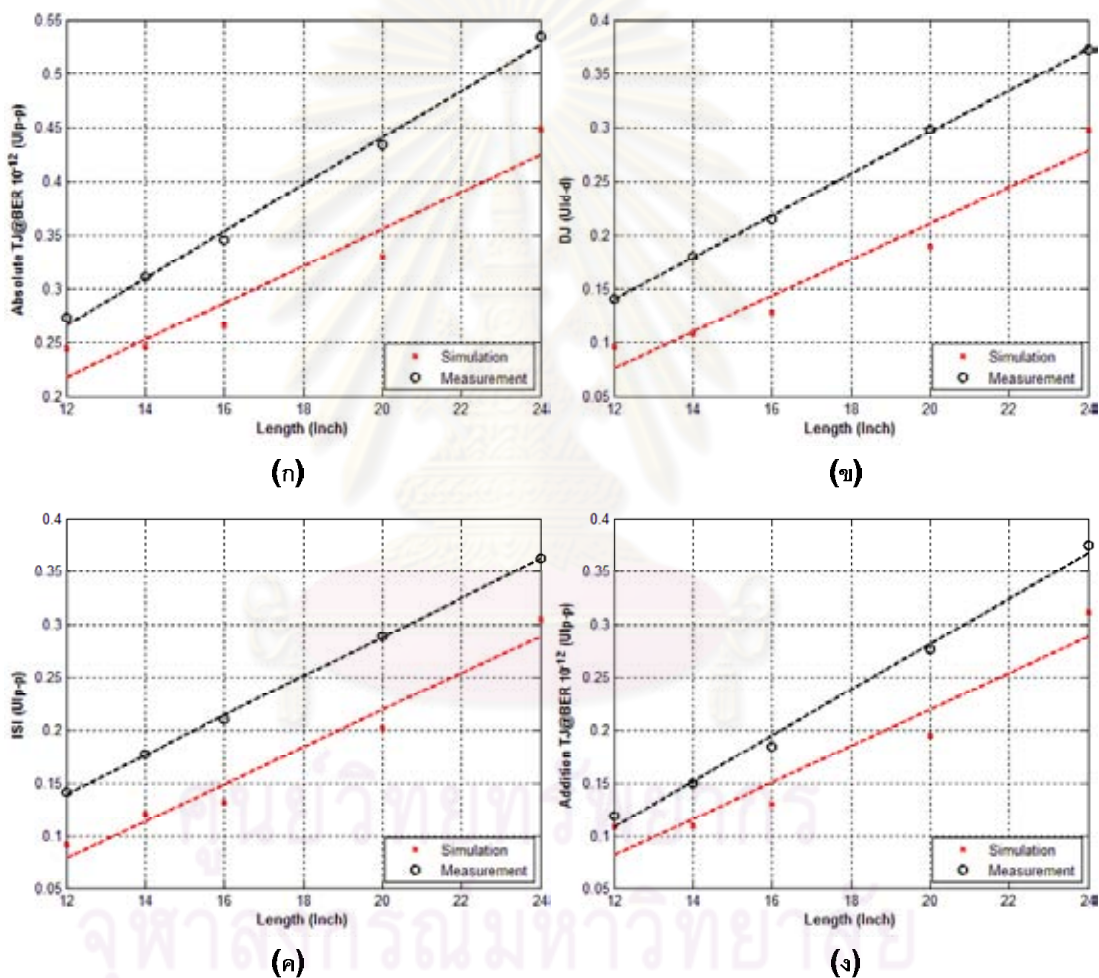
รูปที่ 3.37 แผนผังการเชื่อมต่อวงจรสำหรับวัด jitter ที่เพิ่มขึ้นจากวงจร ISI Jitter

การทดสอบวงจรเพิ่ม ISI Jitter ด้วยเครื่อง DCA แสดงดังรูปที่ 3.37 โดยเริ่มจากการใช้ตัวสร้างรูปแบบข้อมูล (Pattern Generator, PG) ภายในเครื่อง BERT ของบริษัท Agilent Technologies สร้างรูปแบบข้อมูลที่ต้องการป้อนให้กับวงจรเพิ่ม ISI Jitter และวิเคราะห์ผลด้วยเครื่อง DCA เริ่มจากกำหนดให้ PG สร้างสัญญาณแรงดันผลต่างที่มีค่าแรงดันบิต '1' เท่ากับ 150 mV, แรงดันบิต '0' เท่ากับ -150 mV และอัตราข้อมูล 10 Gb/s ขั้นตอนการทดสอบจะแบ่งออกเป็น 2 ขั้นตอนดังนี้ (1) เชื่อมต่อ PG เข้ากับ DCA โดยไม่ผ่านวงจรเพิ่ม ISI Jitter ดังรูปที่ 3.37 กำหนดรูปแบบข้อมูล PRBS $2^7 - 1$ เพื่อวัดค่า $TJ@BER 10^{-12}$ เนื่องจากปัญหา DJ ในระบบ และ (2) แทรกวงจรเพิ่ม ISI Jitter ระหว่าง

เครื่อง BERT และเครื่อง DCA เพื่อวิเคราะห์ผลของค่า $TJ@BER 10^{-12}$ ที่เพิ่มขึ้น จากนั้นเปลี่ยนความยาวเป็นค่าต่างๆ ส่วนการทดสอบรูปแบบข้อมูล PRBS $2^{15}-1$, PRBS $2^{23}-1$ และ PRBS $2^{31}-1$ จะมีขั้นตอนเหมือนกับการทดสอบที่ใช้รูปแบบข้อมูล PRBS 2^7-1

3.7.3 ผลการจำลองและผลการทดสอบ

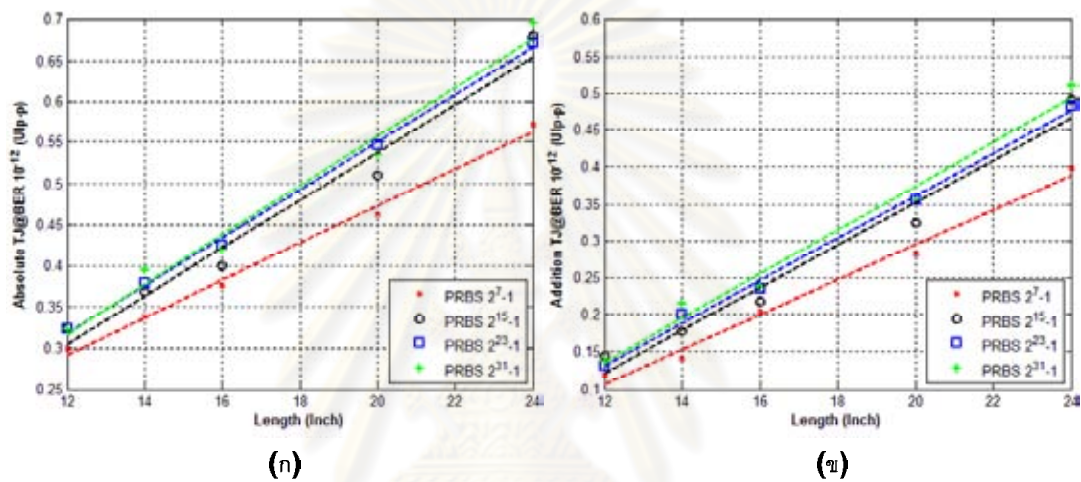
จากขั้นตอนการจำลองและการทดสอบที่ได้นำเสนอไปในหัวข้อที่ 3.7.2.1 และ 3.7.2.2 ในส่วนนี้จะนำเสนอผลการเปรียบเทียบผลการจำลองและผลการวัดที่ใช้รูปแบบข้อมูล PRBS 2^7-1 พร้อมกับเปรียบเทียบผลการวัดที่รูปแบบข้อมูลต่างๆ ที่วัดได้จากเครื่อง DCA ตามลำดับ



รูปที่ 3.38 ผลเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองและผลการวัด (ก) ค่าสัมบูรณ์ $TJ@BER 10^{-12}$, (ข) ค่า DJ, (ค) ค่า ISI และ (ง) ค่า $TJ@BER 10^{-12}$ สัมพัทธ์ ที่ความยาวต่างๆ

ผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองและผลการวัดที่รูปแบบ PRBS 2^7-1 แสดงดังรูปที่ 3.38 พบว่าผลการจำลองทั้ง 4 ค่าต่ำกว่าผลที่ได้จากการวัด เนื่องจากเครื่อง BERT มี jitter แฝงอยู่ประมาณ 9 ps หรือ 0.09 UI_{p-p} [40] จากรูปที่ 3.38 (ก) ค่าสัมบูรณ์ $TJ@BER 10^{-12}$ ที่ได้จากการจำลองและผลการวัดมีแนวโน้มเพิ่มขึ้นตามความยาวเส้นสัญญาณ ซึ่งมีสาเหตุมาจาก

การเพิ่มขึ้นของค่า DJ ซึ่งมีค่าแปรผันตามการเพิ่มขึ้นของค่า ISI ตามรูปที่ 3.38 (ข) และ (ค) ตามลำดับ จากผลการทดสอบชี้ให้เห็นว่าการที่เส้นสัญญาณยาวขึ้น จะเกิดปัญหา ISI มากขึ้น สอดคล้องกับหลักการที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 2.4.2.2 เมื่อพิจารณา TJ@BER 10^{-12} สัมพัทธ์ในรูปที่ 3.38 (ง) พบว่าต้องใช้เส้นสัญญาณที่มีความยาว 16" – 19" เพื่อให้ได้ค่า TJ@BER 10^{-12} เพิ่มขึ้น ประมาณ 0.2 UI_{p-p} ตามมาตรฐาน XFP ต้องการ แต่ผลของค่า TJ@BER 10^{-12} สัมพัทธ์เป็นผลของ รูปแบบข้อมูล PRBS 2^7-1 ในการทดสอบความทนจิตเตอร์ตามมาตรฐาน XFP ต้องใช้รูปแบบ ข้อมูล PRBS $2^{31}-1$ เพราะฉะนั้นในผลการทดสอบถัดไปจะแสดงให้เห็นว่าความยาวของรูปแบบ ข้อมูลมีผลต่อค่าสัมบูรณ์ TJ@BER 10^{-12} หรือค่า TJ@BER 10^{-12} สัมพัทธ์



รูปที่ 3.39 ผลการวัดที่รูปแบบข้อมูลต่างๆ (ก) ค่าสัมบูรณ์ TJ@BER 10^{-12} และ (ข) ค่า TJ@BER 10^{-12} สัมพัทธ์ ที่ความยาวต่างๆ

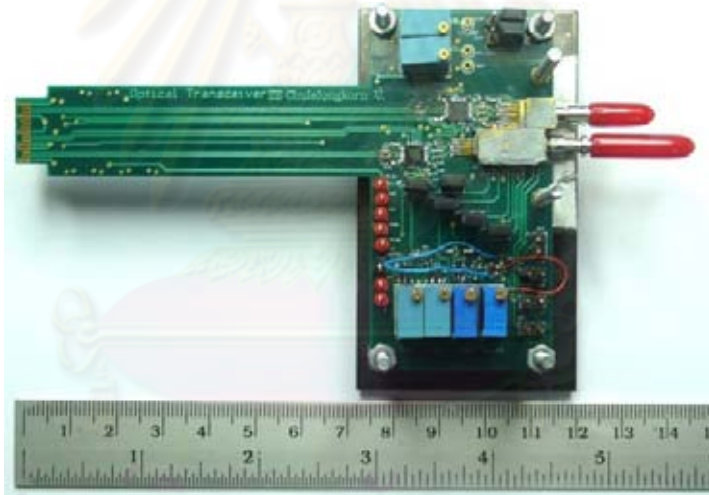
ผลการวัดที่รูปแบบข้อมูล PRBS 2^7-1 , PRBS $2^{15}-1$, PRBS $2^{23}-1$ และ PRBS $2^{31}-1$ แสดง ดังรูปที่ 3.39 จะเป็นการใช้โปรแกรมย่อย Option 401 : Advanced EYE Analysis Software [41] ที่ติดตั้งเพิ่มเติมภายในเครื่อง DCA เพื่อเพิ่มจำนวนความยาวรูปแบบข้อมูลที่เครื่อง DCA สามารถ วัดได้ จากผลการวัดในรูปที่ 3.39 (ก) เมื่อคงค่าความยาวของเส้นสัญญาณไว้ค่าหนึ่ง ค่าสัมบูรณ์ TJ@BER 10^{-12} จะเพิ่มขึ้นตามความยาวของรูปแบบข้อมูล แต่อัตราการเพิ่มขึ้นของค่าสัมบูรณ์ TJ@BER 10^{-12} จะลดลงเมื่อรูปแบบข้อมูลเพิ่มขึ้นมากกว่า PRBS $2^{15}-1$ เพราะกำลังของบิตที่อยู่ ก่อนหน้า 15 บิตเป็นต้นไป ส่งผลกระทบต่อกำลังของขอบบิตที่พิจารณาให้เลื่อนไปจากตำแหน่ง อุดมคติน้อย ดังนั้นอัตราการเพิ่มขึ้นของค่าสัมบูรณ์ TJ@BER 10^{-12} จะมีค่าลดลง เมื่อพิจารณาค่า TJ@BER 10^{-12} สัมพัทธ์ในรูปที่ 3.39 (ข) พบว่าเส้นสัญญาณความยาว 14" ให้ค่า TJ@BER 10^{-12} เพิ่มขึ้น 0.2 UI_{p-p} เมื่อเทียบกับกรณีไม่แทรกวงจร ISI Jitter จึงจะนำเส้นสัญญาณความยาว 14" ไปใช้ทดสอบความทนจิตเตอร์ตามมาตรฐาน XFP

บทที่ 4

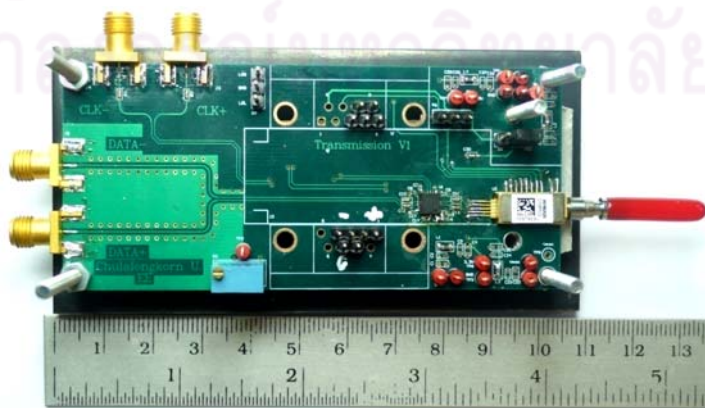
ปัญหาระหว่างขั้นตอนการประกอบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

4.1 ปัญหาที่ภาคส่งของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

ตัวส่งสัญญาณทางแสงชนิด EML โมเดล 1636L832 ของบริษัท CyOptics ที่ได้เลือกใช้มีคุณสมบัติดังที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 3.1.1 ได้เกิดปัญหากำลังแสงขาออก (Optical Power) ลดลงหลังจากได้ประกอบลงบนวงจรต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงแสดงดังรูปที่ 4.1 ซึ่งปัญหาดังกล่าวเกิดขึ้นเมื่อย้ายตัวส่งสัญญาณทางแสงออกจากบอร์ดทดสอบคุณสมบัติตัวส่งสัญญาณทางแสงชนิด EML ที่มีวงจรกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล (Clock and Data Recovery, CDR) ดังรูปที่ 4.2 โดยบอร์ดนี้ออกแบบมาเพื่อทดสอบประสิทธิภาพของตัวส่งสัญญาณทางแสงชนิด EML และวงจร CDR

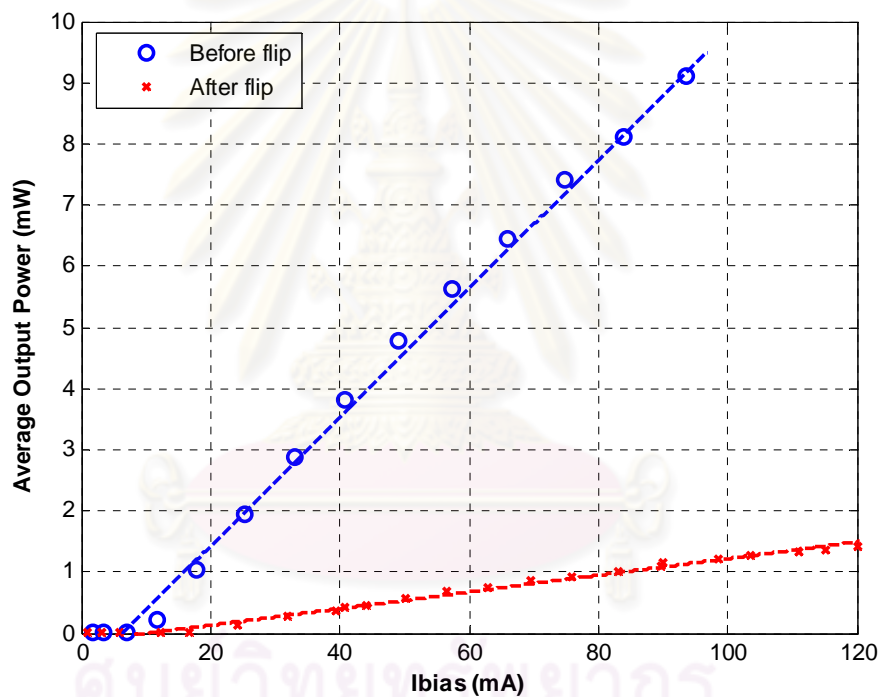


รูปที่ 4.1 วงจรต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง



รูปที่ 4.2 บอร์ดทดสอบประสิทธิภาพตัวส่งสัญญาณทางแสงชนิด EML ที่มีวงจร CDR

จากการทดสอบการทำงานในเบื้องต้นพบว่ากำลังแสงเฉลี่ยขาออกได้ลดลงแสดงดังรูปที่ 4.3 โดยเห็นกราฟสัญลักษณ์วงกลมแทนกรณีตัวส่งสัญญาณทางแสงอยู่บนบอร์ดทดสอบประสิทธิภาพตัวส่งสัญญาณทางแสงชนิด EML ที่มีวงจร CDR และเห็นกราฟสัญลักษณ์กากบาทแทนกรณีตัวส่งสัญญาณทางแสงอยู่บนวงจรถับแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง ผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าค่ากระแสขีดเริ่มเปลี่ยน (Threshold Current) มีค่าเท่ากับ 6.57 mA ขณะที่ตัวส่งสัญญาณทางแสงอยู่บนบอร์ดทดสอบประสิทธิภาพตัวส่งสัญญาณทางแสงชนิด EML ที่มีวงจร CDR เมื่อย้ายตัวส่งสัญญาณทางแสงมายังวงจรถับแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงพบว่าต้องใช้ค่ากระแสขีดเริ่มเปลี่ยนเพิ่มมากขึ้นเป็น 10.56 mA เมื่อเพิ่มกระแสไบแอสให้มากขึ้นพบว่าระดับกำลังแสงเฉลี่ยขาออกหายไปจากเดิม ตลอดช่วงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังแสงเฉลี่ยขาออกเป็นเชิงเส้นกับกระแสไบแอส



รูปที่ 4.3 เปรียบกำลังแสงเฉลี่ยขาออกระหว่างทดสอบบนบอร์ดทดสอบประสิทธิภาพตัวส่งสัญญาณทางแสงกับทดสอบบนวงจรถับแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

4.2 สมมุติฐานสาเหตุของปัญหา

การวิเคราะห์เพื่อหาสาเหตุของระดับกำลังแสงขาออกของตัวส่งสัญญาณทางแสงมีค่าลดลงได้ตั้งสมมุติฐานของปัญหาไว้ 4 ข้อ คือ (1) ปัญหาจากการเชื่อมต่อระหว่างหัวต่อ LC กับตัวส่งสัญญาณทางแสง, (2) ความสกปรกภายในปลายช่องแปลงแสงขาออกของตัวส่งสัญญาณทางแสง, (3) คุณสมบัติของเลเซอร์ชนิด DFB เปลี่ยนไป และ (4) คุณสมบัติของตัวมอดูเลเตอร์ทางแสงเปลี่ยนไป โดยจะอธิบายรายละเอียดในหัวข้อที่ 4.2.1 ถึง 4.2.4 ตามลำดับ

4.2.1 ผลของการเชื่อมต่อระหว่างหัวต่อ LC กับตัวส่งสัญญาณทางแสง

การเชื่อมต่อระหว่างตัวส่งสัญญาณทางแสงที่มีแพ็คเกจ Transmitter Optical Sub Assembly (TOSA) กับเส้นใยนำแสงชนิดโหมดเดี่ยว (Single Mode Fiber, SMF) จะเชื่อมต่อผ่านหัวต่อแบบ Lucent Connector (LC) โดยมีค่าเส้นผ่าศูนย์กลางของแท่งเฟอร์ริฐ (Furrule) ภายในหัวต่อแบบ LC เท่ากับ 1.25 um [42] ดังนั้นขณะเสียบหัวต่อ LC เข้ากับตัวส่งสัญญาณทางแสงแล้ว จะมีโอกาสเกิดช่องว่างบริเวณรอยต่อชั้นหรือแนวของแท่งเฟอร์ริฐของหัวต่อ LC กับรูเสียบของเลเซอร์ที่อยู่ในแพ็คเกจ TOSA ไม่ตรงกัน ซึ่งอาจเป็นสาเหตุทำให้แสงที่ออกมาจากตัวส่งสัญญาณทางแสงไม่สามารถส่งต่อเข้าสู่เส้นใยนำแสงได้ทั้งหมด ในการทดสอบนำเส้นใยนำแสงที่มีหัวต่อแบบ LC (Patch cord) ซึ่งมีความยาวใกล้เคียงกัน เพื่อให้การลดทอนกำลังแสงในเส้นใยนำแสงมีค่าใกล้เคียงกันมากที่สุดแสดงดังรูปที่ 4.4 จากนั้นวัดกำลังแสงเฉลี่ยขาออกที่ได้จากเส้นใยนำแสงแต่ละเส้น



รูปที่ 4.4 เส้นใยนำแสงที่มีหัวต่อ LC ที่นำมาใช้ในการทดสอบ

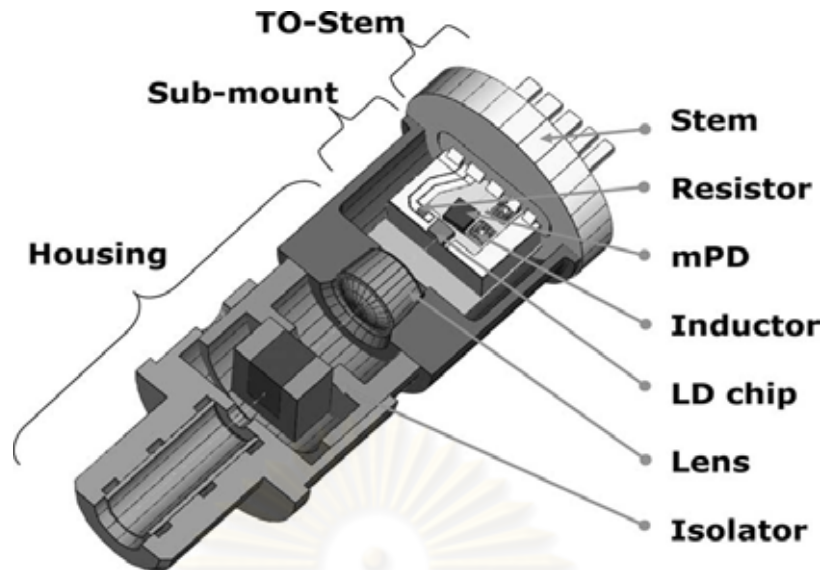
ในการทดสอบจะเชื่อมต่อเส้นใยนำแสงแต่ละเส้นเข้ากับตัวส่งสัญญาณทางแสง โดยตั้งค่ากระแสไบแอสไว้ที่ 110 mA เพื่อให้กำลังแสงที่ออกจากตัวส่งสัญญาณทางแสงเท่ากัน จากนั้นนำเครื่อง Variable Optical Attenuator (VOA) ที่สามารถวัดกำลังแสงได้ มาเชื่อมต่อที่ปลายเส้นใยนำแสง จะได้ผลการทดสอบดังตารางที่ 4.1 พบว่ากำลังแสงเฉลี่ยขาออกที่ได้จากเส้นใยนำแสงแต่ละเส้นมีค่าใกล้เคียงกัน ซึ่งความแปรปรวนของกำลังแสงเฉลี่ยขาออกที่วัดได้จากเส้นใยนำแสงแต่ละเส้นมีค่าเท่ากับ 0.07 mW ดังนั้นการเชื่อมต่อระหว่างหัวต่อแบบ LC กับตัวส่งสัญญาณทางแสงไม่ใช่ปัญหาที่ทำให้กำลังแสงขาออกของตัวส่งสัญญาณทางแสงลดลง

ตารางที่ 4.1 เปรียบเทียบกำลังแสงเฉลี่ยขาออกจากเส้นใยนำแสงที่มีหัวต่อ LC จากแต่ละเส้น

เส้นใยนำแสงหมายเลข	I _{bias} (mA)	กำลังแสงเฉลี่ยขาออก (dBm)
1	109.78	1
2	110.39	0.8
3	110.24	0.8
4T	110.42	1.4
4R	110.31	1.3
5T	110.41	0.9
5R	110.32	0.7

4.2.2 ความสกปรกภายในปลายช่องเปล่งแสงขาออกของตัวส่งสัญญาณทางแสง

สิ่งสกปรก เช่น ฝุ่นผง สามารถหลุดเข้าไปภายในปลายช่องเปล่งแสงขาออกของตัวส่งสัญญาณทางแสงขณะถอดหัวต่อเข้าออก อาจเป็นอีกหนึ่งสาเหตุที่ทำให้กำลังแสงเฉลี่ยขาออกลดลง เมื่อพิจารณาโครงสร้างภายในตัวส่งสัญญาณทางแสงแพ็คเกจ TOSA แสดงดังรูปที่ 4.5 [43] บริเวณที่พิจารณาในสมมุติฐานนี้คือ บริเวณ Hosing สังเกตได้ว่าช่องขาออกของสัญญาณทางแสงมีขนาดเล็กและพื้นที่ผิวของ Isolator สามารถเป็นแหล่งสะสมของฝุ่นผง ซึ่งสามารถตรวจสอบได้โดยใช้กล้องส่องโมดูล FBP-SM05 จากบริษัท JDSU แสดงดังรูปที่ 4.6 [44]

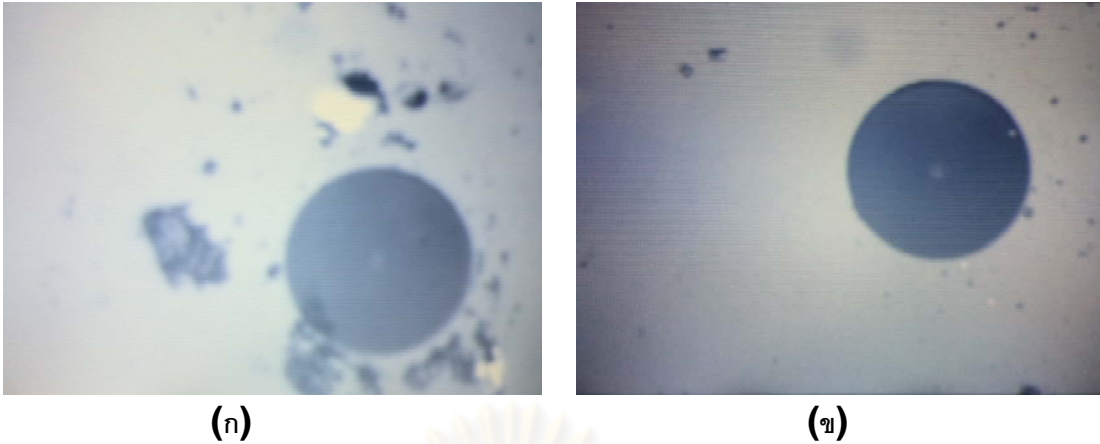


รูปที่ 4.5 โครงสร้างภายในของตัวส่งสัญญาณทางแสงแบบ TOSA



รูปที่ 4.6 กิ่งส่งโมดูล FBP-SM05

เมื่อส่งกิ่งงอเข้าไปภายในตัวส่งสัญญาณทางแสงพบว่า มีฝุ่นผงเกาะอยู่ภายในแสดงดังรูปที่ 4.7 (ก) ในการทำความสะอาดใช้แท่งสำลีขนาดเล็กแสดงดังรูปที่ 4.8 หลังจากทำความสะอาดสะอาดเรียบร้อยแล้วจึงส่งกิ่งงอเข้าไปดูใหม่อีกครั้ง ยังคงมีฝุ่นผงหลงเหลือเล็กน้อยดังรูปที่ 4.7 (ข) ซึ่งไม่สามารถทำความสะอาดได้ด้วยแท่งสำลีที่มีอยู่ จากนั้นจึงวัดกำลังแสงเฉลี่ยขาออกใหม่อีกครั้ง

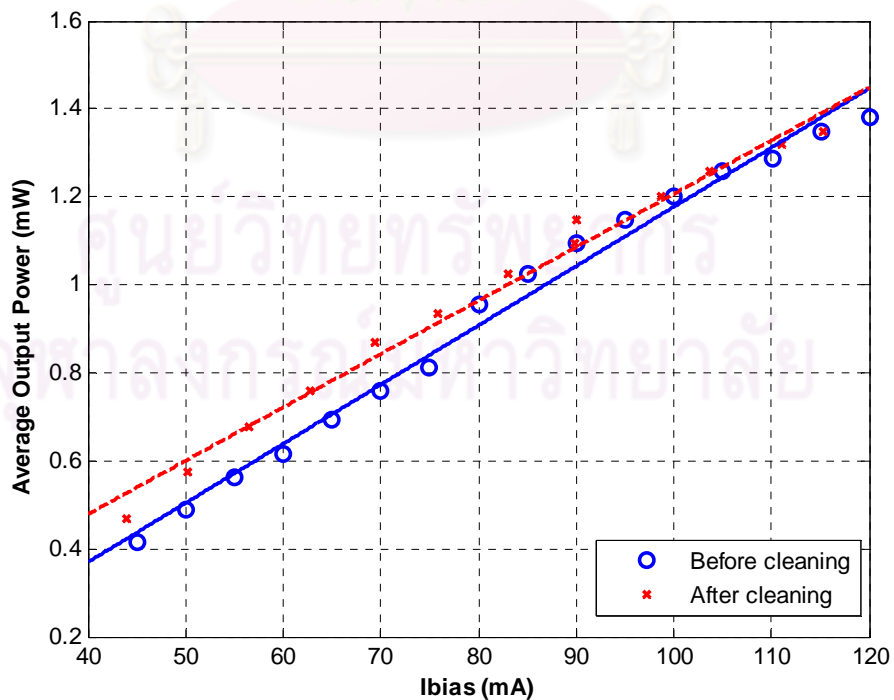


รูปที่ 4.7 ฝุ่นผงภายในปลายช่องเปล่งแสงและพื้นที่ผิวของ Isolator
(ก) ก่อนทำความสะอาด (ข) หลังทำความสะอาด



รูปที่ 4.8 แท่งสำลีสำหรับใช้ทำความสะอาด

ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.9 พบว่ากำลังแสงเฉลี่ยขาออกหลังจากที่ได้ทำความสะอาด (เส้นกราฟกากบาท) แล้วมีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อย เมื่อเทียบกับผลการทดสอบก่อนทำความสะอาด (เส้นกราฟวงกลม) สรุปได้ว่าความสกปรกภายในปลายช่องเปล่งแสงขาออกของตัวส่งสัญญาณทางแสงไม่ใช่ปัญหาที่ทำให้กำลังแสงขาออกของตัวส่งสัญญาณทางแสงลดลง



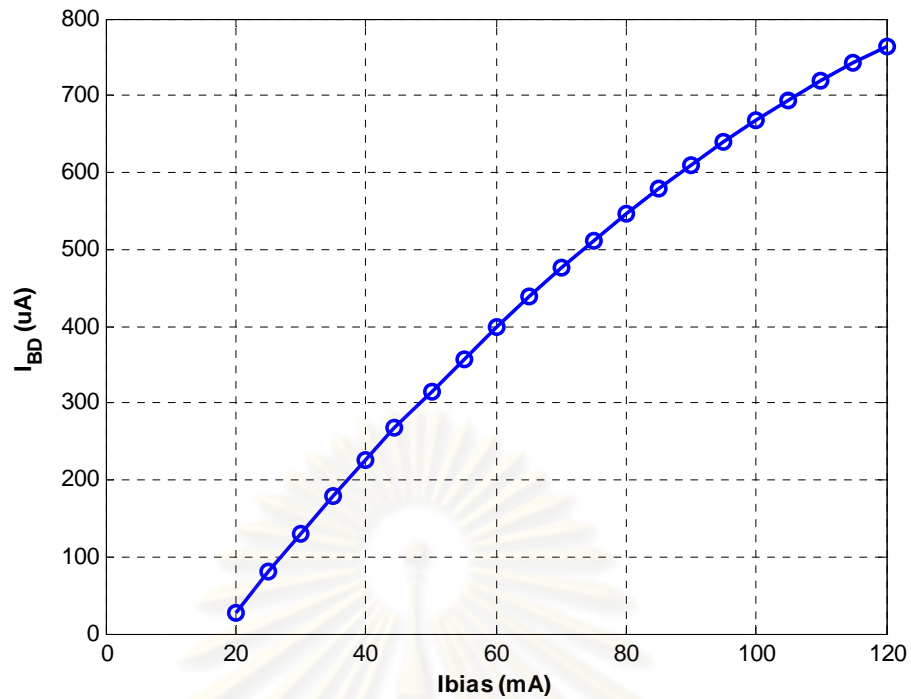
รูปที่ 4.9 เปรียบเทียบกำลังแสงเฉลี่ยขาออกก่อนและหลังทำความสะอาด

4.2.3 คุณสมบัติของเลเซอร์เปลี่ยนไป

คุณสมบัติของเลเซอร์ชนิด DFB มีโอกาสเปลี่ยนไปได้ถ้าได้รับความร้อนเป็นระยะเวลานาน เพราะเลเซอร์ผลิตมาจากสารกึ่งตัวนำซึ่งความร้อนเป็นปัจจัยหนึ่งที่มีผลต่อคุณสมบัติของสารกึ่งตัวนำ ในระหว่างขั้นตอนการย้ายตัวส่งสัญญาณทางแสงจากบอร์ดบอร์ดทดสอบประสิทธิภาพตัวส่งสัญญาณทางแสงชนิด EML ที่มีวงจร CDR ไปยังวงจรถับส่งสัญญาณทางแสง จำเป็นต้องใช้ลมร้อนเป่า เพื่อให้ตะกั่วที่บัดกรีอยู่ที่ขาเลเซอร์หลุดออกมา ซึ่งใช้ระยะเวลานาน จาก Datasheet ของตัวส่งสัญญาณทางแสงระบุว่าขาสัญญาณที่เชื่อมต่อกับตัวเลเซอร์ไม่ควรได้รับความร้อนเกิน $260\text{ }^{\circ}\text{C}$ เป็นระยะเวลา 10 วินาที [13] ดังนั้นความร้อนที่ใช้เป่าตะกั่วจึงอาจส่งผลกระทบต่อการทำงานของเลเซอร์ตามที่ได้กล่าวไปในข้างต้น ในการทดสอบจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ (1) พิจารณากำลังแสงเฉลี่ยขาออกจากตัวเลเซอร์ชนิด DFB จากกระแสมอดูเลเตอร์ (I_{BD}) ที่ได้จากตัวตรวจจับแสงที่อยู่ในแพ็คเกจ TOSA และ (2) พิจารณาอุณหภูมิภายในแพ็คเกจเลเซอร์จากความยาวคลื่นแสงที่เปล่งออกมากับค่าความยาวคลื่นแสงที่อ้างอิงตามรายงานผลการทดสอบ (Test Report) ของตัวส่งสัญญาณทางแสงจากบริษัท CyOptics [45] ซึ่งจะอธิบายรายละเอียดในหัวข้อที่ 4.2.3.1 และ 4.2.3.2 ตามลำดับ

4.2.3.1 ทดสอบหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบแอสกับกระแสมอดูเลเตอร์

ในการทดสอบระดับกำลังแสงของเลเซอร์ชนิด DFB ว่าเลเซอร์ยังคงเปล่งแสงด้วยระดับกระแสไบแอส (Ibias) ตามปกติหรือไม่ โดยพิจารณาจากค่ากระแสมอดูเลเตอร์ (I_{BD}) ที่ได้จากตัวตรวจจับแสงภายในแพ็คเกจ TOSA ดังวงจรรูปที่ 3.3 การทดสอบเริ่มจากป้อนกระแสไบแอสตั้งแต่ 20 - 120 mA ให้แก่เลเซอร์ชนิด DFB และวัดค่ากระแสมอดูเลเตอร์ ขณะที่ไม่มีการป้อนแรงดันให้กับตัวมอดูเลเตอร์ ได้ความสัมพันธ์ดังรูปที่ 4.10 พบว่าที่ค่ากระแสไบแอสเท่ากับ 90 mA วัดค่ากระแสมอดูเลเตอร์ได้เท่ากับ 610 uA ซึ่งได้ใกล้เคียงกับรายงานผลการทดสอบจากบริษัท CyOptics [45] ซึ่งค่าที่ทางบริษัททดสอบมาได้เท่ากับ 612.937 uA จึงสรุปได้ว่าเลเซอร์ยังคงเปล่งแสงด้วยระดับกำลังแสงปกติที่ระดับกระแสไบแอสเท่าเดิม



รูปที่ 4.10 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบแอสกับกระแสอินเตอร์

4.2.3.2 ทดสอบอุณหภูมิภายในแพ็คเกจเลเซอร์กับความยาวคลื่นแสง

ในหัวข้อนี้จะทดสอบอุณหภูมิภายในแพ็คเกจเลเซอร์ที่อาจเปลี่ยนแปลงไปจนทำให้ความยาวคลื่นแสงเปลี่ยนแปลงไปจากเดิมตามทฤษฎีผลกระทบของอุณหภูมิต่อความยาวคลื่นแสงในหัวข้อที่ 2.2.1 โดยจะวัดอุณหภูมิภายในแพ็คเกจเลเซอร์ผ่านค่าความต้านทานเทอร์มิสเตอร์ ที่ค่าความยาวคลื่นแสงเดียวกันกับรายงานผลการทดสอบจากบริษัท CyOptics จากนั้นเปรียบเทียบค่าอุณหภูมิที่วัดได้กับค่าในรายงานผลการทดสอบในการทดสอบเริ่มต้นจากการตั้งค่ากระแสไบแอสเท่ากับ 90 mA และควบคุมอุณหภูมิภายในแพ็คเกจเลเซอร์ให้ได้ความยาวคลื่นแสงเท่ากับ 1551.732 nm ด้วยวงจรควบคุมอุณหภูมิภายนอก จากนั้นวัดค่าความต้านทานเทอร์มิสเตอร์ (R_{therm}) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 5.69858 kOhm แล้วแปลงกลับเป็นค่าอุณหภูมิด้วยสมการที่ (4.1) [46] โดย R_0 คือค่าความต้านทานมีค่าเท่ากับ 10 kOhm ที่อุณหภูมิ 298 K, T_0 คือค่าอุณหภูมิอ้างอิงมีค่าเท่ากับ 298 K และ β คือค่าคงที่ของเทอร์มิสเตอร์มีค่าเท่ากับ 4000 K จะได้ว่าอุณหภูมิภายในแพ็คเกจเลเซอร์มีค่าเท่ากับ 38.03 °C ซึ่งใกล้เคียงกับรายงานผลการทดสอบจากบริษัท CyOptics ที่ค่าเท่ากับ 37.53 °C [45] จึงสามารถสรุปได้ว่าเลเซอร์ยังคงทำงานที่ระดับอุณหภูมิปกติและความยาวคลื่นแสงที่ได้มีค่าคงเดิม

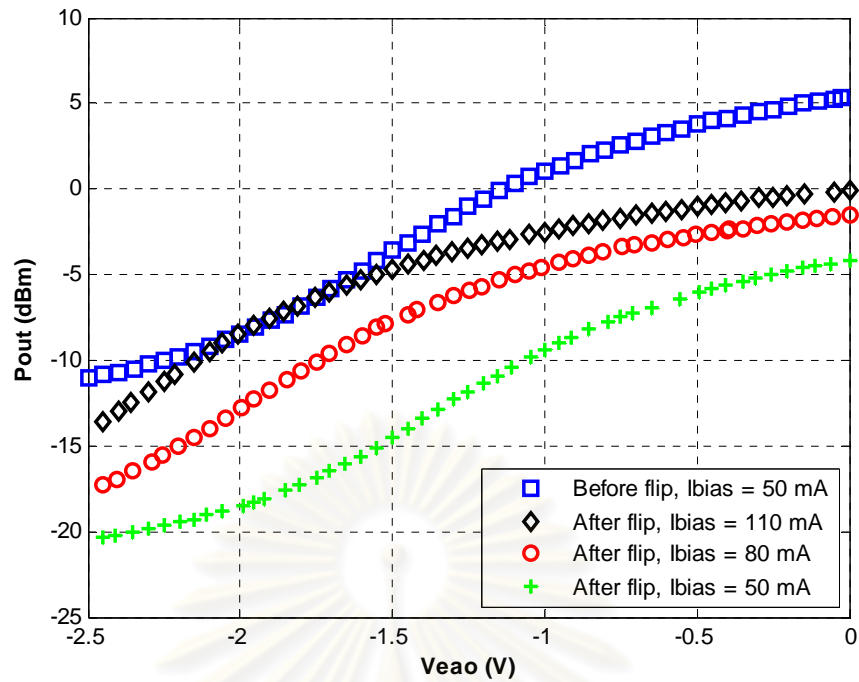
$$T = \left(\frac{\ln\left(\frac{R_{therm}}{R_0}\right)}{\beta} + \frac{1}{T_0} \right)^{-1} \quad (4.1)$$

จากผลการทดสอบที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น พบว่าเลเซอร์ยังคงมีคุณสมบัติเช่นเดิม โดยทั้งระดับกำลังแสงเฉลี่ยขาออก และจุดทำงานในการแปลงความยาวคลื่นแสง เป็นไปตามค่าที่ระบุไว้ในรายงานผลการทดสอบของบริษัท CyOptics จึงสามารถสรุปว่าปัญหาที่ทำให้กำลังแสงขาออกของตัวส่งสัญญาณทางแสงลดลงไม่ได้เกิดจากตัวเลเซอร์

4.2.4 คุณสมบัติของตัวมอดูเลเตอร์ทางแสงเปลี่ยนไป

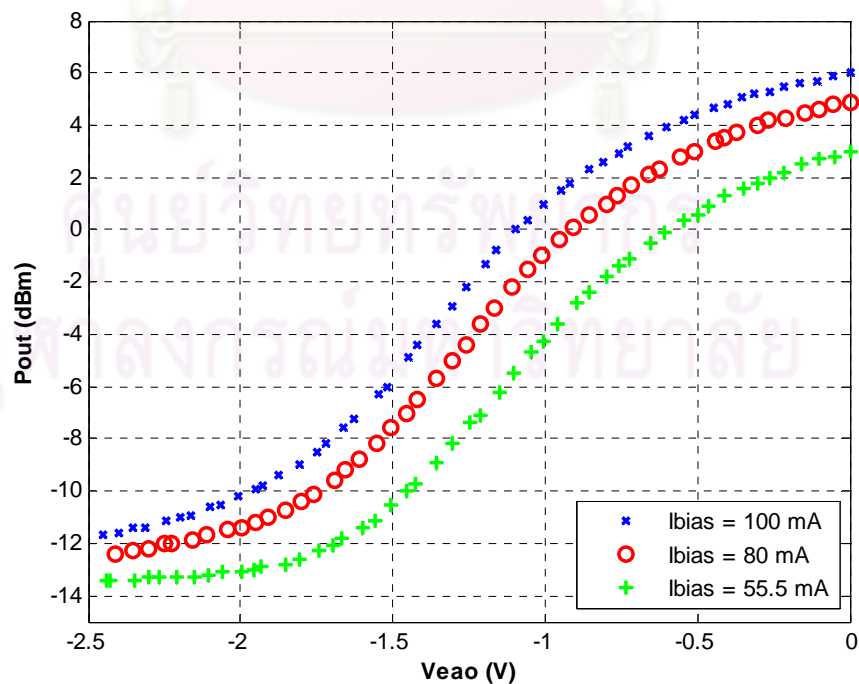
ตัวมอดูเลเตอร์ทางแสงที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้า ซึ่งมีหลักการทำงานคือดูดกลืนกำลังแสงเฉลี่ยขาออกจากเลเซอร์ชนิด DFB ตามค่าแรงดันไบแอสย้อนกลับตัวมอดูเลเตอร์ ซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.2.2.2 ในหัวข้อนี้จะตรวจสอบคุณสมบัติของการดูดกลืนแสงของตัวมอดูเลเตอร์ที่ระดับกระแสไบแอสตัวเลเซอร์ค่าต่างๆ การทดสอบเริ่มจากป้อนกระแสไบแอสให้เลเซอร์ค่าคงที่หนึ่งๆ จากนั้นทำการปรับค่าแรงดันไบแอสย้อนกลับตัวมอดูเลเตอร์ ตั้งแต่ -2.5 - 0 V

ผลการทดสอบคุณลักษณะการดูดกลืนแสงของตัวมอดูเลเตอร์ภายในตัวส่งสัญญาณทางแสงโมดูล 1636L832 ได้แสดงดังรูปที่ 4.11 มีทั้งหมด 4 กรณี ดังต่อไปนี้ กรณีที่ 1 คุณลักษณะการดูดกลืนแสงที่ระดับกระแสไบแอส 50 mA ก่อนเกิดปัญหาลงแสงขาออกจากตัวส่งสัญญาณทางแสงลดลง แสดงด้วยแนวโน้มสัญญาณที่เปลี่ยนแปลง เมื่อทำการย้ายตัวส่งสัญญาณทางแสงมายังวงจรต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง หากคุณลักษณะการดูดกลืนที่ระดับกระแสไบแอสเท่าเดิม จะได้ดังแนวโน้มสัญญาณที่เครื่องหมายวง ซึ่งเป็นกรณีที่ 2 เมื่อเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่ 1 และกรณีที่ 2 จะเห็นว่ากำลังแสงขาออกลดลง 9 dB จากปัญหาที่เกิดขึ้นเพื่อให้สามารถรับส่งสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสงระยะทาง 40 km ได้ตามมาตรฐาน ITU-T G.959.1 [26] จึงแก้ปัญหาด้วยการเพิ่มกระแสไบแอสไปที่ค่าเท่ากับ 80 mA และ 110 mA หลังจากเพิ่มกระแสไบแอสพบว่า การดูดกลืนแสงที่กระแสไบแอส 80 mA เป็นกรณีที่ 3 และที่กระแสไบแอส 110 mA เป็นกรณีที่ 4 โดยแสดงด้วยแนวโน้มสัญญาณวงกลมและเพชรตามลำดับ เมื่อเปรียบเทียบผลการทดสอบจากกรณีที่ 2, 3 และ 4 พบว่าคุณลักษณะการดูดกลืนแสงของตัวมอดูเลเตอร์ขึ้นกับกระแสไบแอส ซึ่งไม่สอดคล้องกับหลักการการทำงานของตัวมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้าที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 2.2.2.2 เพื่อแสดงให้เห็นการทำงานที่ถูกต้องของตัวมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้า จึงนำตัวส่งสัญญาณทางแสงโมดูล E2560 ของบริษัท CyOptics ที่มีตัวมอดูเลเตอร์ชนิดเดียวกับตัวส่งสัญญาณทางแสงโมดูล 1636L832 มาทำการทดสอบเปรียบเทียบ



รูปที่ 4.11 คุณลักษณะการคูคกคลื่นแสงของตัวส่งสัญญาณทางแสงโมดูล 1636L832 กรณีต่างๆ

ผลการทดสอบตัวมอดูเลเตอร์ภายในตัวส่งสัญญาณทางแสงโมดูล E2560 แสดงดังรูปที่ 4.12 โดยการทดสอบป้อนกระแสไบแอสให้แก่เลเซอร์เท่ากับ 55.5 mA, 80 mA และ 100 mA แนวโน้มการคูคกคลื่นแสงแทนด้วยสัญลักษณ์บวก, วงกลม และ กากบาท ตามลำดับ พบว่า คุณลักษณะการคูคกคลื่นแสงของตัวมอดูเลเตอร์จะเหมือนเดิม ไม่ขึ้นกับกระแสไบแอสที่ป้อนให้กับตัวเลเซอร์ แต่มีการเลื่อนขึ้นลงตามระดับกระแสไบแอสที่ป้อนให้กับตัวเลเซอร์



รูปที่ 4.12 คุณลักษณะการคูคกคลื่นแสงของตัวส่งสัญญาณทางแสงโมดูล E2560 กรณีต่างๆ

จากผลทดสอบที่แสดงในเบื้องต้นสามารถสรุปได้ว่าคุณสมบัติของตัวมอดูเลเตอร์ภายในตัวส่งสัญญาณทางแสงโมดูล 1636L832 เปลี่ยนแปลงไปซึ่งมีสาเหตุมาจาก 2 ปัจจัย คือ แรงดันรั่วอยู่ภายในระหว่างตัวเลเซอร์และตัวมอดูเลเตอร์ หรือคุณสมบัติของสารกึ่งตัวนำของตัวมอดูเลเตอร์เปลี่ยนไป ผลลัพธ์ที่ได้คือตัวมอดูเลเตอร์มีจุดทำงานเปลี่ยนแปลงและกำลังแสงขาออกมีค่าลดลง



ศูนย์วิทยพัทยาการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 5

การวัดประสิทธิภาพของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

การวัดประสิทธิภาพของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ (1) การทดสอบการรับส่งสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสง เพื่อทำการวัดแผนภาพรูปตา (Eye diagram) ของสัญญาณทางไฟฟ้าและสัญญาณทางแสง และสเปกตรัมของสัญญาณทางแสง ณ จุดต่างๆ พร้อมกับการวัดอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate, BER) โดยเปรียบเทียบระหว่างกรณีป้อนกลับสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสงระยะสั้นๆ (Loopback) กับกรณีสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวชนิดมาตรฐาน (Standard Single Mode Fiber, SSMF) และ (2) การทดสอบการส่ายจังหวะของสัญญาณหรือจิตเตอร์ (Jitter) แบ่งออกเป็น 3 การทดสอบ คือ การทดสอบความทนจิตเตอร์ (Jitter Tolerance), การทดสอบการเพิ่มจิตเตอร์ (Jitter Generation) และการทดสอบการส่งผ่านจิตเตอร์ (Jitter Transfer) ตามมาตรฐาน XFP โดยขั้นตอนการทดสอบทั้ง 2 ส่วนอธิบายในหัวข้อ 5.1 และ 5.2 ตามลำดับ

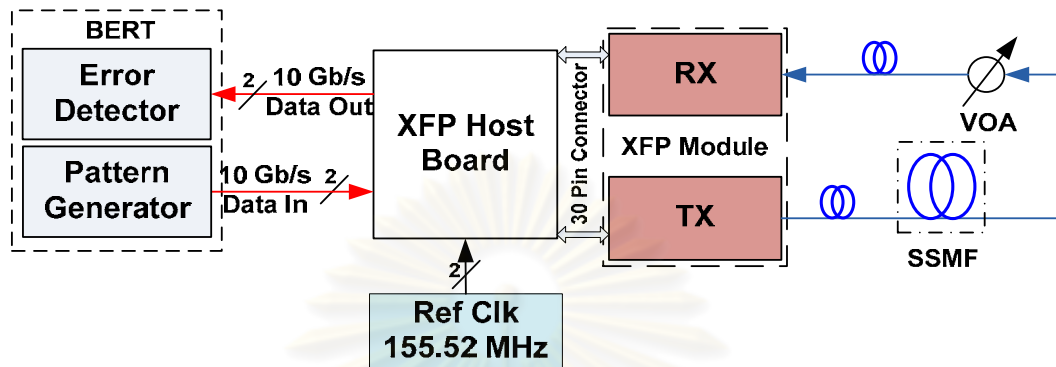
ในการทดสอบประสิทธิภาพตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP ใช้ตัวสร้างรูปแบบข้อมูล (Pattern Generator, PG) ที่ติดตั้งอยู่ในเครื่องวัดอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate Tester, BERT) โมดูล N4901B ของบริษัท Agilent Technologies ในการสร้างสัญญาณแรงดันผลต่าง (Differential Voltage Signal) ที่อัตราข้อมูล 10 Gb/s จากนั้นนำสัญญาณดังกล่าวไปอินให้กับบอร์ดทดสอบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง (XFP Host Board) หรือบอร์ดทดสอบ XFP ที่มีตัวรับส่งสัญญาณทางแสงติดตั้งอยู่ การทดสอบในบทนี้นอกจากจะทดสอบต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงที่ได้ออกแบบไว้ ยังนำตัวรับส่งสัญญาณทางแสงเชิงพาณิชย์ โมดูล JXP-01LMAC1 [47] ที่ได้รับบริจาคจากทางบริษัท JDSU มาทำการทดสอบ

5.1 การทดสอบการรับส่งสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสง

การทดสอบการรับส่งสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสงแบ่งการวัดออกเป็น 2 ส่วน คือ (1) การวัดแผนภาพรูปตาของสัญญาณทางไฟฟ้าและสัญญาณทางแสง และสเปกตรัมของสัญญาณทางแสง เพื่อวิเคราะห์คุณลักษณะของสัญญาณ ณ จุดต่างๆ และ (2) การวัดอัตราความผิดพลาดบิต เพื่อวิเคราะห์หาค่า Power Penalty ของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง ซึ่งคือค่ากำลังแสงขาเข้าตัวตรวจจับแสงที่ต้องชดเชยอันเนื่องมาจากปัญหาการถ่างออกของสัญญาณ (Dispersion) เพื่อคงค่าอัตราความผิดพลาดบิต โดยขั้นตอนการวัดอธิบายในหัวข้อที่ 5.1.1 และ 5.1.2 ตามลำดับ

ตัวตรวจจับแสงชนิด Positive-Intrinsic-Negative ซึ่งมีค่า Power Sensitivity สูงสุดเท่ากับ -14.4 dBm [47]

5.1.2 การวัดอัตราความผิดพลาดบิต



รูปที่ 5.2 แผนผังการเชื่อมต่อวงจรเพื่อวัดอัตราความผิดพลาดบิต

การวัดอัตราความผิดพลาดบิตของการรับส่งสัญญาณทางแสง โดยการเชื่อมต่อวงจรรูปที่ 5.2 เริ่มจากการนำสัญญาณแรงดันผลต่างจากตัว PG ภายในเครื่อง BERT ที่มีคุณสมบัติเช่นเดียวกับในหัวข้อที่ 5.1.1 ไปอินให้กับบอร์ดทดสอบ XFP ที่มีตัวรับส่งสัญญาณทางแสงเชื่อมต่อนั้นภาคส่งของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงจะแปลงสัญญาณทางไฟฟ้าเป็นสัญญาณทางแสงเพื่อส่งสัญญาณทางแสงให้แก่ภาครับ เมื่อภาครับแปลงสัญญาณทางแสงที่ได้กลับมาเป็นสัญญาณทางไฟฟ้า จะส่งต่อไปให้กับบอร์ดทดสอบ XFP ที่มีตัวตรวจจับสัญญาณ (Error Detector, ED) ภายในเครื่อง BERT เชื่อมต่ออยู่ ตัว ED จะทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณแรงดันผลต่างที่สร้างจากตัว PG กับสัญญาณแรงดันผลต่างที่ตัว ED ได้รับ ในรูปอัตราความผิดพลาดบิตในการทดสอบนี้จะเปรียบเทียบผลการวัดอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังแสงขาเข้าระหว่างกรณี Loopback และกรณีสัญญาณทางแสงผ่าน SSMF โดยต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงใช้ SSMF ระยะทาง 40 km และตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 ใช้ SSMF ระยะทาง 25 km

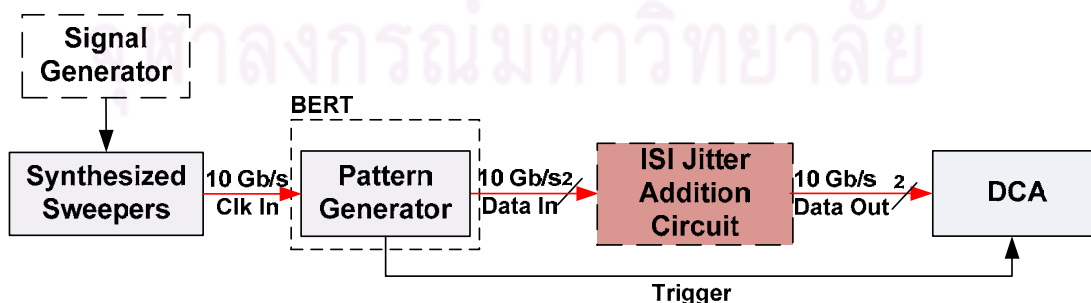
5.2 การทดสอบการส่ายจังหวะของสัญญาณหรือจิตเตอร์ (Jitter)

การทดสอบการส่ายจังหวะของสัญญาณหรือจิตเตอร์ (Jitter) ของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP [5] แบ่งการทดสอบออกเป็น 3 การทดสอบ คือ ความทนจิตเตอร์ (Jitter Tolerance), การเพิ่มจิตเตอร์ (Jitter Generation) และการส่งผ่านจิตเตอร์ (Jitter Transfer) โดยรายละเอียดในการทดสอบอธิบายในหัวข้อที่ 5.2.1 ถึง 5.2.3 ตามลำดับ

5.2.1 การทดสอบความทนจิตเตอร์ (Jitter Tolerance)

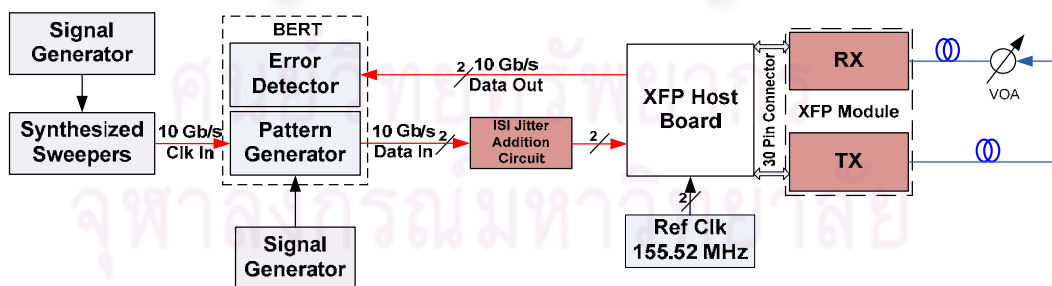
การทดสอบความทนจิตเตอร์เป็นการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรถักคืนสัญญาณนาฬิกา และสัญญาณข้อมูล (Clock and Data Recovery, CDR) ของภาคส่ง ในการทนต่อการส่ายจังหวะของสัญญาณเมื่อสัญญาณเดินทางมาจากเมนบอร์ด การทดสอบความทนจิตเตอร์แบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ (1) การจำลองสัญญาณแรงดันผลต่างให้มีคุณสมบัติเสมือนกับสัญญาณที่มาจากเมนบอร์ด โดยวงจรถักคืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล ในภาคส่งต้องมีประสิทธิภาพในการกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล เพื่อให้การรับส่งสัญญาณข้อมูลมีอัตราความผิดพลาดบิตไม่เกิน 10^{-12} และ (2) การทดสอบ Sinusoidal Jitter (SJ) Tolerance เพื่อเป็นการหาประสิทธิภาพสูงสุดที่วงจรถักคืนสัญญาณนาฬิกาสามารถทนต่อการส่ายของสัญญาณได้มากกว่าที่มาตรฐาน XFP ต้องการ โดยมีขั้นตอนการทดสอบทั้งหมด 7 ขั้นตอน โดยขั้นตอนที่ 1 – 5 เป็นขั้นตอนสำหรับสร้างสัญญาณเสมือนมาจากเมนบอร์ด ซึ่งมีการเชื่อมต่อดังรูปที่ 5.3 และขั้นตอนที่ 6 – 7 เป็นขั้นตอนทดสอบ SJ Tolerance ซึ่งมีการเชื่อมต่อดังรูปที่ 5.4 ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

1. กำหนดให้ตัว PG ภายในเครื่อง BERT สร้างสัญญาณแรงดันผลต่างที่มีค่าแรงดันบิต '1' เท่ากับ 150 mV, แรงดันบิต '0' เท่ากับ -150 mV และอัตราข้อมูล 10 Gb/s ต่อมาให้เครื่อง Synthesized Sweepers โมดูล 83620A ของบริษัท Agilent Technologies สร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงให้แก่เครื่อง BERT ที่ความถี่ 10 GHz และมีขนาดแรงดันขาออกเท่ากับ $1 V_{p-p}$ จากนั้นป้อนสัญญาณนาฬิกาเข้าที่ช่อง CLK IN ของเครื่อง BERT
2. ทำการเชื่อมต่อสัญญาณแรงดันผลต่างขาออกจากตัว PG ซึ่งมีรูปแบบข้อมูล '1100' เข้ากับเครื่อง DCA ดังรูปที่ 5.3 โดยไม่เชื่อมต่อเครื่อง Signal Generator และวงจรถักคืน Inter Symbol Interference (ISI) Jitter เพื่อวัดผลรวม Jitter ที่เกิดจาก Random Jitter (RJ) เป็นหลัก ผลรวมจิตเตอร์ที่อัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 10^{-12} ($TJ@BER 10^{-12}$) ที่วัดได้ต้องมีค่าไม่เกิน $0.2 U_{i-p-p}$ ตามมาตรฐาน XFP [5]



รูปที่ 5.3 แผนผังการจำลองสัญญาณที่เสมือนเคลื่อนที่มาจากเมนบอร์ด

3. เปลี่ยนรูปแบบข้อมูลที่ตัว PG ภายในเครื่อง BERT เป็น PRBS $2^{31}-1$ แล้วทำการวัดค่า TJ@BER 10^{-12} ที่เพิ่มขึ้นจากปัญหา Deterministic Jitter (DJ) ในระบบด้วยเครื่อง DCA
4. แทรกวงจรเพิ่ม ISI Jitter ที่มีความยาว 14" ตามที่ได้วิเคราะห์ในหัวข้อที่ 3.7 ระหว่างเครื่อง BERT กับเครื่อง DCA ดังรูปที่ 5.3 เพื่อจำลองสัญญาณแรงดันผลต่างเคลื่อนที่ผ่านเมนบอร์ดเนื่องจากปัญหา ISI จากนั้นทำการวัดค่า TJ@BER 10^{-12} ที่เพิ่มขึ้น โดยค่า TJ@BER 10^{-12} ต้องเพิ่มขึ้นจากขั้นตอนที่ 3 ประมาณ $0.2 U_{p-p}$ [5]
5. สร้างสัญญาณไซน์จากเครื่อง Signal Generator โมดูล HP 8648C ของบริษัท Agilent Technologies ความถี่ของสัญญาณเท่ากับ 10 MHz ซึ่งเป็นค่าสูงกว่าแบนด์วิดท์ของวงจร Phase Locked Loop (PLL) ภายในวงจร CDR ของภาคส่ง จากนั้นนำสัญญาณดังกล่าวไปอินพุตเข้ากับเครื่อง Synthesized Sweepers ที่ช่องขาเข้า Frequency Modulation (FM) ภายนอก เพื่อเป็นการจำลองปัญหา Periodic Jitter (PJ) ที่วงจร CDR ของภาคส่งไม่สามารถแก้ไขได้ โดยปรับระดับแรงดันสัญญาณไซน์ที่เครื่อง Signal Generator จนสัญญาณแรงดันผลต่างจากวงจรเพิ่ม ISI Jitter มีค่า TJ@BER 10^{-12} ไม่เกิน $0.61 U_{p-p}$ และค่า DJ ไม่เกิน $0.41 U_{p-p}$ พร้อมกับเปรียบเทียบแผนภาพรูปตาของสัญญาณกับหน้ากากแผนภาพรูปตาตามมาตรฐาน XFP [5]
6. หลังจากได้สัญญาณที่เสมือนเดินทางมาจากเมนบอร์ด ต่อมาทำการเชื่อมต่อวงจรใหม่ดังรูปที่ 5.4 ใช้เครื่อง Variable Optical Attenuator (VOA) เพื่อลดทอนกำลังแสงขาเข้าตัวตรวจจับแสงของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง โดยค่ากำลังแสงขาเข้าต้องไม่น้อยกว่าที่ภาครับจะตัดสินบิตแล้วค่าอัตราความผิดพลาดบิตมากกว่า 10^{-12} จากนั้นจึงทดสอบ SJ Tolerance ของวงจร CDR ในภาคส่ง

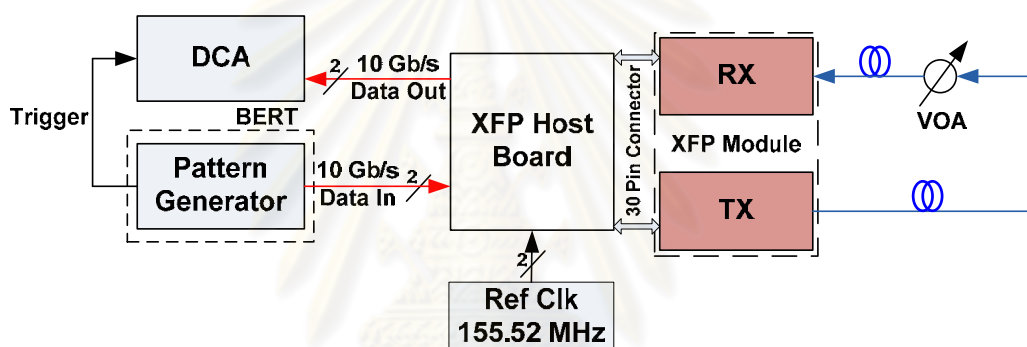


รูปที่ 5.4 แผนผังการเชื่อมต่อวงจรเพื่อทดสอบความทนจิตเตอร์ของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

7. ป้อนสัญญาณไซน์จากเครื่อง Signal Generator โมดูล R&S SM300 ของบริษัท Rohde&Schwarz ให้แก่เครื่อง BERT เข้าที่ช่อง DELAY CTRL IN เพื่อเป็นการหาประสิทธิภาพสูงสุดของวงจร CDR ที่ภาคส่ง เริ่มจากการป้อนสัญญาณไซน์ที่ความถี่และแรงดันค่าๆหนึ่ง จากนั้นนำสัญญาณแรงดันผลต่างจากเครื่อง BERT ป้อนเข้าบอร์ด

ทดสอบ XFP และนำสัญญาณแรงดันผลต่างขาออกจากบอร์ดทดสอบ XFP ต่อเข้ากับตัว ED ภายในเครื่อง BERT เพื่อวัดค่าอัตราความผิดพลาดบิต โดยปรับเพิ่มระดับแรงดันของสัญญาณไซน์หรืออีกนัยหนึ่งคือเพิ่มความรุนแรงของจitter จนกระทั่งได้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 10^{-12} จากนั้นเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณไซน์แล้วทำซ้ำขั้นตอนที่ 7 อีกครั้ง นำค่าความรุนแรงของจitter แต่ละความถี่ที่ใช้ในการทดสอบเปรียบเทียบกับมาตรฐาน XFP [5] ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทดสอบ SJ Tolerance ในช่วงความถี่ของสัญญาณไซน์เท่ากับ 300 kHz ถึง 80 MHz เนื่องจากข้อจำกัดของเครื่อง BERT ที่ไม่สามารถทนต่อระดับแรงดันสัญญาณไซน์ที่เข้ามามอดูเลตสัญญาณข้อมูลได้เกิน 500 mV_{p-p} [40]

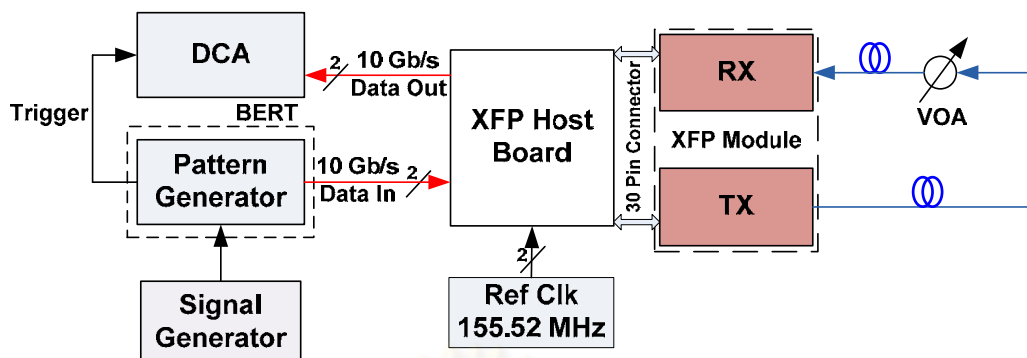
5.2.2 การทดสอบการเพิ่ม (Jitter Generation)



รูปที่ 5.5 แผนผังการเชื่อมต่อวงจรสำหรับทดสอบการเพิ่มจitter

การทดสอบการเพิ่มจitter เป็นการวัดค่า $TJ@BER 10^{-12}$ และค่า DJ ของสัญญาณที่เกิดจากวงจร CDR ในภาครับ ซึ่งมีการเชื่อมต่อวงจรดังรูปที่ 5.5 เริ่มจากการป้อนสัญญาณแรงดันผลต่างที่มีคุณสมบัติเช่นเดียวกับในหัวข้อที่ 5.1.1 จากตัว PG ภายในเครื่อง BERT ให้กับบอร์ดทดสอบ XFP ที่มีตัวรับส่งสัญญาณทางแสงเชื่อมต่อ จากนั้นนำสัญญาณทางแสงผ่านเครื่อง VOA เพื่อลดทอนกำลังแสงขาเข้าตัวตรวจจับแสงของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง โดยค่ากำลังแสงขาเข้าต้องไม่น้อยกว่าที่ภาครับจะตัดสินบิตแล้วค่าอัตราความผิดพลาดบิตมากกว่า 10^{-12} และทำการวัดค่า $TJ@BER 10^{-12}$ และค่า DJ จากสัญญาณแรงดันผลต่างที่ออกมาจากภาครับของบอร์ดทดสอบ XFP ด้วยเครื่อง DCA โดยค่า $TJ@BER 10^{-12}$ และค่า DJ ต้องไม่เกิน $0.34 UI_{p-p}$ และ $0.18 UI_{p-p}$ ตามลำดับ พร้อมกับเปรียบเทียบแผนภาพรูปตาของสัญญาณกับหน้ากากแผนภาพรูปตาตามมาตรฐาน XFP [5]

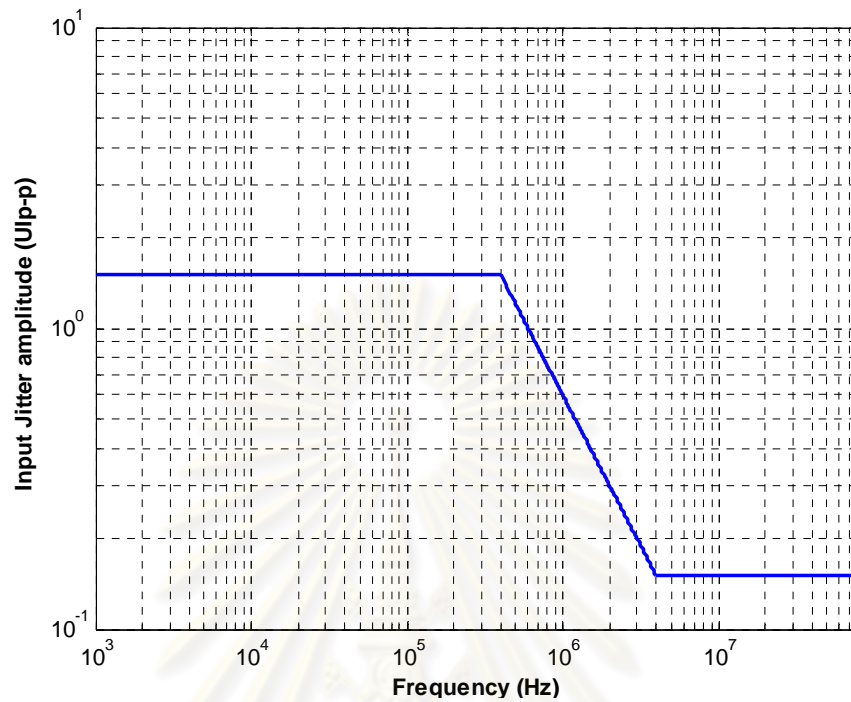
5.2.3 การทดสอบการส่งผ่านจิตเตอร์ (Jitter Transfer)



รูปที่ 5.6 แผนผังการเชื่อมต่อวงจรสำหรับทดสอบการส่งผ่านจิตเตอร์

การทดสอบการส่งผ่านจิตเตอร์เป็นการทดสอบประสิทธิภาพของวงจร CDR ทั้งภาคส่งและภาครับ ในการส่งผ่านและกำจัดจิตเตอร์ในสัญญาณจากภาคส่งไปยังภาครับ ในการทดสอบทำการเชื่อมต่อวงจรดังรูปที่ 5.6 เริ่มจากการสร้างสัญญาณแรงดันผลต่างที่มีจิตเตอร์ด้วยสัญญาณไซน์ ที่ความถี่และระดับความรุนแรงของจิตเตอร์ แสดงดังรูปที่ 5.7 ตามมาตรฐาน ITU-T G.783, Characteristics of synchronous digital hierarchy (SDH) equipment functional blocks [48] จากเครื่อง Signal Generator โมเดล R&S SM300 เข้าที่ช่อง DELAY CTRL IN ของเครื่อง BERT จากนั้นนำสัญญาณแรงดันผลต่างจากที่สร้างจากตัว PG ภายในเครื่อง BERT โดยมีค่าแรงดันบิต '1' เท่ากับ 150 mV, แรงดันบิต '0' เท่ากับ -150 mV, อัตราข้อมูล 10 Gb/s และรูปแบบข้อมูล PRBS $2^{31}-1$ ป้อนให้กับบอร์ดทดสอบ XFP ที่มีตัวรับส่งสัญญาณทางแสงเชื่อมต่อจากนั้นนำสัญญาณทางแสงป้อนผ่านเครื่อง VOA เพื่อลดทอนกำลังแสงขาเข้าตัวตรวจจับแสงของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง โดยค่ากำลังแสงขาเข้าต้องไม่น้อยกว่าที่ภาครับจะตัดสินบิตแล้วค่าอัตราความผิดพลาดบิตมากกว่า 10^{-12} จากนั้นนำสัญญาณแรงดันผลต่างที่ออกมาจากภาครับของบอร์ดทดสอบ XFP ต่อเข้าเครื่อง DCA เพื่อวัดค่า $TJ@BER 10^{-12}$ ในการคำนวณหาค่าการส่งผ่านจิตเตอร์สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (2.20) โดยค่า *output jitter* คำนวณจากค่า $TJ@BER 10^{-12}$ ที่วัดจากเครื่อง DCA เมื่อป้อนสัญญาณแรงดันผลต่างที่มีจิตเตอร์ลบกับค่า $TJ@BER 10^{-12}$ ในกรณีไม่ป้อนสัญญาณไซน์แก่เครื่อง BERT ที่ช่อง DELAY CTRL IN และค่า *input jitter* มีค่าเท่ากับความรุนแรงของจิตเตอร์ตามรูปที่ 5.7 การทดสอบและการคำนวณด้วยวิธีการนี้ถึงแม้ไม่ใช่หลักการทดสอบที่ถูกต้องตามการทดสอบการส่งผ่านจิตเตอร์ แต่ตามมาตรฐาน XFP ถือว่ายอมรับได้ เพราะในปัจจุบันขาดเครื่องมือวัดและอุปกรณ์ที่มีความแม่นยำสูงพอที่จำหน่ายในเชิงพาณิชย์ สำหรับทำหน้าที่เป็นภาคส่งและภาครับสัญญาณทางแสงสำหรับทดสอบการส่งผ่านจิตเตอร์ [5] ในวิทยานิพนธ์นี้จะลดช่วงความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ใช้พิจารณาค่าการส่งผ่านจิตเตอร์จาก 100 kHz – 80 MHz เป็น 1 – 80 MHz โดยมีสาเหตุมาจากข้อจำกัดของเครื่องมือวัด ในการวัดค่า

TJ@BER 10^{-12} ของเครื่อง DCA [41] และเครื่อง BERT ที่ไม่สามารถทนต่อระดับแรงดันสัญญาณ
 ไซน์ที่เข้ามามอดูเลตสัญญาณข้อมูลได้เกิน 500 mV_{p-p} [40]



รูปที่ 5.7 ระดับความรุนแรงของจิตเตอร์ที่ความถี่สัญญาณไซน์ค่าต่างๆ

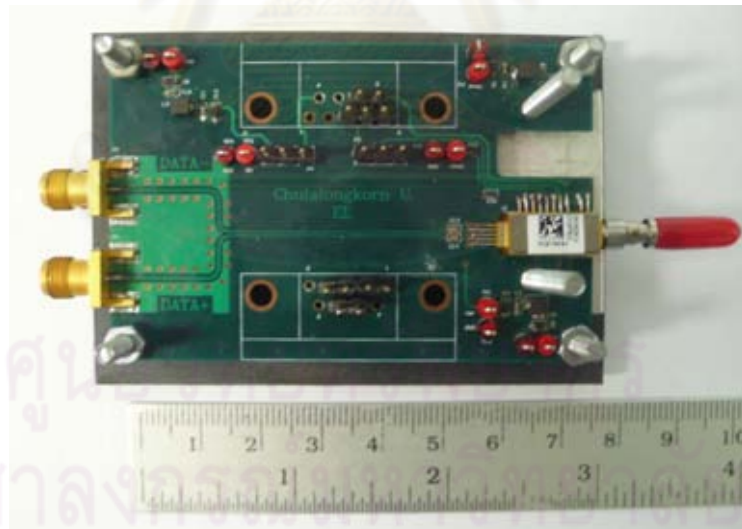
บทที่ 6

ผลการทดสอบ

6.1 ผลการทดสอบแต่ละองค์ประกอบ

ก่อนที่จะนำเอาอุปกรณ์ที่เลือกใช้ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 ไปประกอบลงบนแผ่นวงจรมพิมพ์ ต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงที่ออกแบบไว้ จะทำการทดสอบอุปกรณ์เหล่านั้นก่อน โดยในที่นี้ จะทำการทดสอบเฉพาะตัวส่งสัญญาณทางแสง, ตัวตรวจจับแสง และบอร์ดทดสอบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง (XFP Host Board) หรือบอร์ดทดสอบ XFP สำหรับการทำงานในเบื้องต้น โดยจะอธิบายผลการสอบของทั้งสามองค์ประกอบในหัวข้อที่ 6.1.1 ถึง 6.1.3 ตามลำดับ ในส่วนวงจรมูคี่นสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูลทั้งภาคส่งและภาครับจะไม่กล่าวถึงการทดสอบการทำงานในเบื้องต้น เพราะสามารถศึกษาการทำงานได้จากบอร์ดตัวอย่าง MAX3991/MAX3992 Evaluation (EV) Kit [49]

6.1.1 ตัวส่งสัญญาณทางแสง

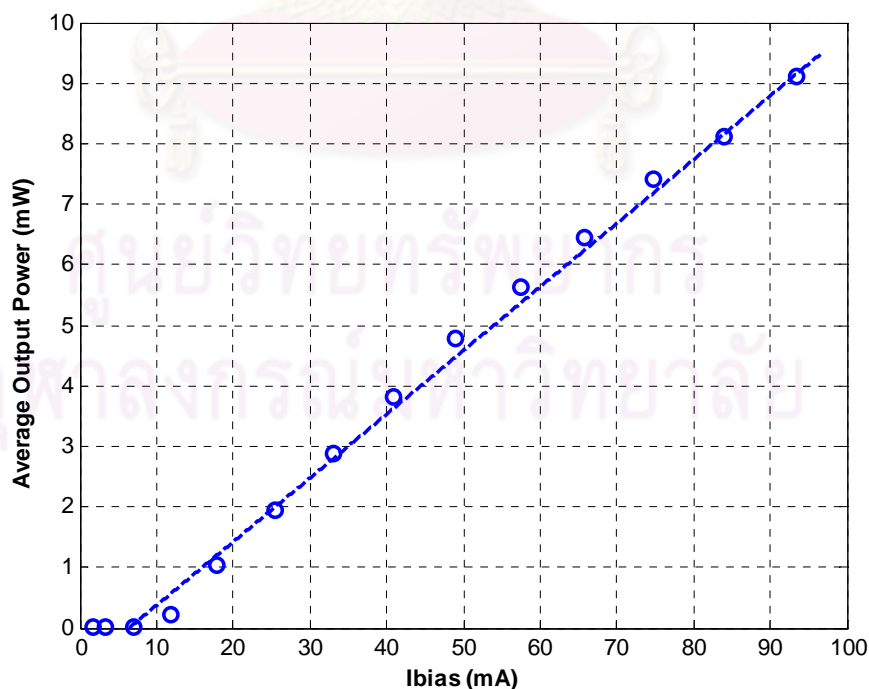


รูปที่ 6.1 บอร์ดทดสอบประสิทธิภาพของตัวส่งสัญญาณทางแสงชนิด EML

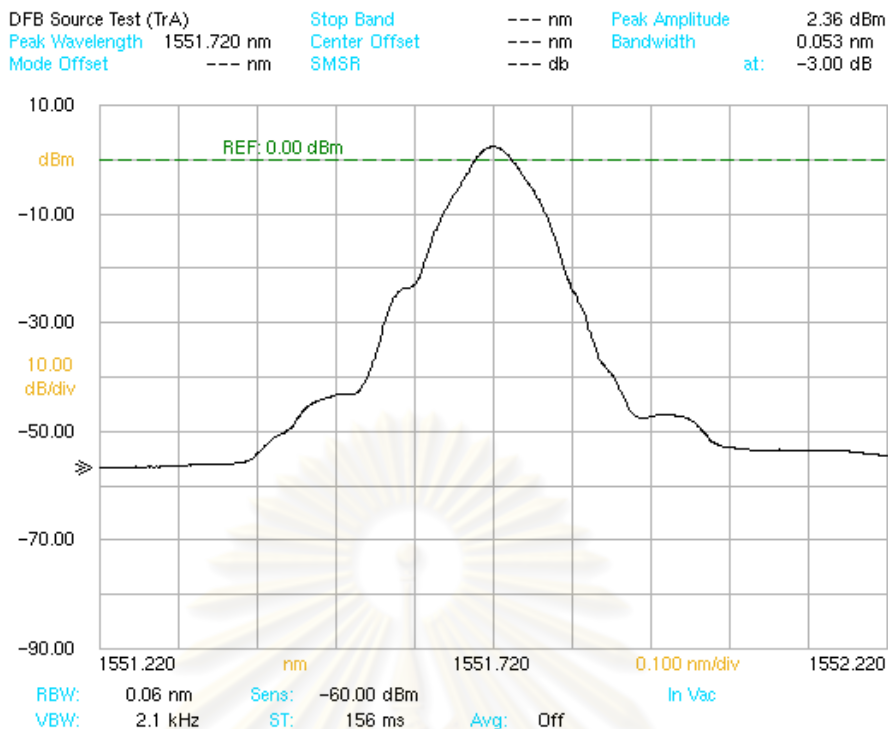
ตัวส่งสัญญาณทางแสงโมดูล 1636L832 ของบริษัท CyOptics ได้นำมาบัดกรีลงบนบอร์ดทดสอบประสิทธิภาพของตัวส่งสัญญาณทางแสงชนิด EML ดังรูปที่ 6.1 เพื่อทดสอบการส่งผ่านสัญญาณข้อมูล อัตราข้อมูล 10 Gb/s จากหัวต่อ SMA ไปยังขาสัญญาณของตัวส่งสัญญาณทางแสง พร้อมกับหาจุดทำงานที่เหมาะสมสำหรับไฟเลี้ยง 3 ค่า คือ (1) ไฟเลี้ยงของเลเซอร์ชนิด DFB, (2) ไฟเลี้ยงแรงดันไบแอสย้อนกลับตัวมอดูเลเตอร์ (V_{eo}) และ (3) ไฟเลี้ยง

แรงดันกำหนดสัดส่วนเอ็กซ์ติงชัน (V_{er}) สำหรับตัวขับเลเซอร์ โดยรายละเอียดได้ระบุไว้ใน Datasheet ของอุปกรณ์ [13] ในการทดสอบตัวส่งสัญญาณทางแสงเริ่มจาก (1) ทดสอบการทำงานของเลเซอร์ชนิด DFB ภายในตัวส่งสัญญาณทางแสง เพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสไบแอส (Ibias) กับกำลังแสงเฉลี่ยขาออก, (2) ทดสอบการทำงานของตัวมอดูเลเตอร์ภายในตัวส่งสัญญาณทางแสง เพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไบแอสย้อนกลับตัวมอดูเลเตอร์กับกำลังแสงขาออกหรือคุณลักษณะการดูดกลืนแสงของตัวมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้า และ (3) ทดสอบการแปลงสัญญาณทางไฟฟ้าไปเป็นสัญญาณทางแสง และหาค่าแรงดันไบแอสย้อนกลับตัวมอดูเลเตอร์และแรงดันกำหนดสัดส่วนเอ็กซ์ติงชัน เพื่อให้สัญญาณทางแสงผ่านมาตรฐาน ITU-T G.691 [15]

ผลการทดสอบการทำงานของเลเซอร์ชนิด DFB ภายในตัวส่งสัญญาณทางแสงแสดงดังรูปที่ 6.2 ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบแอสกับกำลังแสงเฉลี่ยขาออก ค่ากระแสขีดเริ่มเปลี่ยน (Threshold Current) ที่วัดได้เท่ากับ 6.57 mA จากผลการทดสอบพบว่าเมื่อเพิ่มกระแสไบแอสมากกว่าค่ากระแสขีดเริ่มเปลี่ยน ค่ากำลังแสงเฉลี่ยขาออกจะแปรผันตรงกับกระแสไบแอส ซึ่งสอดคล้องกับหลักการที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 2.2.1 สำหรับการทดสอบที่ (2) และ (3) เลือกใช้ค่ากระแสไบแอสเท่ากับ 50 mA ซึ่งให้ค่ากำลังแสงเฉลี่ยขาออกเท่ากับ 4.57 mW หรือเทียบเท่ากับ 6.6 dBm และสเปกตรัมของตัวส่งสัญญาณทางแสงโมดูล 1636L832 แสดงดังรูปที่ 6.3 ซึ่งมีความยาวคลื่นแสงเท่ากับ 1551.72 nm

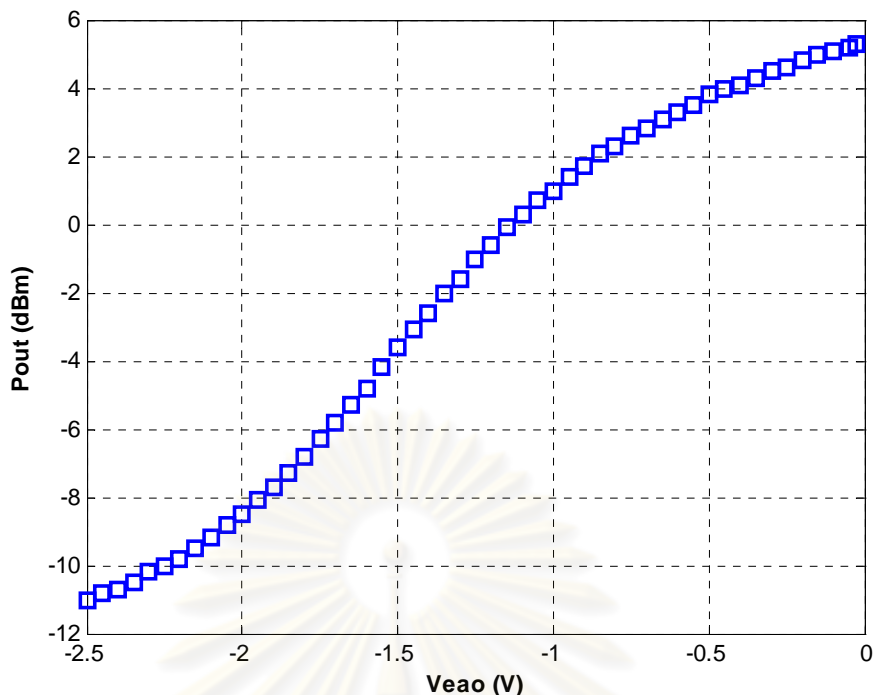


รูปที่ 6.2 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบแอสกับกำลังแสงเฉลี่ยขาออกจากเลเซอร์ชนิด DFB



รูปที่ 6.3 สเปกตรัมของเลเซอร์ชนิด DFB จากตัวส่งสัญญาณทางแสง

ผลการทดสอบการทำงานของตัวมอดูเลเตอร์ภายในตัวส่งสัญญาณทางแสงแสดงดังรูปที่ 6.4 ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไบแอสย้อนกลับตัวมอดูเลเตอร์และกำลังแสงขาออก จากผลการทดสอบพบว่าเมื่อเพิ่มแรงดันไบแอสย้อนกลับตัวมอดูเลเตอร์ จะทำให้ตัวมอดูเลเตอร์ ดูดกลืนแสงมากขึ้น กำลังแสงที่ออกมาจึงน้อยลง ซึ่งสอดคล้องกับหลักการที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 2.2.2.2 เมื่อพิจารณาคุณลักษณะการดูดกลืนแสงของตัวมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้าในรูปที่ 6.4 พบว่ากราฟในบางช่วงแรงดันไบแอสย้อนกลับตัวมอดูเลเตอร์จะมีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นกับ กำลังแสงขาออก เพราะฉะนั้นการเลือกแรงดันไบแอสย้อนกลับตัวมอดูเลเตอร์จะพิจารณาจากค่า สัดส่วนเอ็กซ์ติงชัน (Extinction ratio, EX ratio) และกำลังแสงขาออกจากตัวมอดูเลเตอร์ เพื่อให้ได้ ค่าที่สอดคล้องตามมาตรฐาน ITU-T G.691 [15] ในที่นี้เลือกพิจารณาแรงดันไบแอสย้อนกลับตัว มอดูเลเตอร์ 3 ค่า คือ -1.3 V, -1.5 V และ -1.7 V เพื่อใช้ในการทดสอบถัดไป



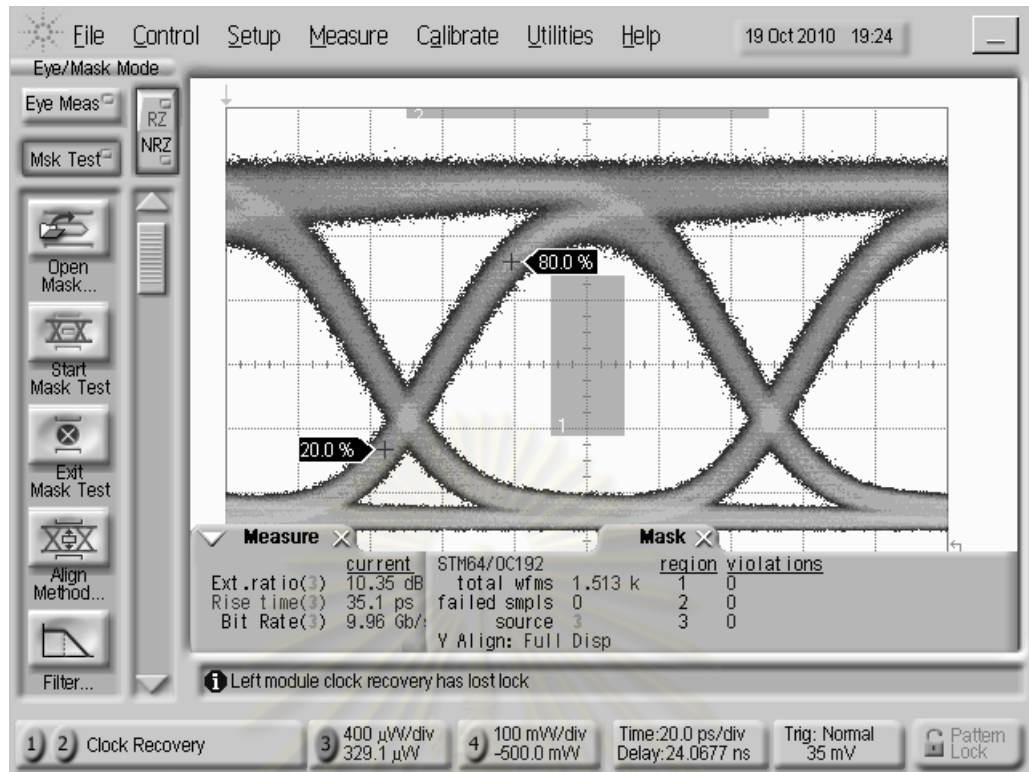
รูปที่ 6.4 คุณลักษณะการดูดกลืนแสงของตัวมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้า

ผลการทดสอบการแปลงสัญญาณทางไฟฟ้าไปเป็นสัญญาณทางแสง เริ่มจากการป้อนค่าแรงดันไบแอสย้อนกลับตัวมอดูเลเตอร์เท่ากับ -1.3 V, -1.5 V และ -1.7 V และแรงดันกำหนดสัดส่วนเอ็กซ์ติงชันสำหรับตัวขับเลเซอร์เท่ากับ 1 V และ 1.2 V เพื่อหาค่าที่ทำให้ได้ค่า EX ratio, ค่า Rise time และกำลังแสงขาออกตามมาตรฐาน ITU-T G.691 [15] ในการทดสอบใช้ตัวสร้างรูปแบบข้อมูล (Pattern Generator, PG) ที่ติดตั้งอยู่ภายในเครื่องวัดอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate Tester, BERT) สร้างสัญญาณแรงดันผลต่าง (Differential Voltage Signal) ที่มีค่าแรงดันบิต '1' เท่ากับ 150 mV, แรงดันบิต '0' เท่ากับ -150 mV, อัตราข้อมูล 10 Gb/s และรูปแบบข้อมูล Pseudorandom Binary Sequence (PRBS) $2^{31}-1$ ป้อนให้กับตัวส่งสัญญาณทางแสง และใช้ตัวตรวจจับแสงชนิด Positive-Intrinsic-Negative (PIN) โมดูล 86105B บนเครื่อง Digital Communications Analyzer (DCA) ในการวัดสัญญาณทางแสง ซึ่งผลการทดสอบแสดงตามตารางที่ 6.1 พบว่าเมื่อเพิ่มแรงดันไบแอสย้อนกลับตัวมอดูเลเตอร์ตามค่าที่ได้เลือกใช้ในเบื้องต้น จะเห็นได้ว่าค่า EX ratio เพิ่มขึ้น ส่วนการเพิ่มแรงดันกำหนดสัดส่วนเอ็กซ์ติงชัน จะส่งผลให้ค่า EX ratio และค่า Rise time เพิ่มขึ้น ซึ่งผลการทดสอบสอดคล้องกับหลักการที่ได้กล่าวไว้แล้วในหัวข้อที่ 2.2.2.2 ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้ค่าแรงดันไบแอสย้อนกลับตัวมอดูเลเตอร์เท่ากับ -1.7 V และค่าแรงดันกำหนดสัดส่วนเอ็กซ์ติงชันเท่ากับ 1 V เพราะค่าแรงดันไบแอสย้อนกลับตัวมอดูเลเตอร์และแรงดันกำหนดสัดส่วนเอ็กซ์ติงชันดังกล่าว ให้ค่ากำลังแสงขาออกเท่ากับ 2 dBm, ค่า EX ratio เท่ากับ 10.4 dBm และค่า Rise time เท่ากับ 35.1 ps และแผนภาพรูปตาของสัญญาณทางแสงผ่านหน้ากากแผนภาพรูปตา (Eye Mask) มาตรฐาน OC-192/STM-64 ดังรูปที่ 6.5 ซึ่งเป็นไป

ตามมาตรฐาน ITU-T G.691 [15] เมื่อพิจารณาค่า Rise time ของสัญญาณทางแสงที่วัดได้ พบว่ามีค่าสูงกว่าที่ทางบริษัท CyOptics ได้ทดสอบไว้ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 30 ps โดยมีสาเหตุมาจากสัญญาณแรงดันผลต่างจากเครื่อง BERT ที่ใช้ในการทดสอบมีค่า Rise time ประมาณ 18 ps [40] ซึ่งมีค่ามากกว่าเครื่อง BERT ที่ทาง Cyoptics ใช้ทดสอบ และคุณสมบัติของตัวขับเลเซอร์ภายในตัวส่งสัญญาณทางแสงมีค่า Rise time เท่ากับ 30 ps [50] เมื่อนำค่าทั้งสองแทนลงสมการที่ (6.1) [24] จะได้ค่า Rise time ของสัญญาณทางแสงเท่ากับ 34.98 ps เมื่อเปรียบเทียบค่า Rise time ของสัญญาณทางแสงที่วัดจากเครื่อง DCA กับค่าที่คำนวณด้วยสมการพบว่ามีค่าใกล้เคียงกัน จึงสรุปได้ว่าค่า Rise time ของสัญญาณจากเครื่อง BERT มีผลต่อค่า Rise time ของสัญญาณทางแสง เมื่อพิจารณาแผนภาพรูปตาในรูปที่ 6.5 พบว่าจุดตัดของแผนภาพรูปตา (Eye Crossing Point) ของสัญญาณทางแสงอยู่ใกล้กำลังแสงบิต '0' เพราะแรงดันกำหนดสัดส่วนเอ็กซ์ติงชันที่ป้อนให้กับตัวขับเลเซอร์มีค่าที่สูงเกินไป ทำให้สัญญาณแรงดันผลต่างที่ออกมาจากตัวขับเลเซอร์มีขนาดใหญ่ การมอดูเลตสัญญาณแรงดันผลต่างเข้ากับสัญญาณทางแสงต่อเนื่อง (Continuous Wave, CW) จึงมีจุดทำงานในบริเวณคุณลักษณะของการดูกลืนแสงของตัวมอดูเลเตอร์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น สาเหตุของปัญหาคือ Datasheet ของตัวส่งสัญญาณทางแสง [13] ไม่ได้รวมข้อมูลของตัวขับเลเซอร์ที่อยู่ภายใน โดยข้อมูลของของตัวขับเลเซอร์อยู่ใน Datasheet ของบริษัท Oki Semiconductor [50] ซึ่งทราบภายหลังจากการเกิดปัญหากำลังแสงขาออกจากตัวส่งสัญญาณทางแสงลดลง การแก้ปัญหาคือจุดตัดของแผนภาพรูปตาของสัญญาณทางแสงในเบื้องต้นจึงทำได้โดยป้อนแรงดันปรับจุดตัดของแผนภาพรูปตาของสัญญาณทางไฟฟ้า (V_{PWC}) เข้าที่ขาสัญญาณที่ 1 ของตัวส่งสัญญาณทางแสง แต่ในบอร์ดทดสอบประสิทธิภาพของตัวส่งสัญญาณทางแสงชนิด EML ไม่ได้ออกแบบการเชื่อมต่อแหล่งจ่ายไฟให้กับขาสัญญาณที่ 1 ของตัวส่งสัญญาณทางแสง ทำให้จุดตัดของแผนภาพรูปตาของสัญญาณทางแสงจึงอยู่ใกล้กำลังแสงบิต '0'

ตารางที่ 6.1 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า EX ratio, ค่า Rise time ที่แรงดันไบแอสย้อนกลับ ตัวมอดูเลเตอร์และแรงดันกำหนดสัดส่วนเอ็กซ์ติงชันต่างๆ

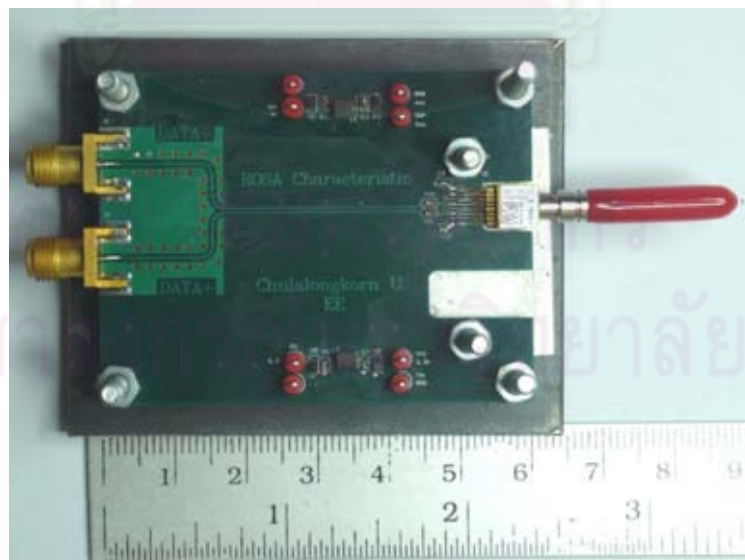
V_{eao} (V)	$V_{er} = 1$ V		$V_{er} = 1.2$ V	
	EX ratio (dB)	Rise time (ps)	EX ratio (dB)	Rise time (ps)
-1.3	10.23	35.1	10.36	35.6
-1.5	10.35	35.1	10.50	35.6
-1.7	10.40	35.1	10.54	35.1



รูปที่ 6.5 แผนภาพรูปตาของสัญญาณทางแสงที่ออกจากตัวส่งสัญญาณทางแสง

$$t_{\text{sys}} = \sqrt{t_{\text{tr1}}^2 + t_{\text{tr2}}^2 + \dots + t_{\text{trn}}^2} \quad (6.1)$$

6.1.2 ตัวตรวจจับแสง



รูปที่ 6.6 บอร์ดทดสอบประสิทธิภาพของตัวตรวจจับแสงชนิด PIN

ตัวตรวจจับแสงชนิด PIN โมเดล 1640L1 ของบริษัท CyOptics ได้นำมาบัดกรีลงบนบอร์ดทดสอบประสิทธิภาพของตัวตรวจจับแสงชนิด PIN ดังรูปที่ 6.6 เพื่อทดสอบการส่งผ่านสัญญาณ

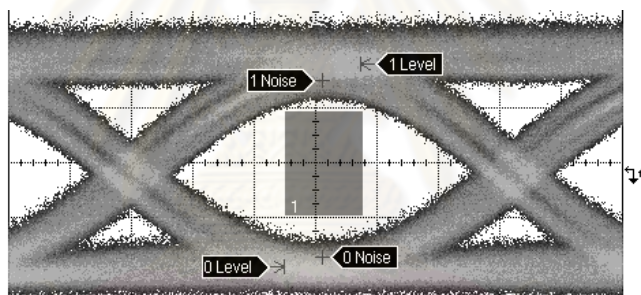
ข้อมูล อัตราข้อมูล 10 Gb/s จากขาสัญญาณของตัวตรวจจับสนแสงไฟยงหัวต่อ SMA และหาจุดทำงานที่เหมาะสมสำหรับไฟเลี้ยงตัวตรวจจับสนแสงชนิด PIN ซึ่งมีค่าอยู่ในช่วง 5 - 12 V โดยรายละเอียดได้ระบุไว้ใน Datasheet ของอุปกรณ์ [18] ในการทดสอบเริ่มจาก (1) ทดสอบหาค่าแรงดันไบแอสย้อนกลับ (V_{PD}) ที่เหมาะสม, (2) ทดสอบการทำงานของตัวตรวจจับสนแสงและตัวขยายสัญญาณ ในการแปลงสัญญาณทางแสงมาเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าจากแรงดันที่เลือกใช้ในข้อที่ (1) และ (3) ทดสอบหาค่าความไวแสง (Power Sensitivity) ของตัวตรวจจับสนแสง

ตัวตรวจจับสนแสงชนิด PIN โมเดล 1640L1 สามารถตั้งค่าแรงดันไบแอสย้อนกลับได้ตั้งแต่ 5 - 12 V ตามที่ได้ระบุไว้ใน Datasheet [18] จากหลักการทำงานของตัวตรวจจับสนแสงชนิด PIN ที่ได้กล่าวไว้แล้วในหัวข้อที่ 2.3.1 การเพิ่มแรงดันไบแอสย้อนกลับจะทำให้บริเวณปลอดพาหะมีขนาดใหญ่ขึ้น ทำให้สามารถตรวจจับสนแสงที่มีกำลังแสงต่ำๆได้ การเลือกใช้ค่าระดับแรงดันไบแอสย้อนกลับที่เหมาะสม จะพิจารณาควบคู่ไปกับค่า Signal to Noise Ratio (SNR) และระดับกำลังแสงขาเข้า (Pr) โดยค่า SNR เป็นค่าที่วัดจากเครื่อง DCA ในการทดสอบกำหนดให้แรงดันไบแอสย้อนกลับมีค่าเท่ากับ 5 V, 8 V, 10 V และ 12 V และกำลังแสงขาเข้าตัวตรวจจับสนแสงมีค่าเท่ากับ -5 dBm, -10 dBm, -15 dBm และ -20 dBm ดังตารางที่ 6.2 จากผลการทดสอบพบว่าระดับแรงดันไบแอสย้อนกลับที่เหมาะสมมีค่าเท่ากับ 5 V เนื่องจากการออกแบบระบบรับส่งสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสงโดยใช้ต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง ได้คำนวณกำลังแสงขาเข้าตัวตรวจจับสนแสงหลังจากผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวชนิดมาตรฐาน (Standard Single Mode Fiber, SSMF) ระยะทาง 40 km มีค่าประมาณ -15 dBm ซึ่งค่า SNR ที่ระดับกำลังแสงขาเข้าดังกล่าว มีค่าสูงพอสำหรับการรับส่งสัญญาณข้อมูลโดยมีอัตราความผิดพลาดบิตไม่เกิน 10^{-12} [10]

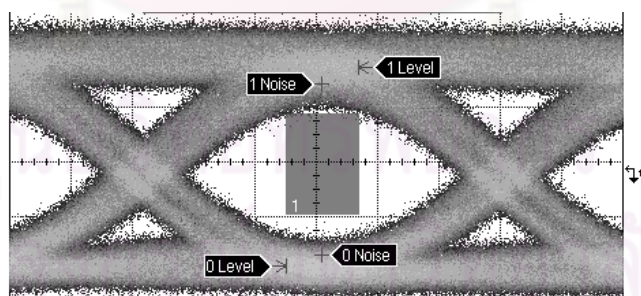
ตารางที่ 6.2 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า SNR, กำลังแสงขาเข้า และแรงดันไบแอสย้อนกลับ

Pr (dBm)	SNR			
	$V_{PD} = 5 \text{ V}$	$V_{PD} = 8 \text{ V}$	$V_{PD} = 10 \text{ V}$	$V_{PD} = 12 \text{ V}$
-5	8.42	8.56	8.43	8.35
-10	7.87	8.25	8.26	8.3
-15	7.21	7.54	7.56	7.7
-20	4.91	5.13	5.2	5.25

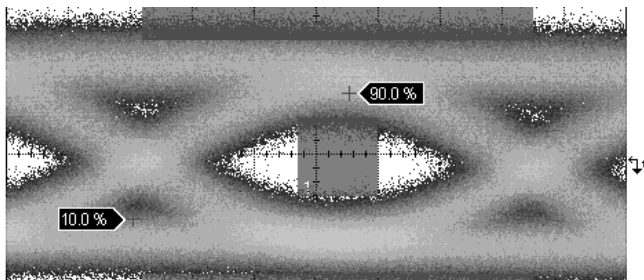
เมื่อทราบค่าแรงดันไบแอสย้อนกลับที่เหมาะสม ต่อมาจะพิจารณาสัญญาณแรงดันผลต่างขาออกจากตัวตรวจจับแสงที่ระดับกำลังแสงขาเข้า -10 dBm, -15 dBm และ -20 dBm แสดงดังรูปที่ 6.7 พบว่าเมื่อกำลังแสงขาเข้ามีค่าน้อยลงประสิทธิภาพของตัวตรวจจับแสง ในการแปลงสัญญาณทางแสงกลับมาเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าจะลดลง เมื่อพิจารณาแผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างในรูปที่ 6.7 โดยให้สเกลแกนแรงดันมีค่าเท่ากับ 150mV/div และระดับแรงดันอ้างอิงมีค่าเท่ากับ 0 V พบว่าระดับแรงดันบิต '1' และบิต '0' จะมีค่าเกือบคงที่ ถึงแม้ว่ากำลังแสงขาเข้าตัวตรวจจับแสงจะลดลง เนื่องจากภายในตัวตรวจจับแสงโมดูล 1640L1 มีตัวขยายสัญญาณชนิด Automatic Gain Control (AGC) อยู่ภายใน [18] และเมื่อกำลังแสงขาเข้ามีค่าลดลง การแปลงสัญญาณทางแสงกลับมาเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าจะทำได้แยกลง ส่งผลให้แผนภาพรูปตามีความหนาทั้งในเชิงแรงดันและเวลามากขึ้น จึงทำให้อุปกรณ์ที่อยู่ต่อจากตัวตรวจจับแสงตัดสินใจบิต '1' หรือบิต '0' ผิดพลาดได้ ในทางปฏิบัติจะมีวงจร CDR ที่มีตัวขยายสัญญาณมาอยู่ต่อจากตัวตรวจจับแสงเพื่อขยายสัญญาณและกู้คืนสัญญาณขึ้นมาใหม่ ก่อนส่งต่อไปยังอุปกรณ์ที่อยู่บนเมนบอร์ด



(ก) กำลังแสงขาเข้าเท่ากับ -10 dBm



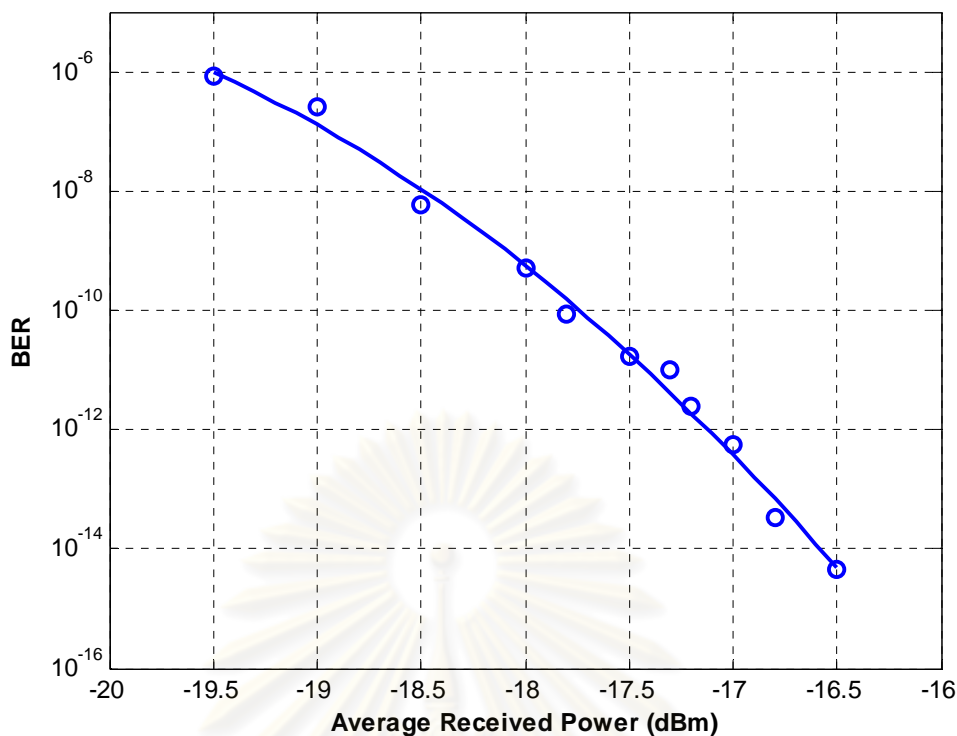
(ข) กำลังแสงขาเข้าเท่ากับ -15 dBm



(ค) กำลังแสงขาเข้าเท่ากับ -20 dBm

รูปที่ 6.7 แผนรูปตาของสัญญาณขาออกจากบอร์ดตัวตรวจจับแสงชนิด PIN ที่กำลังแสงขาเข้าเท่ากับ (ก) -10 dBm, (ข) -15 dBm และ (ค) -20 dBm

การทดสอบหาค่าความไวแสงของตัวตรวจจับแสง คือ การหาค่ากำลังแสงต่ำสุดที่ตัวตรวจจับแสงสามารถแปลงสัญญาณทางแสงมาเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าโดยมีค่า SNR เท่ากับ 1 ค่าความไวแสงจะเป็นการพิจารณาค่ากำลังแสงขาเข้าที่อัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate, BER) หนึ่งๆ ด้วยการเปรียบเทียบบิตของสัญญาณที่ส่งมาจากเครื่อง BERT กับบิตของสัญญาณที่เข้าตัวตรวจจับสัญญาณ (Error Detector, ED) ภายในเครื่อง BERT ซึ่งรับจากตัวตรวจจับแสง ในการทดสอบใช้ตัวส่งสัญญาณทางแสงโมดูล 1636L832 ที่ติดตั้งอยู่บนบอร์ดทดสอบประสิทธิภาพของตัวส่งสัญญาณทางแสงชนิด EML ซึ่งมีสัญญาณทางแสงแสดงดังรูปที่ 6.5 สัญญาณทางแสงจะผ่านเครื่อง Variable Optical Attenuator (VOA) เพื่อลดทอนกำลังแสงเป็นค่าต่างๆ จากนั้นป้อนสัญญาณทางแสงเข้าตัวตรวจจับแสง เพื่อแปลงสัญญาณทางแสงกลับมาเป็นสัญญาณแรงดันผลต่าง และป้อนให้กับตัว ED ภายในเครื่อง BERT ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.8 ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังแสงขาเข้า พบว่าเมื่อกำลังแสงขาเข้ามีค่าน้อยลง โอกาสที่ตัวตรวจจับแสงจะแปลงสัญญาณทางแสงกลับมาเป็นสัญญาณแรงดันผลต่างจะผิดพลาดได้มากขึ้น ในที่นี้พิจารณาอัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 10^{-12} ตามมาตรฐาน ITU-T G.691 [15] เพราะฉะนั้นต้องมีกำลังแสงขาเข้าตัวตรวจจับแสงเท่ากับ -17.12 dBm หรืออีกนัยหนึ่งค่าความไวแสงของตัวตรวจจับแสงเท่ากับ -17.12 dBm ดังนั้นการใช้งานควรให้กำลังแสงขาเข้ามากกว่า -17.12 dBm เพื่อให้อัตราความผิดพลาดบิตน้อยกว่า 10^{-12} ในกรณีที่ไม่มีวงจรมีวงจรมองอยู่ต่อจากตัวตรวจจับแสง



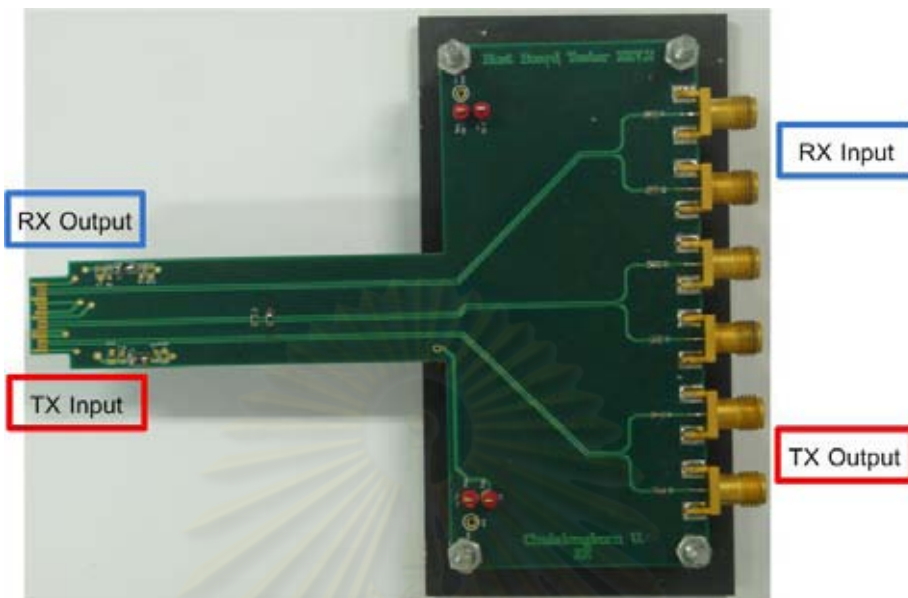
รูปที่ 6.8 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังแสงขาเข้า

6.1.3 บอร์ดทดสอบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง (XFP Host Board)

ตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP ไม่สามารถเชื่อมต่อกับเครื่องมือวัดได้โดยตรง เพราะว่าสัญญาณที่ออกจากเครื่องมือวัดหรือเข้าเครื่องมือวัดจะเชื่อมต่อผ่านหัวต่อ SMA แต่ที่ปลายตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP จะเป็นหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ จึงจำเป็นต้องมีบอร์ดทดสอบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง (XFP Host Board) หรือบอร์ดทดสอบ XFP เพื่อแปลงหัวต่อ 30 ขาสัญญาณไปเป็นหัวต่อ SMA เมื่อพิจารณาสัญญาณแรงดันผลต่างอัตราข้อมูล 10 Gb/s ที่วิ่งผ่านหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ มีโอกาสเกิดการสะท้อนภายในเส้นสัญญาณจากหัวต่อ SMA ผ่านหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ ไปยังตัวรับส่งสัญญาณทางแสง จึงจำเป็นต้องมีบอร์ดทดสอบที่ออกแบบขึ้นเพื่อใช้ในการทดสอบบอร์ดทดสอบ XFP เพื่อวิเคราะห์สัญญาณแรงดันผลต่างที่วิ่งผ่านหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ ก่อนจะใช้งานจริงกับต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

ในการทดสอบจะใช้บอร์ดทดสอบหัวต่อชนิด XFP เสมือนเป็นตัวรับส่งสัญญาณทางแสงเพื่อใช้ในการทดสอบบอร์ดทดสอบ XFP แสดงดังรูปที่ 6.9 โดยจะมีการทดสอบดังต่อไปนี้ (1) วัดค่า S-Parameter ด้วยเครื่อง PNA-X Network Analyzer โมดูล N5242A ของบริษัท Agilent Technologies, (2) วัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะด้วยเครื่อง Time-Domain Reflectometer (TDR) โมดูล 54754A ภายในเครื่อง DCA และ (3) วัดแผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่าง

ที่ปลายทางจากการส่งสัญญาณผ่านขาสัญญาณที่ 28 และ 29 สำหรับภาคส่ง และขาสัญญาณที่ 17 และ 18 สำหรับภาครับ โดยรายละเอียดผลการทดสอบมีดังต่อไปนี้

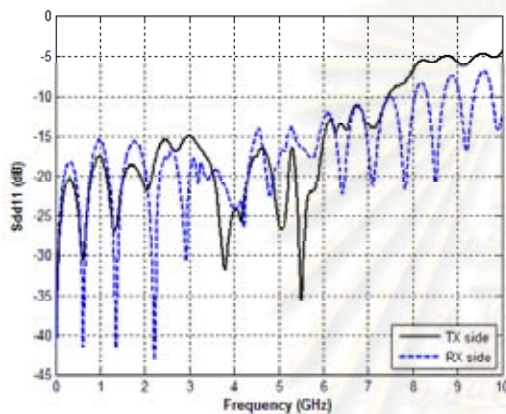


รูปที่ 6.9 บอร์ดทดสอบหัวต่อชนิด XFP

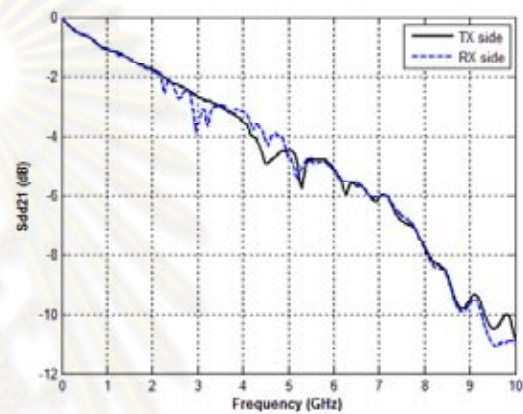
ผลการทดสอบวัดค่า S-Parameter แสดงดังรูปที่ 6.10 ตามลำดับ เริ่มจากพิจารณาที่ภาคส่ง สัญญาณแรงดันผลต่างจะถูกส่งจากบอร์ดทดสอบ XFP ผ่านหัวต่อ 30 ขาสัญญาณมายังบอร์ดทดสอบหัวต่อชนิด XFP ผลการทดสอบการสะท้อน S_{dd11} จะมีแนวโน้มเพิ่มขึ้นตามความถี่ที่เพิ่มขึ้น และมีค่าการสะท้อนสูงสุดถึง -5 dB ที่ความถี่ 10 GHz ดังรูปที่ 6.10 (ก) และการส่งผ่าน S_{dd21} จะมีค่าการลดทอนถึง -11 dB เมื่อความถี่ของสัญญาณแรงดันผลต่างเพิ่มขึ้นถึง 10 GHz ดังรูปที่ 6.10 (ข) เมื่อพิจารณาที่ภาครับ สัญญาณแรงดันผลต่างจะถูกป้อนและเคลื่อนที่จากบอร์ดทดสอบหัวต่อชนิด XFP ผ่านหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ และมายังบอร์ดทดสอบ XFP การสะท้อน S_{dd11} มีค่าต่ำกว่าค่าการสะท้อน S_{dd11} ที่วัดได้จากภาคส่งดังรูปที่ 6.10 (ก) และการส่งผ่าน S_{dd21} จะมีค่าการลดทอนถึง -11 dB เมื่อความถี่ของสัญญาณแรงดันผลต่างเพิ่มขึ้นสูงถึง 10 GHz เช่นเดียวกับที่ภาคส่งดังรูปที่ 6.10 (ข)

จากผลการวัดค่า S-Parameter พบว่าค่าการสะท้อนที่วัดจากภาคส่งและภาครับ มีแนวโน้มแตกต่างกันในช่วง 8 - 10 GHz เนื่องจากการทดสอบให้สัญญาณวิ่งคนละทิศทางกัน ซึ่งเป็นทิศทางจริงที่สัญญาณวิ่ง การที่สัญญาณที่ภาครับวิ่งจากบอร์ดทดสอบหัวต่อชนิด XFP ที่มีความยาวเส้นสัญญาณค่าหนึ่งก่อนที่จะถึงหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ เป็นการลดการสะท้อนภายในเส้นสัญญาณลง ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับภาคส่งที่สัญญาณจะวิ่งผ่านเส้นสัญญาณสั้นๆ บนบอร์ดทดสอบ XFP และไปยังหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ จะส่งผลให้เกิดการสะท้อนภายในเส้นสัญญาณมากกว่า

เมื่อนำค่า S-Parameter ที่วัดได้จากรูปที่ 6.10 เปรียบเทียบกับค่า S-Parameter ที่ทางบริษัท Timbercon ทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.11 [33] โดยค่า S-Parameter ที่ทางบริษัทวัดมาให้ทั้งภาคส่งและภาครับ เป็นการส่งสัญญาณจากบอร์ดทดสอบ XFP ผ่านหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ มายังบอร์ดทดสอบหัวต่อชนิด XFP พบว่าการสะท้อน Sdd11 ที่วัดจากภาคส่งดังรูปที่ 6.10 (ก) มีค่าใกล้เคียงกับที่ทางบริษัท Timbercon ทดสอบดังรูปที่ 6.11 (ก) และการส่งผ่าน Sdd21 ที่วัดได้จากภาคส่งและภาครับแสดงดังรูปที่ 6.10 (ข) มีค่าการลดทอนมากกว่าที่ทางบริษัท Timbercon ทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.11 (ข) เนื่องจากบอร์ดทดสอบหัวต่อชนิด XFP มีความยาวเส้นสัญญาณมากกว่าหรือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสูงกว่าบอร์ดที่ทางบริษัท Timbercon ใช้ทดสอบ



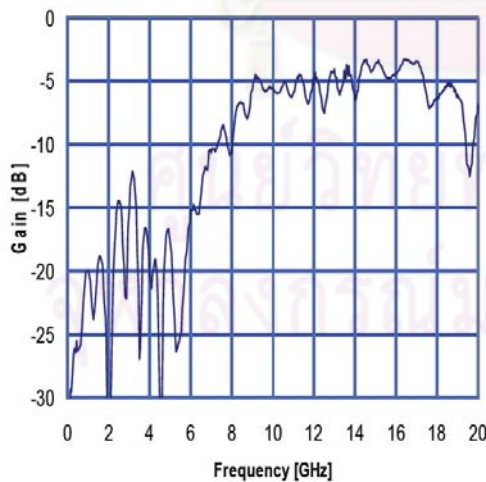
(ก)



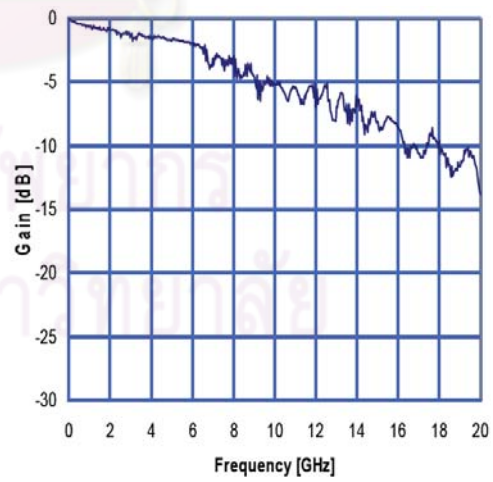
(ข)

รูปที่ 6.10 ผลการวัด S-Parameter

(ก) Sdd11 ที่ภาคส่งและภาครับ และ (ข) Sdd21 ที่ภาคส่งและภาครับ



(ก)

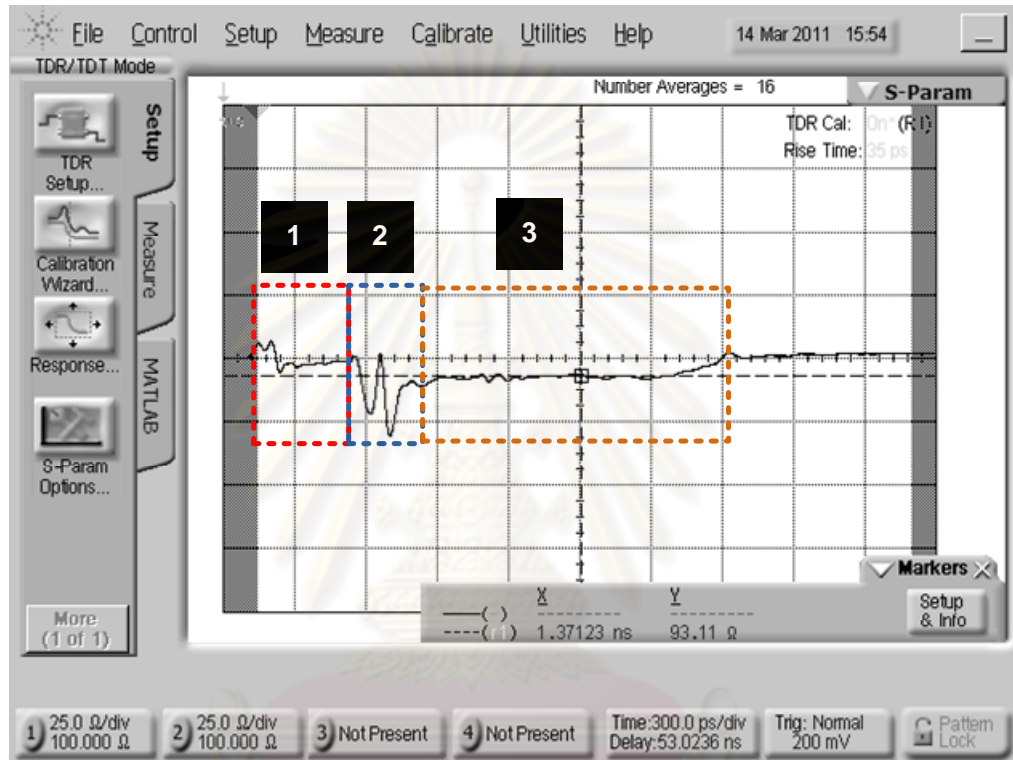


(ข)

รูปที่ 6.11 ผลการวัด S-Parameter จากบริษัท Timbercon

(ก) Sdd11 ที่ภาคส่งและภาครับ และ (ข) Sdd21 ที่ภาคส่งและภาครับ

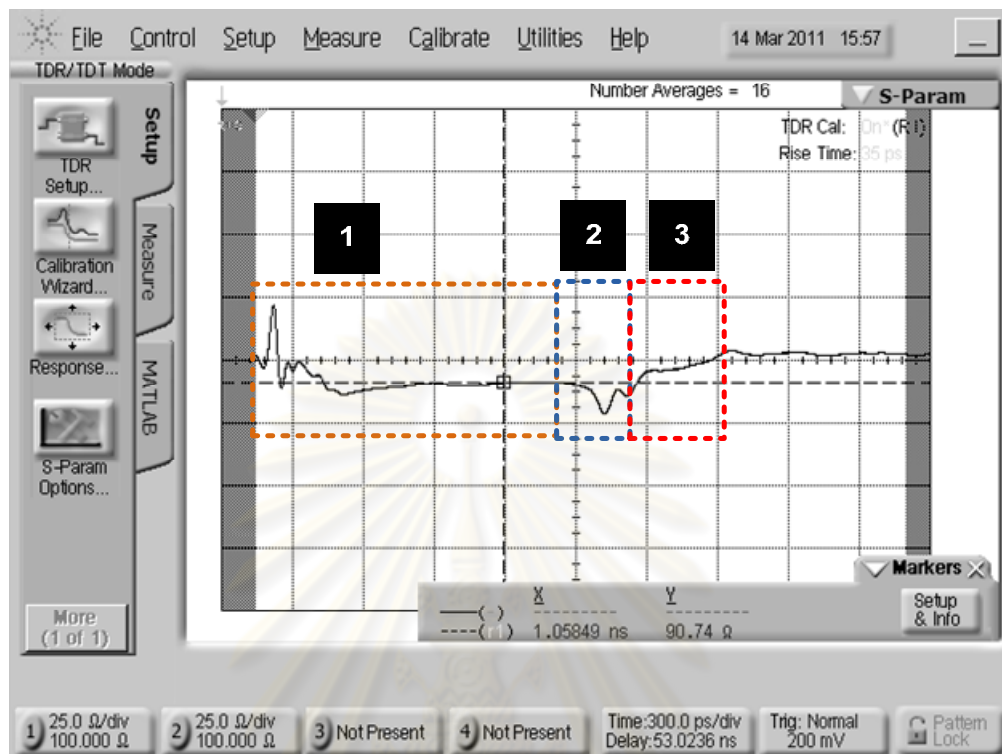
ผลการทดสอบวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะจากผลการวัด TDR เพื่อเป็นการเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายสัญญาณที่จำลองด้วยโปรแกรม Advanced Design System (ADS) 2009 Update 1 ที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 3.5 พร้อมกับศึกษาความไม่ต่อเนื่องของสายสัญญาณในเชิงเวลา ในการพิจารณาแบ่งการพิจารณาเป็น 2 ส่วน คือ ผลการวัด TDR ที่ภาคส่ง และผลการวัด TDR ที่ภาครับ แสดงดังรูปที่ 6.12 และรูปที่ 6.13 ตามลำดับ โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้



รูปที่ 6.12 ผลการวัด TDR ในภาคส่ง

พิจารณการวัด TDR ที่ภาคส่ง โดยการเชื่อมต่อเครื่อง DCA เข้าที่บอร์ดทดสอบ XFP และที่ปลายทางของบอร์ดทดสอบหัวต่อชนิด XFP เชื่อมต่อตัวต้านทานขนาด 50 Ohm ผลการวัด TDR แสดงดังรูปที่ 6.12 สามารถแบ่งความไม่ต่อเนื่องของสายสัญญาณเป็น 3 บริเวณ คือ (1) บริเวณที่สัญญาณเคลื่อนที่บนบอร์ดทดสอบ XFP ซึ่งวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายสัญญาณได้ประมาณ 100 Ohm ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับที่ทางบริษัท Timbercon วัด [33], (2) บริเวณที่สัญญาณเคลื่อนที่ผ่านหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ จุดนี้เกิดความไม่ต่อเนื่องของสายสัญญาณมากที่สุด ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะที่บริเวณหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ มีการแกว่งและตกลงต่ำกว่า 75 Ohm และ (3) บริเวณที่สัญญาณเคลื่อนที่ผ่านบอร์ดทดสอบหัวต่อชนิด XFP ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายสัญญาณเท่ากับ 93.11 Ohm ซึ่งเมื่อพิจารณากับผลการจำลองสายสัญญาณในรูปที่ 3.21 พบว่ามีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 111.5 Ohm สาเหตุที่ทำให้

ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะที่ได้จากการจำลองและการวัดไม่ใกล้เคียงกัน เนื่องจากความไม่แม่นยำในการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์



รูปที่ 6.13 ผลการวัด TDR ในภาครับ

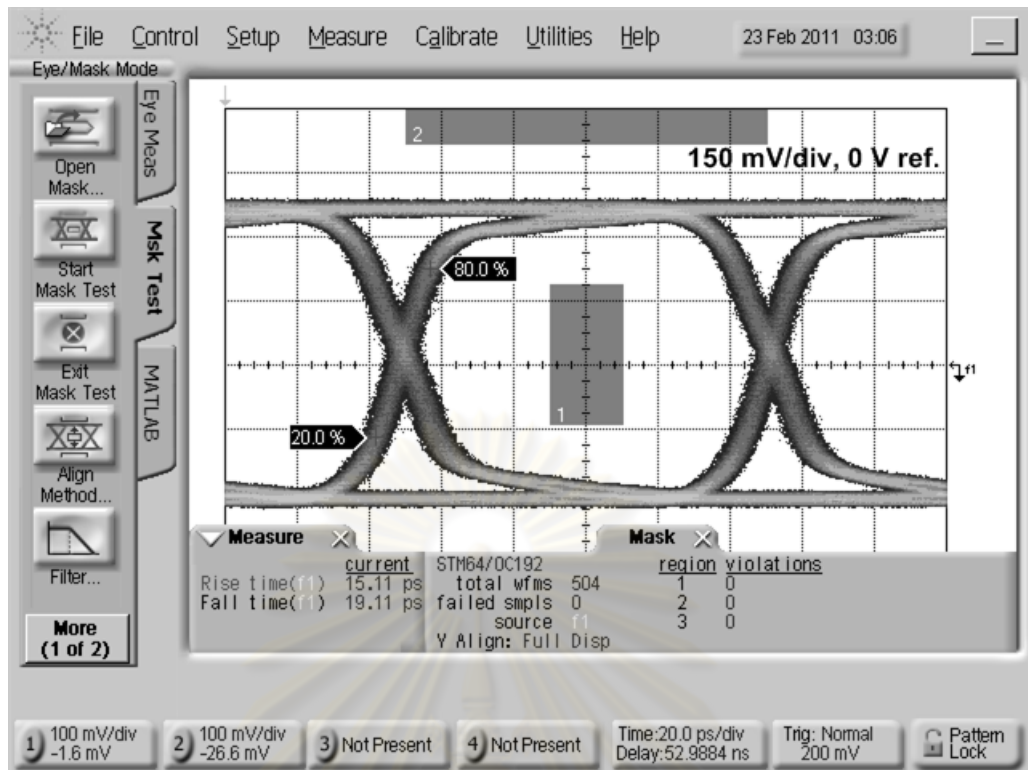
พิจารณาการวัด TDR ที่ภาครับ โดยเชื่อมต่อเครื่อง DCA เข้าที่บอร์ดทดสอบหัวต่อชนิด XFP และที่ปลายบอร์ดทดสอบ XFP เชื่อมต่อตัวต้านทาน 50 Ohm ผลการวัด TDR แสดงดังรูปที่ 6.13 สามารถแบ่งความไม่ต่อเนื่องเส้นสัญญาณเป็น 3 บริเวณ คือ (1) บริเวณที่สัญญาณเคลื่อนที่ผ่านบอร์ดทดสอบหัวต่อชนิด XFP ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณเท่ากับ 90.74 Ohm เมื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองลายเส้นสัญญาณในรูปที่ 3.26 ที่มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 111.4 Ohm พบว่าค่าทั้งสองแตกต่างกันเพราะความไม่แม่นยำในการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์ จากรูปที่ 6.13 ในบริเวณที่ 1 จะมีช่วงที่ผลการวัด TDR อ่านค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณได้ใกล้กับ 100 Ohm เพราะบริเวณดังกล่าวเป็นเส้นสัญญาณชนิด Microstrip แบบเดี่ยว, (2) บริเวณที่สัญญาณเคลื่อนที่ผ่านหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ จุดนี้เกิดความไม่ต่อเนื่องของเส้นสัญญาณมากที่สุด ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของบริเวณหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ มีการแกว่งและตกลงมาต่ำกว่า 80 Ohm และ (3) บริเวณที่สัญญาณเคลื่อนที่บนบอร์ดทดสอบ XFP ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณจะค่อยๆเพิ่มขึ้นถึง 100 Ohm

เมื่อเปรียบเทียบผลการวัด TDR ระหว่างรูปที่ 6.12 และรูปที่ 6.13 ที่เป็นเส้นสัญญาณความเร็วสูงของภาคส่งและภาครับตามลำดับ มีจุดที่ควรพิจารณาอยู่ 2 จุด คือ (1) บริเวณที่ 2

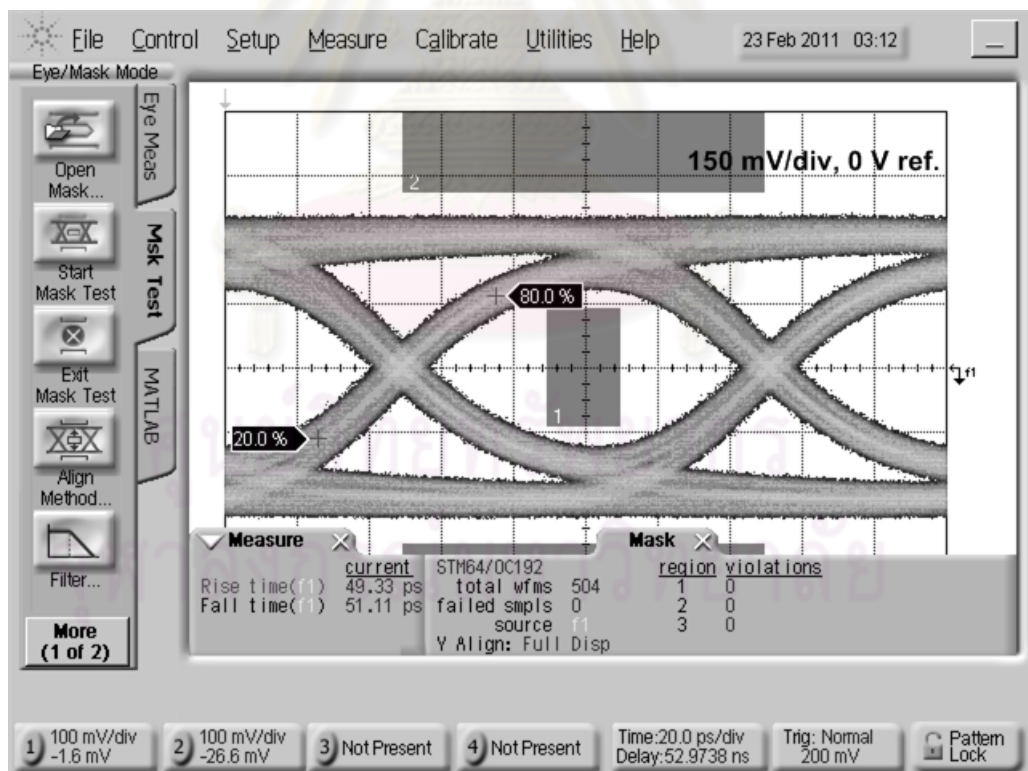
ของทั้งผลการวัดจากภาคส่งและภาครับ เกิดความไม่ต่อเนื่องในเส้นสัญญาณมากที่สุดเมื่อเทียบกับบริเวณที่ 1 และ 3 เพราะเป็นจุดที่บอร์ดทดสอบหัวต่อชนิด XFP เชื่อมต่อกับบอร์ดทดสอบ XFP ผ่านหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ และ (2) บริเวณที่ 1 ของภาคส่งและบริเวณที่ 3 ของภาครับ ควรมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากันเพราะทางบริษัท Timbercon ได้ออกแบบเส้นสัญญาณที่ภาคส่งและภาครับมีลักษณะทางกายภาพเหมือนกันทุกประการ [33] แต่จากผลการทดสอบพบว่าบริเวณที่ 3 ของภาครับมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะต่างจากบริเวณที่ 1 ภาคส่ง โดยค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะจะค่อยๆเพิ่มขึ้น เนื่องจากความไม่ต่อเนื่องของเส้นสัญญาณสะสมมาจากบอร์ดทดสอบหัวต่อชนิด XFP และหัวต่อ 30 ขาสัญญาณทำให้ผลการวัด TDR บริเวณที่ 3 ของภาครับ ผิดพลาด

การทดสอบประสิทธิภาพของการส่งและรับสัญญาณผ่านบอร์ดทดสอบ XFP โดยพิจารณาผ่านแผนภาพรูปตาของสัญญาณที่วัดได้และเปรียบเทียบกับหน้ากนกแผนภาพรูปตามาตรฐาน OC-192/STM-64 ในการทดสอบกำหนดให้สัญญาณแรงดันผลต่างจากตัว PG ภายในเครื่อง BERT มีค่าแรงดันบิต '1' เท่ากับ 150 mV, แรงดันบิต '0' เท่ากับ -150 mV, อัตราข้อมูล 10 Gb/s และรูปแบบข้อมูล PRBS $2^{31}-1$ ซึ่งมีแผนภาพรูปตาของสัญญาณแสดงดังรูปที่ 6.14 โดยแบ่งการทดสอบออกเป็น 2 ส่วน คือ (1) การทดสอบภาคส่ง ป้อนสัญญาณแรงดันผลต่างจากเครื่อง BERT ผ่านบอร์ดทดสอบ XFP ไปยังภาคส่งของบอร์ดทดสอบหัวต่อชนิด XFP (TX Input) ดังรูปที่ 6.9 แล้ววิเคราะห์สัญญาณขาออกจากบอร์ดทดสอบดังกล่าว (TX Output) ด้วยเครื่อง DCA และ (2) การทดสอบภาครับ จะให้ทิศทางของสัญญาณวิ่งตรงข้ามกับการทดสอบภาคส่ง โดยป้อนสัญญาณแรงดันผลต่างจากเครื่อง BERT เข้าที่ภาครับของบอร์ดทดสอบหัวต่อชนิด XFP (RX Input) ดังรูปที่ 6.9 จากนั้นสัญญาณจะเคลื่อนที่ไปยังบอร์ดทดสอบ XFP แล้ววิเคราะห์สัญญาณขาออกจากบอร์ดทดสอบดังกล่าว (RX Output) ด้วยเครื่อง DCA โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 6.14 แผนภาพรูปตาของสัญญาณขาออกจากเครื่อง BERT

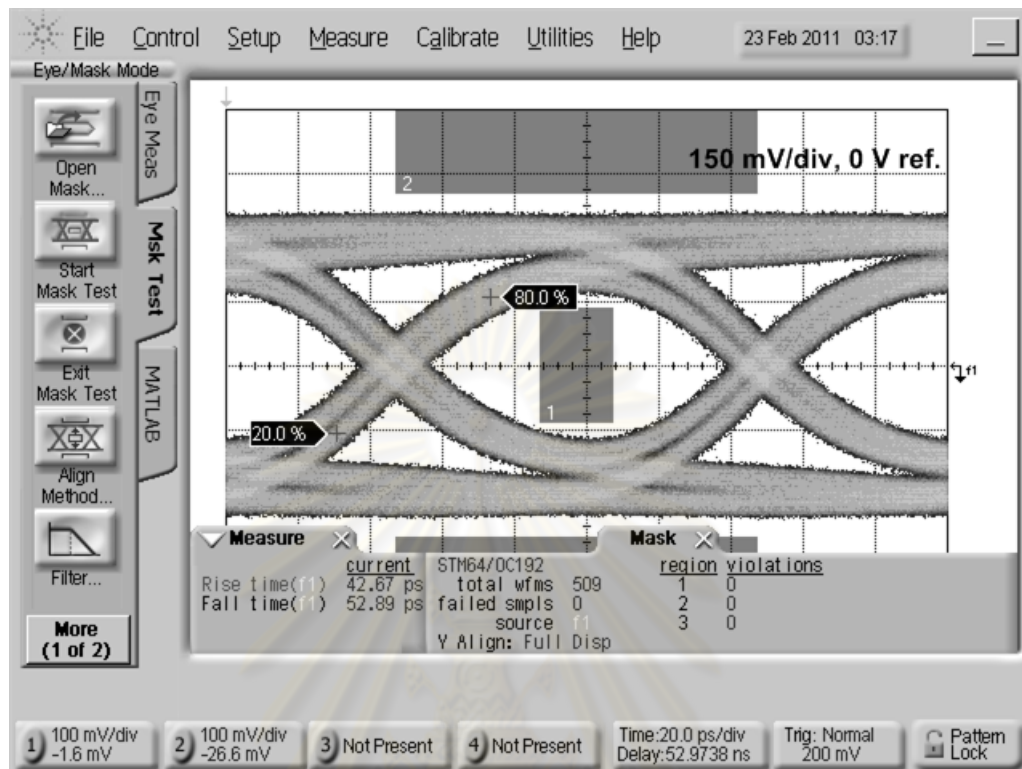


รูปที่ 6.15 แผนภาพรูปตาของสัญญาณขาออกจากบอร์ดทดสอบหัวต่อชนิด XFP ในภาคส่ง

แผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างที่วัดจากบอร์ดทดสอบหัวต่อชนิด XFP ในภาคส่งดังรูปที่ 6.15 พบว่ามีค่า Rise time เท่ากับ 49.33 ps, Fall time เท่ากับ 51.11 ps และ

แผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างผ่านหน้ากากแผนภาพรูปตามาตรฐาน OC-192/STM-

64



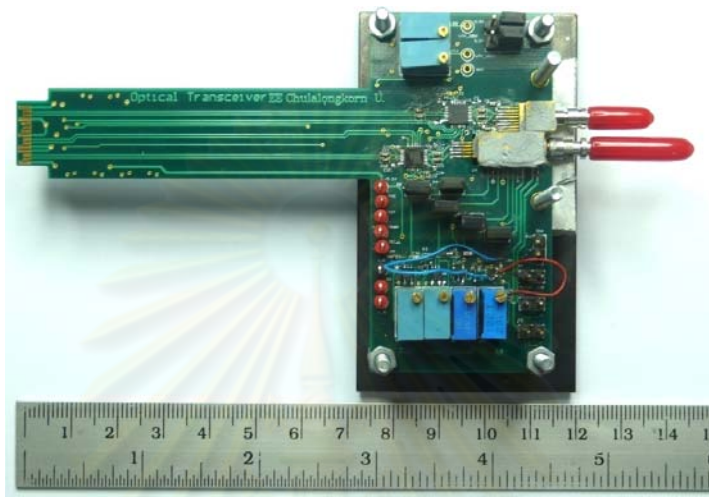
รูปที่ 6.16 ผลการวัดแผนภาพรูปตาของสัญญาณขาออกในภาครับ

แผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างที่วัดจากบอร์ดทดสอบ XFP ในภาครับดังรูปที่ 6.16 พบว่ามีค่า Rise time เท่ากับ 42.67 ps, Fall time เท่ากับ 52.89 ps และแผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างผ่านหน้ากากแผนภาพรูปตามาตรฐาน OC-192/STM-64

จากผลการวัดแผนภาพรูปตาในภาคส่งและภาครับสัญญาณแรงดันผลต่างที่ปลายทางมีค่า Rise/Fall time สูงขึ้นกว่าสัญญาณแรงดันผลต่างที่สร้างจากเครื่อง BERT ที่แสดงไว้ในรูปที่ 6.14 ซึ่งมีค่า Rise/Fall time น้อยกว่า 20 ps [40] เพราะสายเส้นสัญญาณชนิด Microstrip แบบผลต่างบนบอร์ดทดสอบหัวต่อชนิด XFP มีความยาวเท่ากับ 6.88" จึงเกิดการสูญเสียกำลังในเส้นสัญญาณ ทำให้ค่าแบนด์วิธของช่องสัญญาณลดลง เรียกปัญหานี้ว่า Inter-Symbol Interference (ISI) ในทางปฏิบัติเส้นสัญญาณที่อยู่ระหว่างหัวต่อ 30 ขาสัญญาณกับวงจร CDR ของทั้งภาคส่งและภาครับจะมีความยาวที่สั้นกว่าเส้นสัญญาณบนบอร์ดทดสอบหัวต่อชนิด XFP นอกจากนั้นผลการวัดแผนภาพรูปตาระหว่างภาคส่งและภาครับให้ผลที่ไม่เหมือนกัน โดยภาครับให้ผลที่แยกว่าเมื่อพิจารณาจากค่า Fall time และกราฟที่แผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างที่ภาครับบริเวณขอบการเปลี่ยนระดับแรงดันมีลักษณะแยกออกเป็น 2 เส้น ทั้งที่ความยาวของเส้นสัญญาณทั้งภาคส่งและภาครับมีค่าใกล้เคียงกัน เป็นผลมาจากค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ

ของเส้นสัญญาณที่ภาครับมีความผิดพลาดจาก 100 Ohm มากกว่าภาคส่ง ทำให้เกิดความไม่ต่อเนื่องในเส้นสัญญาณขึ้นมากกว่า ดังผลการวัด TDR ในรูปที่ 6.12 และรูปที่ 6.13 สำหรับเส้นสัญญาณในภาคส่งและภาครับตามลำดับ

6.2 ผลการทดสอบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง



รูปที่ 6.17 ต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง



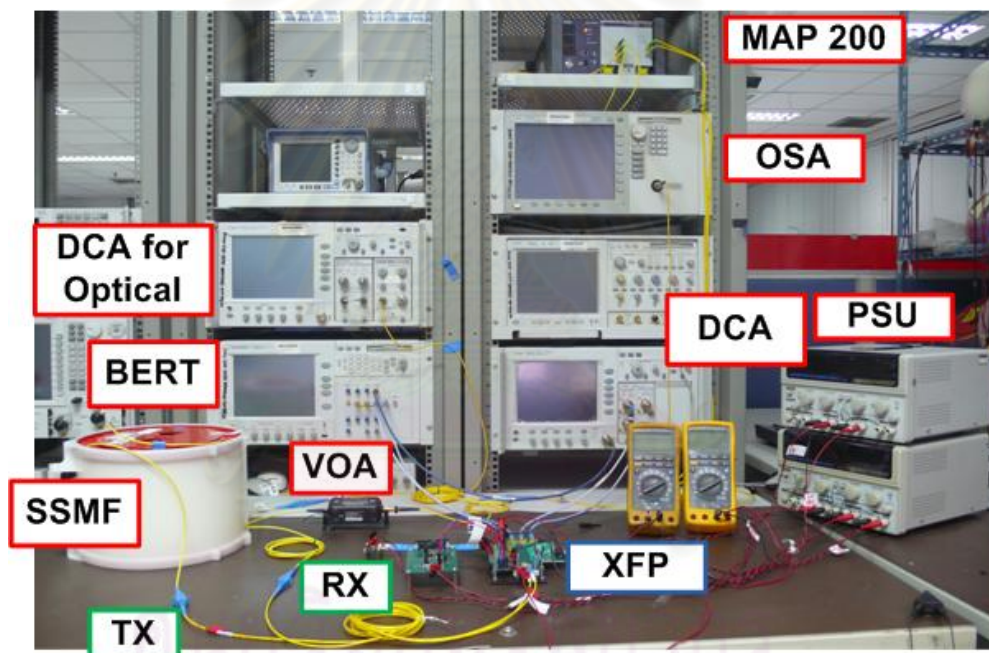
รูปที่ 6.18 ตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1

ตัวส่งสัญญาณทางแสงและตัวตรวจจับแสงที่ได้ทดสอบในหัวข้อที่ 6.1.1 และ 6.1.2 นำมาบัดกรีร่วมกับองค์ประกอบต่างๆ ลงบนลายวงจรพิมพ์ที่ออกแบบไว้ ได้เป็นต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงดังที่รูปที่ 6.17 ในหัวข้อนี้จะแสดงผลการทดสอบประสิทธิภาพของต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง พร้อมทั้งเปรียบเทียบผลการทดสอบจากตัวรับส่งสัญญาณทางแสงเชิงพาณิชย์โมดูล JXP-01LMAC1 ของบริษัท JDSU [47] แสดงดังรูปที่ 6.18 โดยมีการทดสอบ

ทั้งหมด 2 หัวข้อ คือ (1) การทดสอบระบบการรับส่งสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสง, (2) การทดสอบการส่ายจังหวะของสัญญาณหรือจิตเตอร์ (Jitter) ตามที่ได้กล่าวขั้นตอนการทดสอบไว้ในบทที่ 5 และ (3) การวัดกำลังไฟฟ้าที่ต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณใช้งาน โดยอธิบายรายละเอียดของผลการทดสอบในหัวข้อที่ 6.2.1 ถึง 6.2.3 ตามลำดับ

6.2.1 ผลการทดสอบระบบการรับส่งสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสง

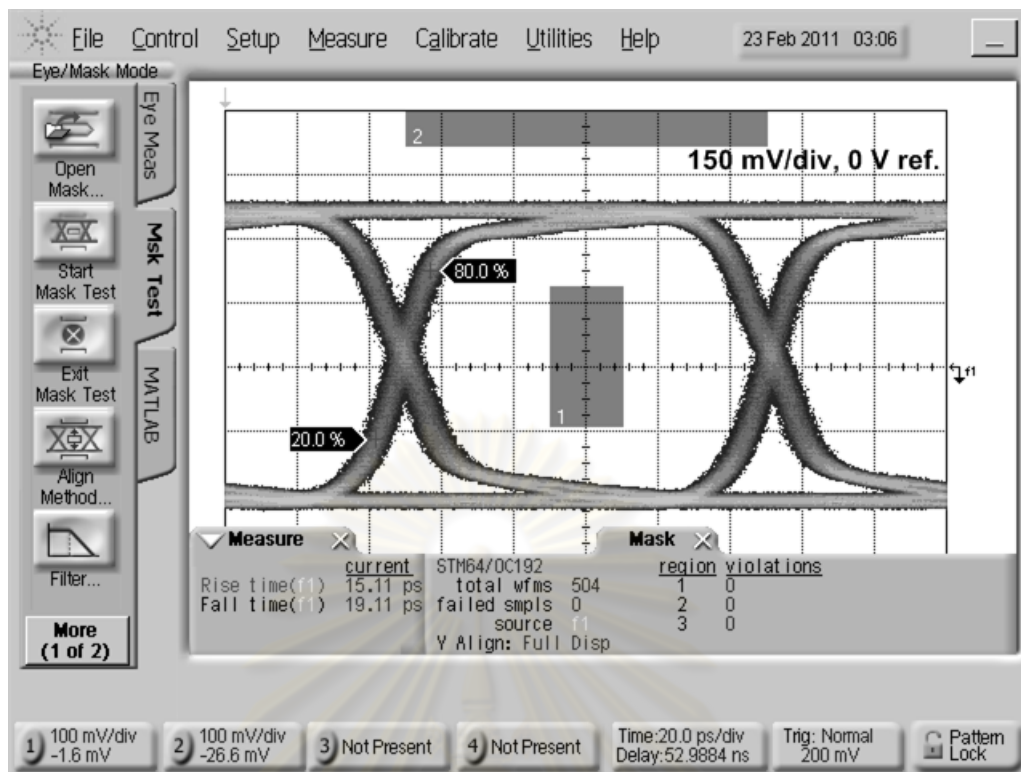
การทดสอบระบบการรับส่งสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสง ซึ่งมีขั้นตอนการทดสอบอธิบายไว้ในหัวข้อที่ 5.1 โดยมีการเชื่อมต่อเครื่องมือวัดและอุปกรณ์ต่างๆ ดังรูปที่ 6.19 ในการทดสอบแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ (1) การวัดแผนภาพรูปตาของสัญญาณทางไฟฟ้าและสัญญาณทางแสง และสเปกตรัมของสัญญาณทางแสง ณ จุดต่างๆ และ (2) การวัดค่าอัตราความผิดพลาดบิต ในส่วนของผลการทดสอบอธิบายรายละเอียดในหัวข้อที่ 6.2.1.1 และ 6.2.1.2 ตามลำดับ



รูปที่ 6.19 การเชื่อมต่อระบบการรับส่งสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสง

6.2.1.1 แผนภาพรูปตาและสเปกตรัมของสัญญาณ ณ จุดต่างๆ

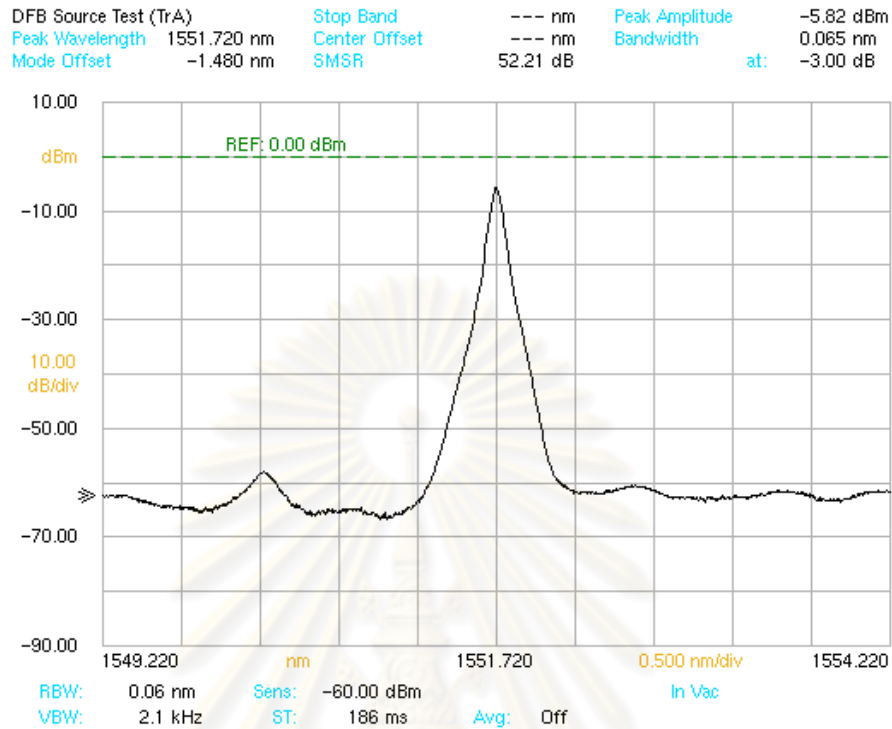
เริ่มต้นพิจารณาสัญญาณแรงดันผลต่างที่จุด A ในรูปที่ 5.1 โดยกำหนดให้ตัว PG ภายในเครื่อง BERT สร้างสัญญาณแรงดันผลต่างที่มีค่าแรงดันบิต '1' เท่ากับ 150 mV, แรงดันบิต '0' เท่ากับ -150 mV, อัตราข้อมูล 10 Gb/s และรูปแบบข้อมูล PRBS $2^{31}-1$ เมื่อวัดสัญญาณแรงดันผลต่างด้วยเครื่อง DCA ได้แผนภาพรูปตาดังรูปที่ 6.20 พบว่ามีค่า Rise time เท่ากับ 15.11 ps และ Fall time เท่ากับ 19.11 ps โดยค่าทั้งสองมีค่าน้อยกว่าที่กำหนดไว้ใน Datasheet ของเครื่อง BERT [40]



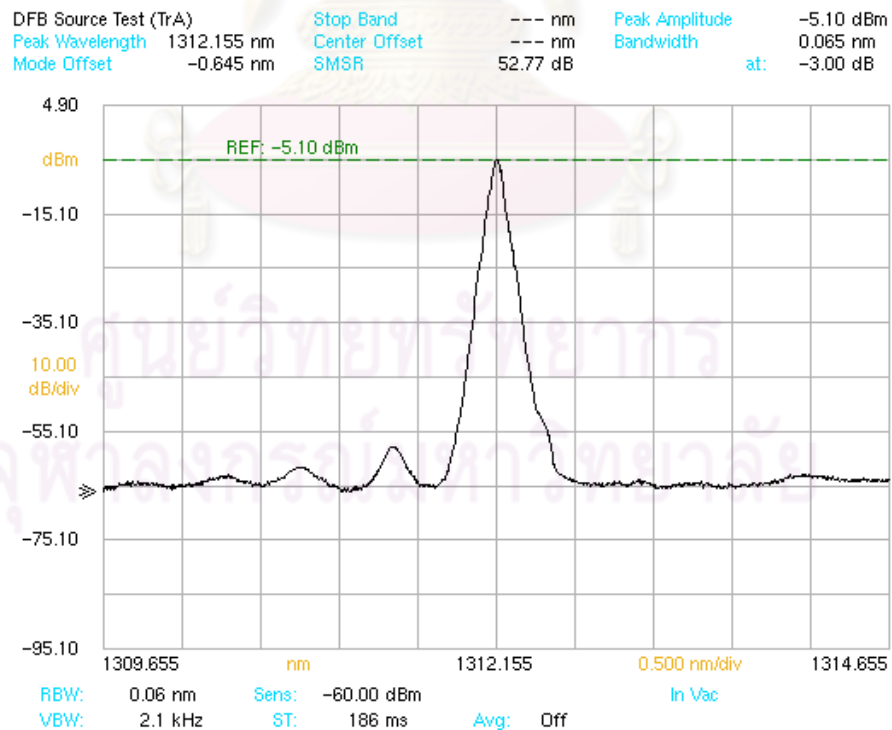
รูปที่ 6.20 แผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างที่สร้างจากเครื่อง BERT ณ จุด A

เมื่อเชื่อมต่อตัวรับส่งสัญญาณทางแสง เข้ากับบอร์ดทดสอบ XFP จากนั้นป้อนสัญญาณแรงดันผลต่างที่มีคุณสมบัติเช่นเดียวกับที่จุด A ในรูปที่ 5.1 จากเครื่อง BERT ไปยังบอร์ดทดสอบ XFP ผ่านหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ เข้าสู่วงจร CDR ในภาคส่ง เพื่อกู้คืนสัญญาณที่ถูกบิดเบือนจากปัญหาจitter และผลกระทบจากความไม่ต่อเนื่องของเส้นสัญญาณ จากนั้นส่งสัญญาณต่อไปให้กับตัวขับเลเซอร์ที่อยู่ภายในตัวส่งสัญญาณทางแสงสำหรับต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง ส่วนกรณีตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 จะถูกส่งต่อไปให้กับตัวขับเลเซอร์ที่อยู่ภายนอก จากนั้นตัวขับเลเซอร์จะขยายสัญญาณแรงดันผลต่างให้มีขนาดใหญ่พอเพื่อขับตัวมอดูเลเตอร์ สัญญาณแรงดันผลต่างจะถูกมอดูเลตเข้ากับสัญญาณทางแสงต่อเนื่อง เพื่อให้ได้สัญญาณทางแสงขาออก จากตัวส่งสัญญาณทางแสง เมื่อพิจารณาสเปกตรัมของสัญญาณทางแสงที่จุด B สเปกตรัมของสัญญาณทางแสงที่ได้จากต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงวัดได้ดังรูปที่ 6.21 โดยมีความยาวคลื่นแสงเท่ากับ 1551.72 nm และกำลังแสงขาออกเท่ากับ -4.7 dBm ที่กระแสไบแอส 110 mA ส่วนสเปกตรัมของสัญญาณทางแสงที่ได้จากตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 แสดงดังรูปที่ 6.22 มีความยาวคลื่นแสงเท่ากับ 1312.155 nm และกำลังแสงขาออกเท่ากับ -4.6 dBm จากผลการวัดสเปกตรัม

จากตัวส่งสัญญาณทางแสงทั้งสอง พบว่ามีค่าความยาวคลื่นแสงและกำลังแสงขาออกอยู่ในช่วงที่มาตรฐาน ITU-T G.691 กำหนดไว้ [15]



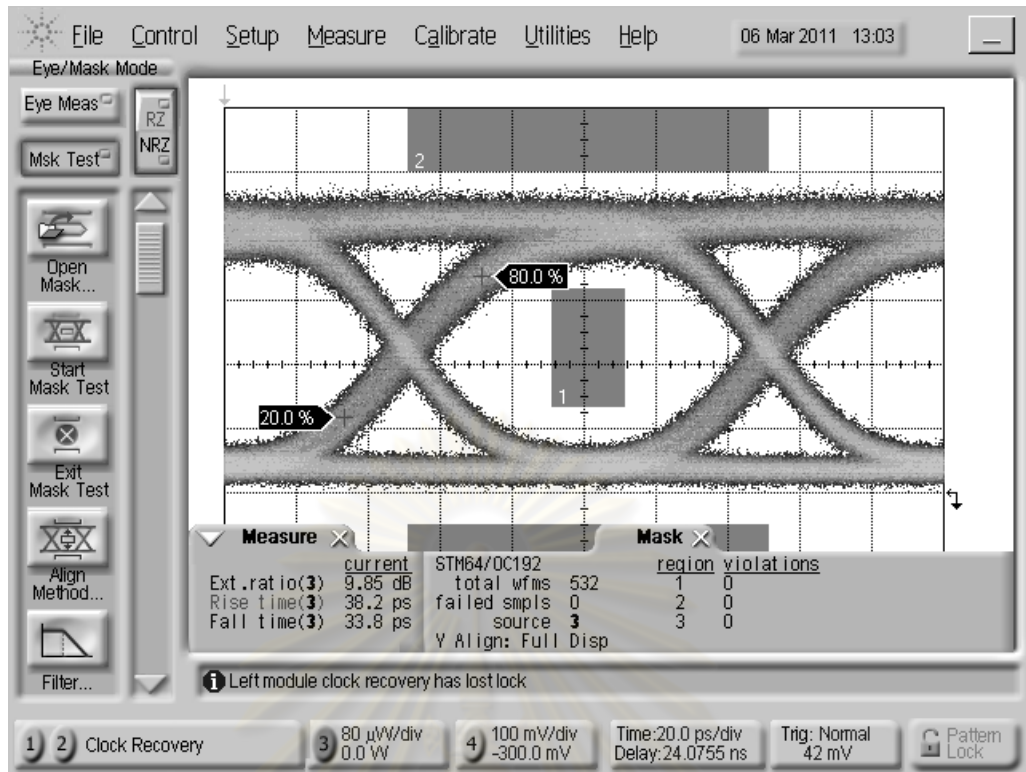
รูปที่ 6.21 สเปกตรัมของสัญญาณทางแสงจากต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง ณ จุด B



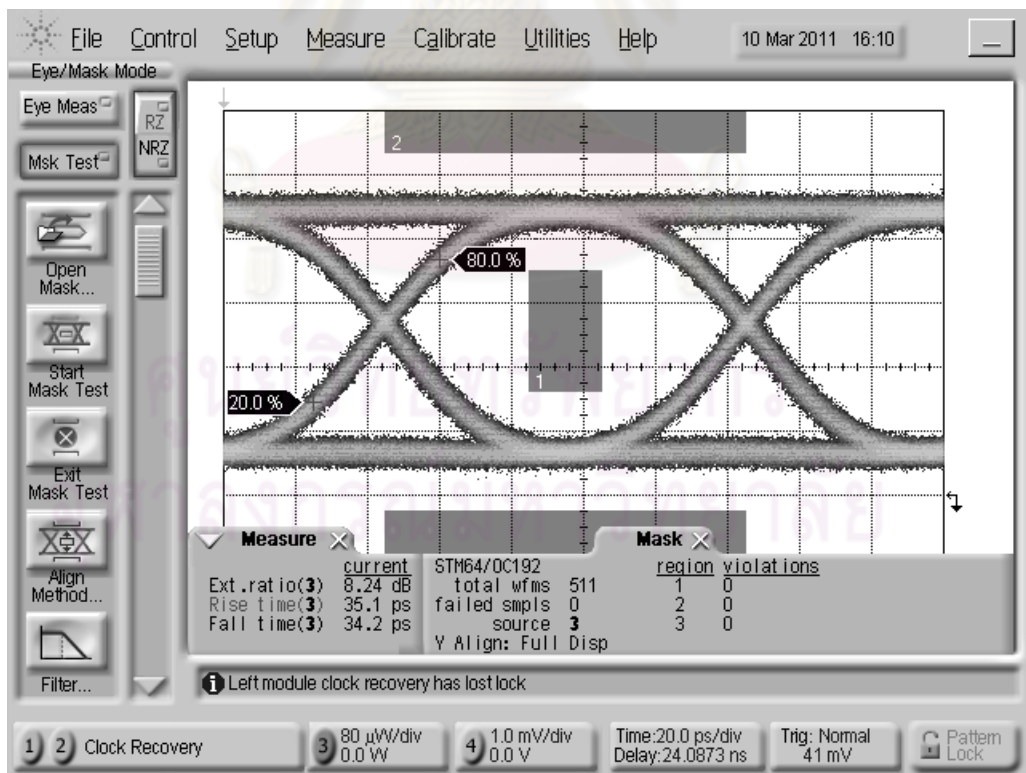
รูปที่ 6.22 สเปกตรัมของสัญญาณทางแสงจากตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1

ณ จุด B

หลังจากพิจารณาสเปกตรัมของสัญญาณทางแสง ต่อไปเป็นการพิจารณาแผนภาพรูปตาของสัญญาณทางแสงที่สร้างจากตัวรับส่งสัญญาณทางแสงทั้งสองตัว โดยแผนภาพรูปตาของสัญญาณทางแสงขาออกจากต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงแสดงดังรูปที่ 6.23 และตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 แสดงดังรูปที่ 6.24 เริ่มจากพิจารณาสัญญาณทางแสงจากต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณ โดยค่าแรงดันไบแอสย้อนกลับตัวมอดูเลเตอร์ (V_{eo}) เท่ากับ -1.8 V, แรงดันกำหนดค่าสัดส่วนเอ็กซ์ติงชัน (V_{er}) เท่ากับ 1.16 V และแรงดันปรับจุดตัดของแผนภาพรูปตาของสัญญาณทางไฟฟ้า (V_{PWC}) เท่ากับ 0.92 V ซึ่งค่าระดับแรงดันต่างๆ จะต่างจากที่ทดสอบไว้ในหัวข้อที่ 6.1.1 เนื่องจากตัวมอดูเลเตอร์ภายในตัวส่งสัญญาณทางแสงมีการทำงานที่ผิดไปจากเดิม ซึ่งได้กล่าวรายละเอียดไว้ในหัวข้อที่ 4.2.4 พบว่าสัญญาณทางแสงที่ได้ออกมามีค่า EX ratio เท่ากับ 9.85 dB, ค่า Rise time เท่ากับ 38.2 ps, ค่า Fall time เท่ากับ 33.8 ps และแผนภาพรูปตาของสัญญาณทางแสงผ่านหน้ากากแผนภาพรูปตามาตรฐาน OC-192/STM-64 ดังรูปที่ 6.23 และเมื่อพิจารณาสัญญาณทางแสงจากตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 พบว่าค่า EX ratio เท่ากับ 8.24 dB, Rise time เท่ากับ 35.1 ps, ค่า Fall time เท่ากับ 34.2 ps และแผนภาพรูปตาของสัญญาณทางแสงผ่านหน้ากากแผนภาพรูปตามาตรฐาน OC-192/STM-64 ดังรูปที่ 6.24



รูปที่ 6.23 แผนภาพรูปตาของสัญญาณทางแสงขาออกจากต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง ณ จุด B



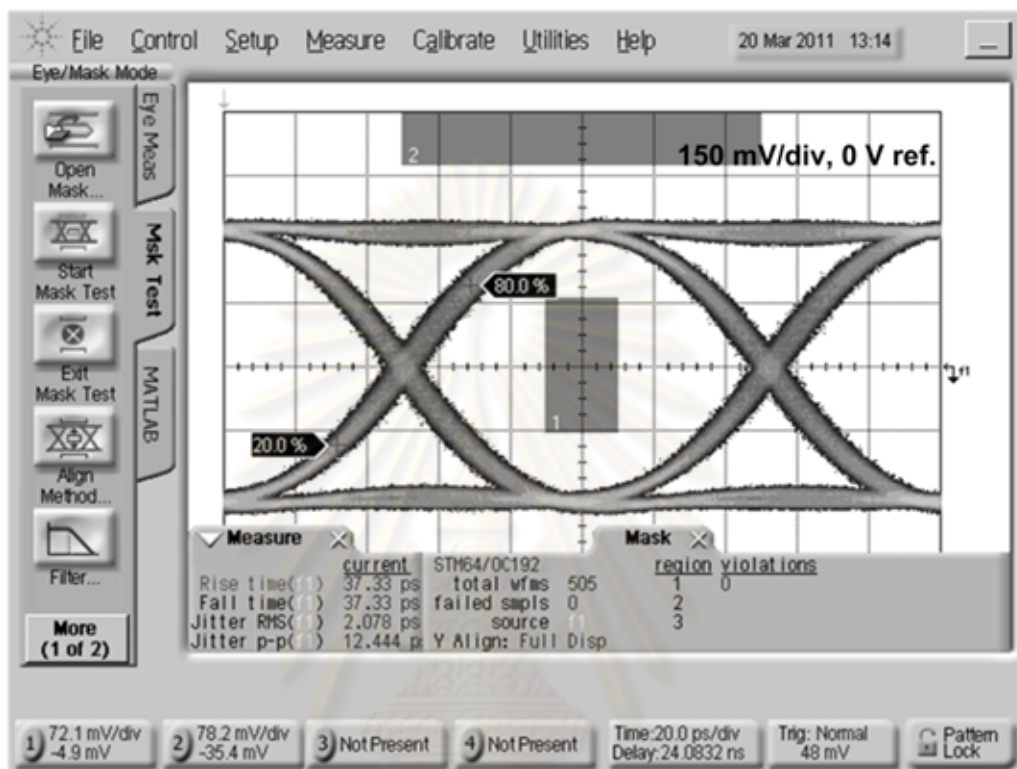
รูปที่ 6.24 แผนภาพรูปตาของสัญญาณทางแสงขาออกจากตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 ณ จุด B

เมื่อเปรียบเทียบสัญญาณทางแสงที่ออกมาจากตัวส่งสัญญาณทางแสงทั้งสองตัว พบว่าค่า EX ratio ที่วัดได้จากเครื่อง DCA ของสัญญาณทางแสงจากต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงสูงกว่าค่าที่ได้จากตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 เนื่องจากกำลังแสงบิต '0' จากต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 โดยระดับกำลังแสงบิต '0' ที่ต่ำสุดมีค่าใกล้ 0 uW ทำให้ตัวตรวจจับแสงชนิด PIN ภายในโมดูล 86105B ซึ่งมีค่าความไวแสงเท่ากับ -12 dBm (63.1 uW) อ่านค่า EX ratio ผิดพลาด แต่ถ้าหากพิจารณาจากระดับกำลังแสงบิต '0' และบิต '1' จากรูปที่ 6.23 และรูปที่ 6.24 จะเห็นว่าตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 มีระดับความต่างของกำลังแสงระหว่างบิต '0' และบิต '1' มากกว่าต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง เพราะฉะนั้นค่า EX ratio ควรจะมีค่าสูงกว่า เมื่อพิจารณาค่า Rise/Fall time พบว่าสัญญาณทางแสงที่ออกมาจากต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงมีค่าสูงกว่าสัญญาณทางแสงที่ออกมาจากตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 เพราะสัญญาณแรงดันผลต่างที่ถูกกู้คืนด้วยวงจร CDR ยังไม่สามารถกำจัดผลของจิตเตอร์ได้ทั้งหมด นอกจากนี้ยังเกิดการสะท้อนของสัญญาณภายในเส้นใยสัญญาณที่อยู่ระหว่างวงจร CDR ในภาคส่งกับตัวส่งสัญญาณทางแสง เนื่องจากความไม่ต่อเนื่องของเส้นสัญญาณ

หลังจากพิจารณาสัญญาณทางแสงที่จุด B ตามรูปที่ 5.1 ต่อไปเป็นการพิจารณาสัญญาณแรงดันผลต่างที่ออกมาจากบอร์ดทดสอบ XFP หรือสัญญาณ ณ จุด C ตามรูปที่ 5.1 ผลการทดสอบนี้จะมีเฉพาะตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 เท่านั้น เนื่องจากตัวขยายสัญญาณภายในตัวตรวจจับแสงของต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณได้เสียหายขณะทำการทดสอบ จึงทำให้ขาดผลการทดสอบในส่วนนี้ไป การพิจารณาจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ (1) กรณีป้อนกลับสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสงระยะสั้นๆ (Loopback) และ (2) กรณีสัญญาณทางแสงผ่าน SSMF ระยะทาง 25 km ในที่นี้จะให้กำลังแสงเข้าตัวตรวจจับแสงเท่ากับ -18 dBm ทั้งสองกรณี เพื่อลดปัญหากำลังแสงขาเข้ามีค่าน้อย ทำให้การตัดสินใจของวงจร CDR ในภาครับตัดสินใจผิดพลาด แล้วอัตราความผิดพลาดบิตสูงกว่า 10^{-12}

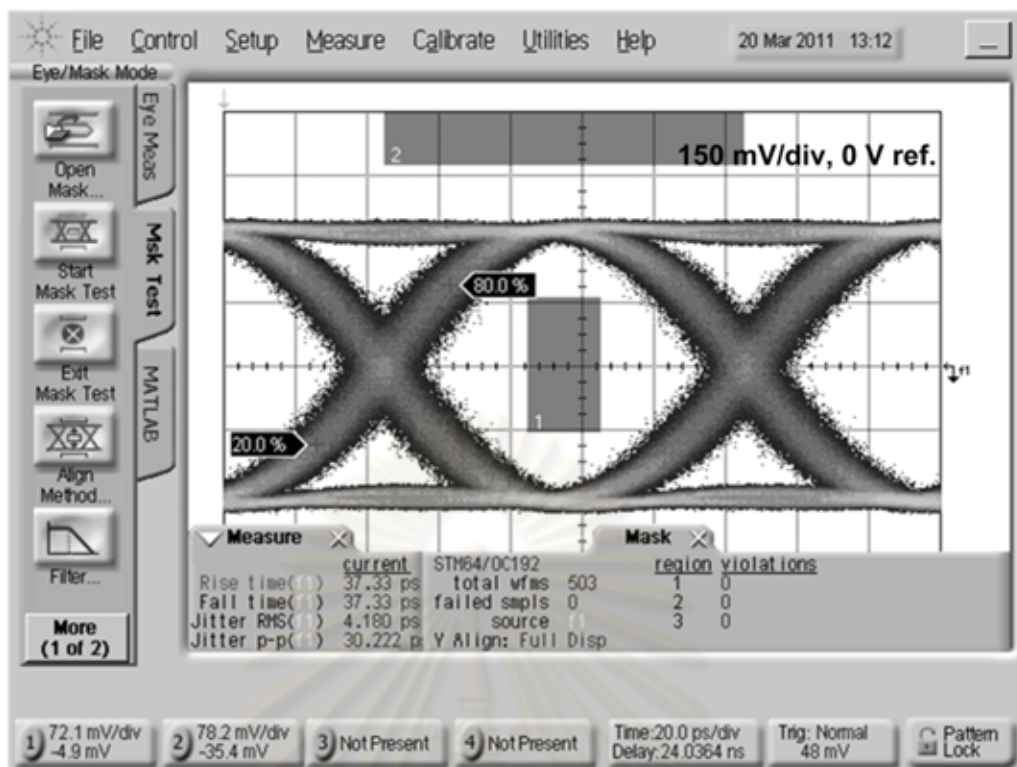
พิจารณากรณี Loopback สัญญาณทางแสงจะถูกเสมือนปิดเปิดโดยการลดทอนกำลังแสงจากเครื่อง VOA ที่อยู่ในเครื่อง MAP200 ของบริษัท JDSU เท่านั้น เมื่อสัญญาณทางแสงวิ่งเข้าสู่ตัวตรวจจับแสงจะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณแรงดันผลต่างและส่งต่อไปให้กับวงจร CDR เพื่อทำการกู้คืนสัญญาณแรงดันผลต่างขึ้นมาใหม่ จากนั้น

จึงส่งต่อไปยังบอร์ดทดสอบ XFP ที่เชื่อมต่อกับเครื่อง DCA แผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างที่ได้ออกมาแสดงดังรูปที่ 6.25 พบว่ามีค่า Rise time เท่ากับ 37.33 ps, Fall time เท่ากับ 37.33 ps และแผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างผ่านหน้ากากแผนภาพรูปตามาตรฐาน ITU-T G.691 [15]



รูปที่ 6.25 แผนภาพรูปตาของสัญญาณขาออกจากตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 กรณี Loopback ณ จุด C

พิจารณากรณีสัญญาณทางแสงผ่าน SSMF ระยะทาง 25 km สัญญาณทางแสงจะถูกบิดเบือนจาก 2 ปัญหา คือ ปัญหาการลดทอนกำลังแสงและปัญหาการกระจายโคโรมาติกจากเส้นใยนำแสง การเปลี่ยนสัญญาณทางแสงไปเป็นสัญญาณแรงดันผลต่างจะมีกระบวนการเช่นเดียวกับกรณี Loopback โดยแผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างที่ได้ออกมาแสดงดังรูปที่ 6.26 พบว่ามีค่า Rise time เท่ากับ 37.33 ps, Fall time เท่ากับ 37.33 ps และแผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างผ่านหน้ากากแผนภาพรูปตามาตรฐาน ITU-T G.691 [15]

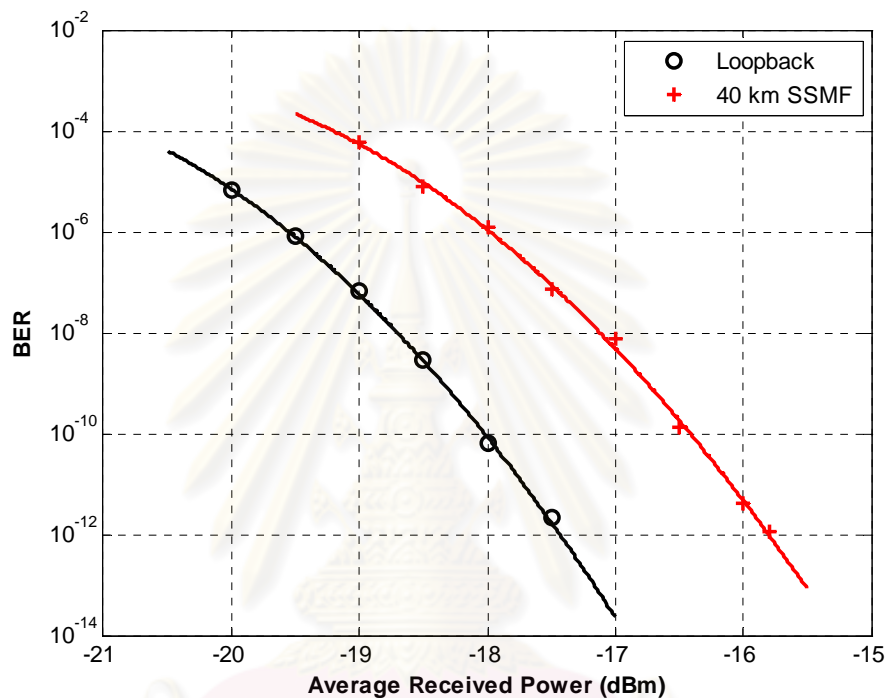


รูปที่ 6.26 แผนภาพรูปตาของสัญญาณขาออกจากตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 กรณีสัญญาณทางแสงผ่าน SSMF ระยะทาง 25 km ณ จุด C

เมื่อเปรียบเทียบแผนภาพรูปตาของสัญญาณทั้งสองจากรูปที่ 6.25 และรูปที่ 6.26 พบว่ากรณีสัญญาณทางแสงผ่าน SSMF ระยะทาง 25 km แผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างในรูปที่ 6.26 มีความหนาในแกนเวลามากกว่ากรณี Loopback ในรูปที่ 6.25 เมื่อพิจารณาสาเหตุการที่แผนภาพรูปตามีความหนาจากค่า jitter พบว่ากรณี Loopback จะได้ค่า jitter เนื่องจาก Random Jitter (RJ) เท่ากับ 2.078 ps (0.02 UI) และค่า jitter เนื่องจาก Deterministic Jitter (DJ) เท่ากับ 12.444 ps (0.12 UI) ในกรณีสัญญาณทางแสงผ่าน SSMF ระยะทาง 25 km ค่า jitter เนื่องจาก RJ เท่ากับ 4.18 ps (0.04 UI) และค่า jitter เนื่องจาก DJ เท่ากับ 30.222 ps (0.3 UI) จึงสรุปได้ว่าค่า jitter เนื่องจาก DJ เป็นปัญหาสำคัญ ที่ทำให้เกิดความหนาในแผนภาพรูปตา ซึ่งค่า jitter เนื่องจาก DJ มาจากการปัญหาการกระจายโครมาติกที่วงจร CDR ในภาครับไม่สามารถกู้คืนสัญญาณได้สมบูรณ์ และความไม่ต่อเนื่องของเส้นสัญญาณระหว่างวงจร CDR ในภาครับกับเครื่อง DCA

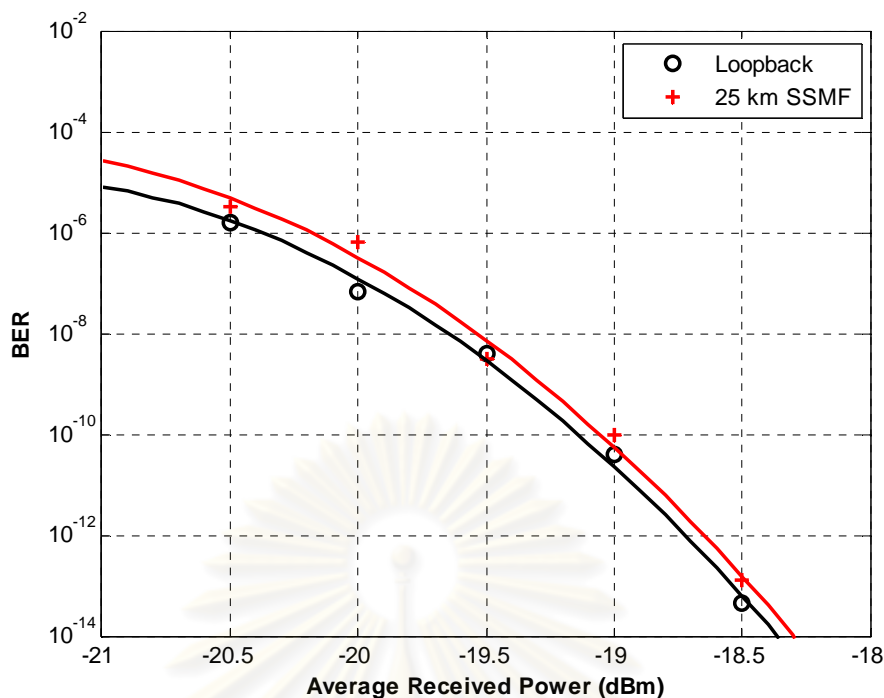
6.2.1.2 ผลการวัดอัตราความผิดพลาดบิต

การวัดอัตราความผิดพลาดบิต คือการวัดประสิทธิภาพการส่งและรับข้อมูลผ่านเส้นใยนำแสง โดยแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังแสงขาเข้า ตัวตรวจจับแสงของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง การทดสอบจะเปรียบเทียบระหว่างกรณี Loopback และกรณีสัญญาณทางแสงผ่าน SSMF ซึ่งพิจารณาอัตราความผิดพลาดบิตที่ 10^{-12}



รูปที่ 6.27 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังแสงขาเข้าของต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

ผลการทดสอบวัดอัตราความผิดพลาดบิตของต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง แสดงดังรูปที่ 6.27 พบว่าในกรณี Loopback ต้องมีกำลังแสงขาเข้าเท่ากับ -17.44 dBm และกรณีสัญญาณทางแสงผ่าน SSMF ระยะทาง 40 km ต้องมีกำลังแสงขาเข้าเท่ากับ -15.80 dBm เพื่อให้ได้อัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 10^{-12} โดยค่า Power Penalty หรือกำลังแสงขาเข้าตัวตรวจจับแสงที่ต้องชดเชยอันเนื่องมาจากปัญหาการถ่างออกของสัญญาณเพื่อคงค่าอัตราความผิดพลาดบิต ซึ่งเป็นผลต่างระหว่างค่ากำลังแสงขาเข้าระหว่างกรณี Loopback และกรณีสัญญาณทางแสงผ่าน SSMF ค่า Power Penalty ที่คำนวณได้เท่ากับ $(-15.80 - (-17.44)) = 1.64$ dB ซึ่งมีค่าน้อยกว่าที่มาตรฐาน ITU-T G.691 [15] กำหนดไว้ที่ 2 dB



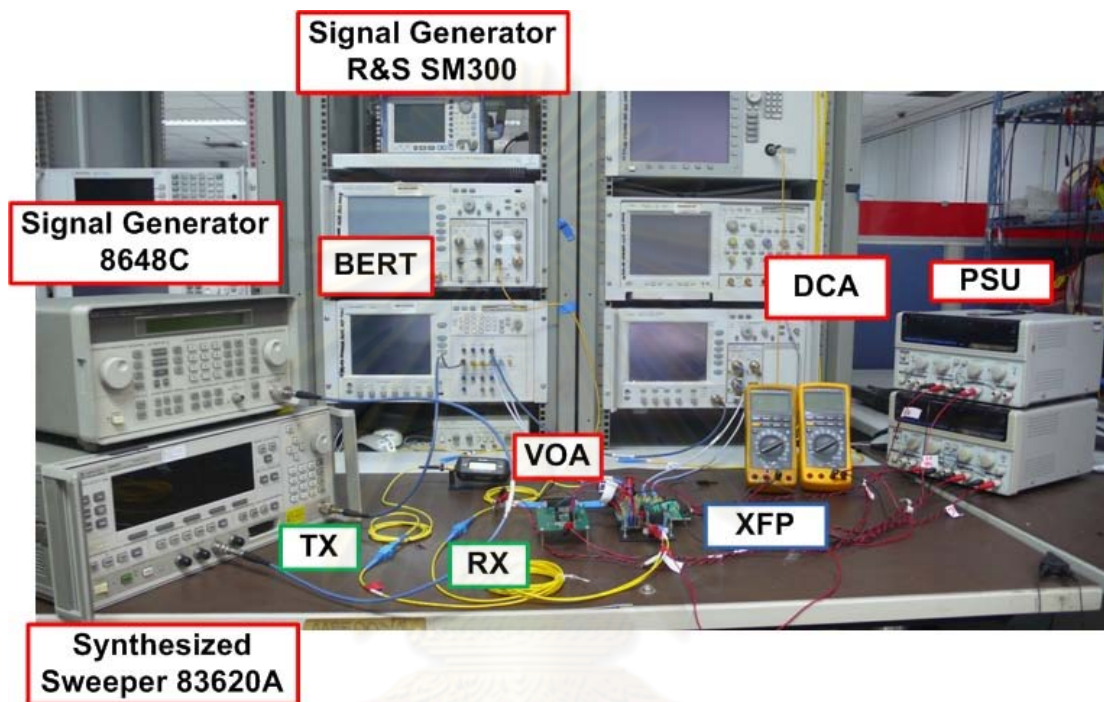
รูปที่ 6.28 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังแสงขาเข้าของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1

ผลการทดสอบวัดอัตราความผิดพลาดบิตของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 แสดงดังรูปที่ 6.28 พบว่ากรณี Loopback ต้องมีกำลังแสงขาเข้าเท่ากับ -18.72 dBm และกรณีสัญญาณทางแสงผ่าน SSMF ระยะทาง 25 km ต้องมีกำลังแสงขาเข้าเท่ากับ -18.65 dBm เพื่อให้ได้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 10^{-12} ค่า Power Penalty ของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 มีค่าเท่ากับ $(-18.65 - (-18.72)) = 0.07$ dB ซึ่งมีค่าน้อยกว่าที่มาตรฐาน ITU-T G.691 [15] กำหนดไว้ที่ 1 dB สังเกตค่า Power Penalty ของกรณีตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 มีค่าน้อยเนื่องจากค่าการกระจายโครมาติกในเส้นใยนำแสงมีค่าน้อยมาก ที่ความยาวคลื่นแสงที่ใช้งาน และวงจร CDR ที่ภาครับสามารถกู้คืนสัญญาณแรงดันผลต่างที่ได้รับผลกระทบจาก DJ

6.2.2 ผลการทดสอบ jitter

การทดสอบ jitter ตามมาตรฐาน XFP มีทั้งหมด 3 การทดสอบ คือ (1) ความทน jitter (Jitter Tolerance), (2) การเพิ่ม jitter (Jitter Generation) และ (3) การส่งผ่าน jitter (Jitter Transfer) โดยมีรายละเอียดผลการทดสอบในหัวข้อที่ 6.2.2.1 ถึง 6.2.2.3 ตามลำดับ

6.2.2.1 ผลการทดสอบความทน jitter

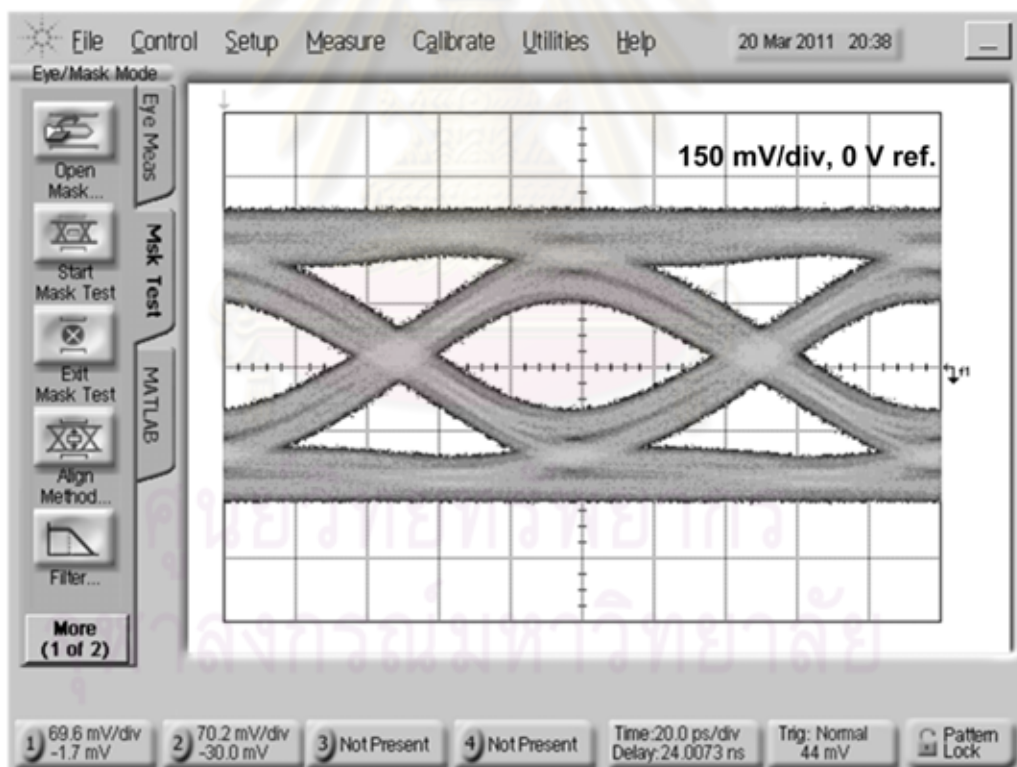


รูปที่ 6.29 การเชื่อมต่อวงจรเพื่อทดสอบความทน jitter

การทดสอบความทน jitter เป็นการทดสอบประสิทธิภาพของวงจร CDR ของภาคส่ง ในการทนต่อ jitter เมื่อสัญญาณแรงดันผลต่างถูกส่งมาจากเมนบอร์ด ซึ่งขั้นตอนการทดสอบกล่าวไว้แล้วในหัวข้อที่ 5.2.1 และมีการเชื่อมต่อวงจรตามรูปที่ 6.29 โดยแบ่งออกเป็น 2 ขั้นตอน คือ (1) การจำลองสัญญาณแรงดันผลต่างให้คุณภาพของสัญญาณเสมือนถูกส่งมาจากเมนบอร์ด คือ มีผลของการสูญเสียกำลังภายในเส้นสัญญาณและการสายจิ้งหระของสัญญาณ และ (2) การทดสอบ Sinusoidal Jitter (SJ) Tolerance เพื่อเป็นการหาประสิทธิภาพสูงสุดที่วงจร CDR สามารถทนต่อการสายของสัญญาณได้มากกว่าที่มาตรฐาน XFP ต้องการ

ขั้นตอนแรกเริ่มจากให้เครื่อง Synthesized Sweeper โมเดล 83620A สร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงความถี่ 10 GHz ขนาดแรงดันขาออกเท่ากับ $1 V_{p-p}$ ป้อนให้กับเครื่อง BERT ที่ช่อง CLK IN ที่ตัว PG ภายในเครื่อง BERT กำหนดให้สร้างสัญญาณ

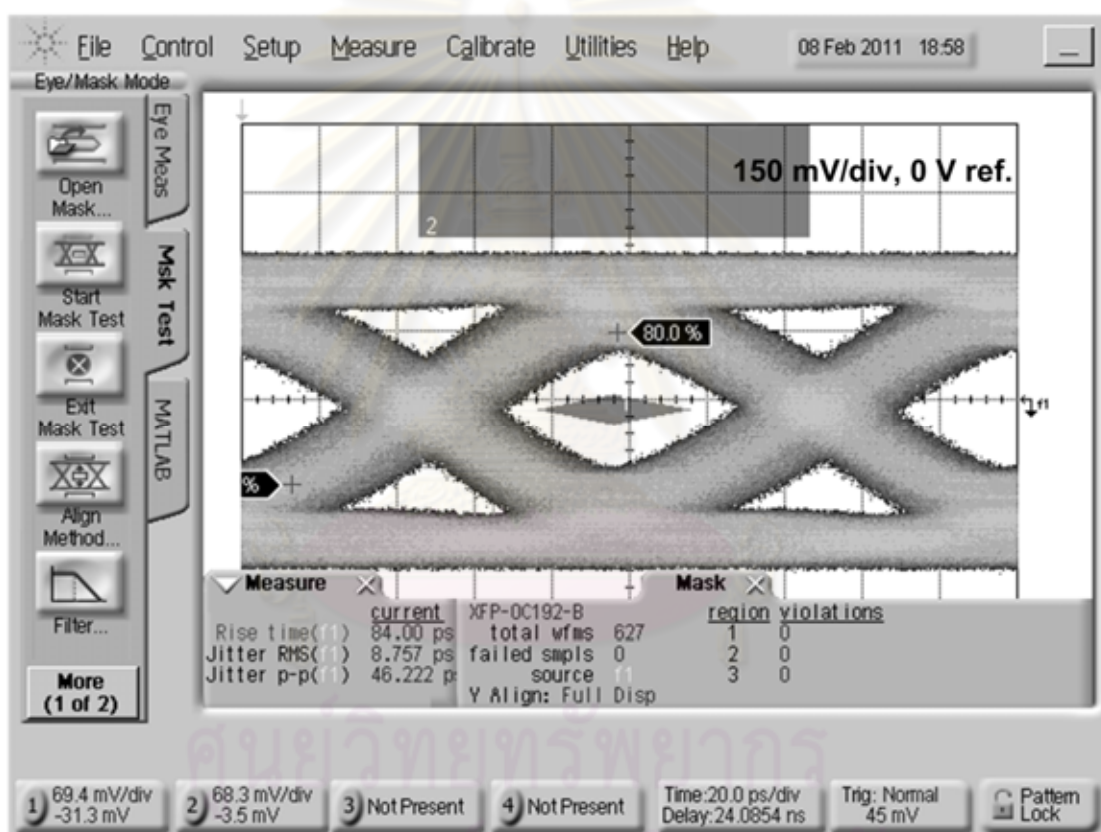
แรงดันผลต่างที่มีค่าแรงดันบิต '1' เท่ากับ 150 mV, แรงดันบิต '0' เท่ากับ -150 mV, อัตราข้อมูล 10 Gb/s และรูปแบบข้อมูล '1100' จากนั้นนำสัญญาณดังกล่าวป้อนให้กับเครื่อง DCA เพื่อวัดค่า RJ ที่อยู่ในระบบ พบว่ามีค่าผลรวมจิตเตอร์ที่อัตราความผิดพลาดบิต เท่ากับ 10^{-12} ($TJ@BER 10^{-12}$) เท่ากับ $0.15 U_{i-p-p}$ ซึ่งน้อยกว่าที่มาตรฐาน XFP กำหนดไว้ที่ $0.2 U_{i-p-p}$ [5] ต่อมาเปลี่ยนรูปแบบข้อมูลของสัญญาณแรงดันผลต่างเป็น PRBS $2^{31} - 1$ และวัดค่า $TJ@BER 10^{-12}$ ได้เท่ากับ $0.17 U_{i-p-p}$ ค่าที่เพิ่มขึ้นแสดงให้เห็นว่าภายในเครื่องมือวัดมี DJ ที่แฝงอยู่ จากนั้นแทรกวงจรมี ISI Jitter ที่ได้ออกแบบไว้ในหัวข้อที่ 3.7 ระหว่างเครื่อง BERT กับเครื่อง DCA เพื่อจำลองว่าสัญญาณแรงดันผลต่างที่ออกจากเครื่อง BERT กำลังเคลื่อนที่ผ่านเมนบอร์ด โดยวัดค่า $TJ@BER 10^{-12}$ ของสัญญาณแรงดันผลต่างที่ออกจากวงจรมี ISI Jitter ได้เท่ากับ $0.36 U_{i-p-p}$ และมีแผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างแสดงดังรูปที่ 6.30 เมื่อเปรียบเทียบค่า $TJ@BER 10^{-12}$ ก่อนเข้าและหลังจากผ่านวงจรมี ISI Jitter มีผลต่างเท่ากับ $0.19 U_{i-p-p}$ ซึ่งใกล้เคียงกับที่มาตรฐาน XFP ต้องการที่ $0.2 U_{i-p-p}$ [5]



รูปที่ 6.30 แผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างหลังจากผ่านวงจรมี ISI Jitter

เมื่อสัญญาณแรงดันผลต่างถูกเสมือนว่าเคลื่อนที่ผ่านเมนบอร์ด ด้วยวงจรมี ISI Jitter ในทางปฏิบัติสัญญาณมีโอกาสถูกรบกวนด้วยสัญญาณข้างเคียงขณะวิ่งผ่านเมนบอร์ด ซึ่งก่อให้เกิดปัญหา Periodic Jitter (PJ) ขึ้น ในการจำลองปัญหา PJ จะให้

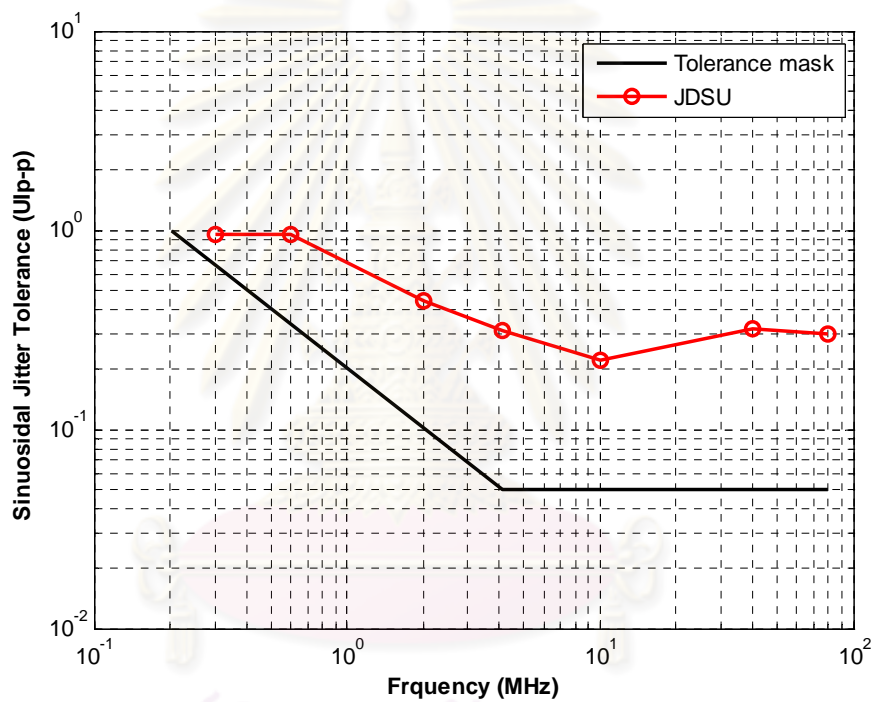
สัญญาณนาฬิกาอ้างอิงที่ป้อนให้กับเครื่อง BERT เกิดการส่ายจั้งหะ โดยการตั้งค่าที่เครื่อง Signal Generator โมดูล 8648C ให้สร้างสัญญาณไซน์ความถี่ 10 MHz และมีขนาดแรงดันขาออกเท่ากับ $1 V_{p-p}$ นำสัญญาณไซน์ดังกล่าวป้อนให้กับเครื่อง Synthesized Sweeper ที่ช่อง EXT FM โดยให้เครื่อง Synthesized Sweeper เลือกการมอดูเลตสัญญาณแบบ FM ที่มีค่า FM Sensitivity เท่ากับ 10 MHz/V ซึ่งจะส่งผลให้สัญญาณแรงดันผลต่างที่ออกจากเครื่อง BERT มีการส่ายจั้งหะตามสัญญาณนาฬิกา จากนั้นวัดสัญญาณแรงดันผลต่างที่ออกมาจากวงจรเพิ่ม ISI Jitter พบว่ามีค่า $TJ@BER$ 10^{-12} เท่ากับ $0.59 U_{p-p}$, ค่า DJ เท่ากับ $0.41 U_{p-p}$ และแผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างผ่านหน้ากากแผนภาพรูปตามาตรฐาน XFP [5] ซึ่งแสดงดังรูปที่ 6.31



รูปที่ 6.31 แผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างที่เสมือนวิ่งผ่านเมนบอร์ดและถูกรบกวนด้วยสัญญาณข้างเคียง

ขั้นตอนที่สองเมื่อได้สัญญาณแรงดันผลต่างที่ได้ถูกจำลองให้เสมือนว่าวิ่งมาจากเมนบอร์ดและถูกรบกวนด้วยสัญญาณข้างเคียง ต่อมาทำการทดสอบเพิ่ม Sinusoidal Jitter (SJ) เข้าสู่ระบบเพื่อวัดประสิทธิภาพสูงสุดของวงจร CDR ที่ภาคส่ง ในการทนต่อจิตเตอร์ ด้วยเครื่อง Signal Generator โมดูล R&S SM300 เชื่อมต่อกับเครื่อง BERT ที่ช่อง DELAY CTRL IN การวัดจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณไซน์และ

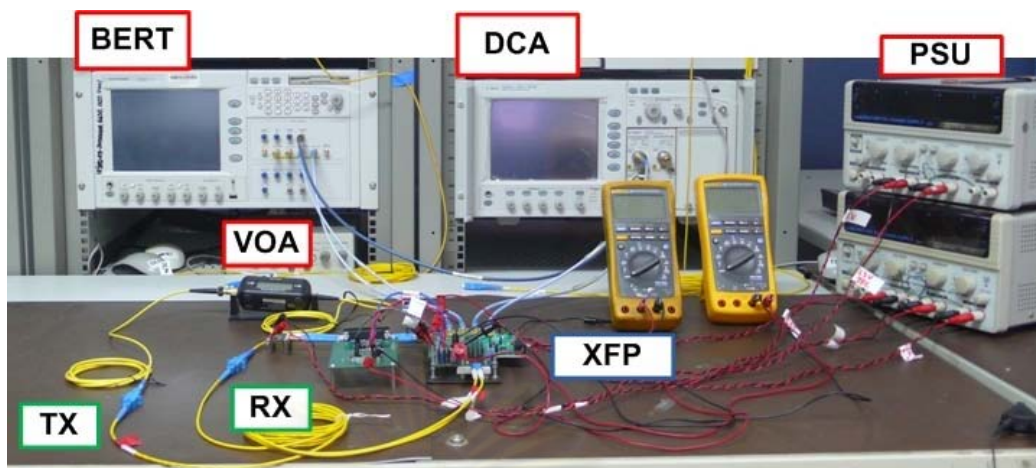
ระดับความรุนแรงของจitterที่อัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 10^{-12} โดยมีผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.32 สังเกตได้ว่าตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 สามารถผ่านการทดสอบตามมาตรฐาน ส่วนต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงได้ขาดการทดสอบในส่วนนี้ไป เนื่องจากตัวขยายสัญญาณภายในตัวตรวจจับแสงเสียหายขณะทำการทดสอบ เมื่อวิเคราะห์ผลการทดสอบจากรูปที่ 6.32 พบว่าที่ช่วงความถี่ต่ำของสัญญาณไซน์ วงจร CDR สามารถทนต่อจitterได้ปริมาณมากๆ เพราะวงจร CDR สามารถตามการเปลี่ยนแปลงของ SJ ได้ และเมื่อความถี่ของสัญญาณไซน์เพิ่มสูงขึ้น วงจร CDR จะไม่ยอมส่งผ่านสัญญาณที่มีจitterไปยังอุปกรณ์ถัดไป เนื่องจากคุณสมบัติของตัว PLL ที่ทำหน้าที่คล้ายกับวงจรกรองผ่านต่ำ (Low Pass Filter, LPF)



รูปที่ 6.32 ผลการทดสอบความทนจitter

ศูนย์วิจัยเทคโนโลยีการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

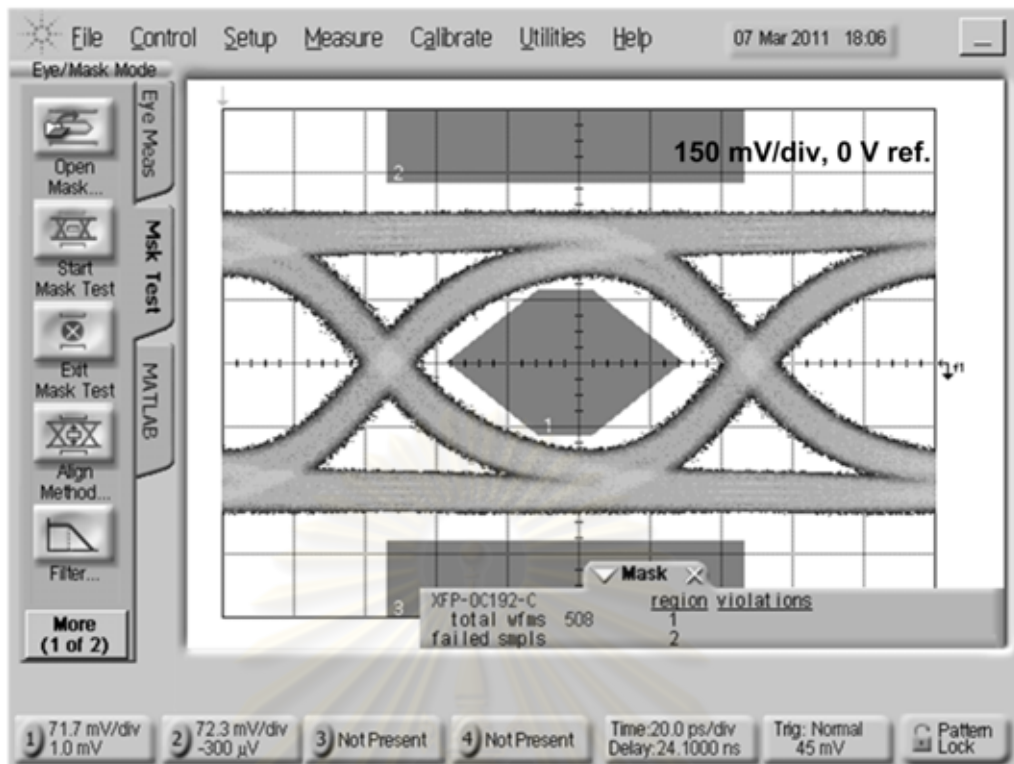
6.2.2.2 ผลการทดสอบการเพิ่มจิตเตอร์



รูปที่ 6.33 การเชื่อมต่อวงจรทดสอบการเพิ่มจิตเตอร์

การทดสอบการเพิ่มจิตเตอร์เป็นการแสดงให้เห็นว่าวงจร CDR ที่ภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง มีผลต่อการสายจังหวะของสัญญาณที่กู้คืนได้ ซึ่งรายละเอียดขั้นตอนการทดสอบได้แสดงไว้ในหัวข้อที่ 5.2.2 และมีการเชื่อมต่องดรูปที่ 6.33 เริ่มจากการป้อนสัญญาณแรงดันผลต่างจากตัว PG ภายในเครื่อง BERT เข้าที่ภาคส่งของบอร์ดทดสอบ XFP จากนั้นทำการป้อนกลับสัญญาณทางแสงเข้าสู่ตัวตรวจจับสนแสงโดยผ่านเส้นใยนำแสงระยะสั้นๆ ค่ากำลังแสงจะถูกลดทอนลงโดยเครื่อง VOA ให้ไม่ต่ำกว่าที่ภาครับจะตัดสินอัตราความผิดพลาดบิตสูงกว่า 10^{-12} จากนั้นจึงป้อนสัญญาณแรงดันผลต่างที่ถูกกู้คืนด้วยวงจร CDR ที่ภาครับให้แก่เครื่อง DCA เพื่อวิเคราะห์แผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่าง

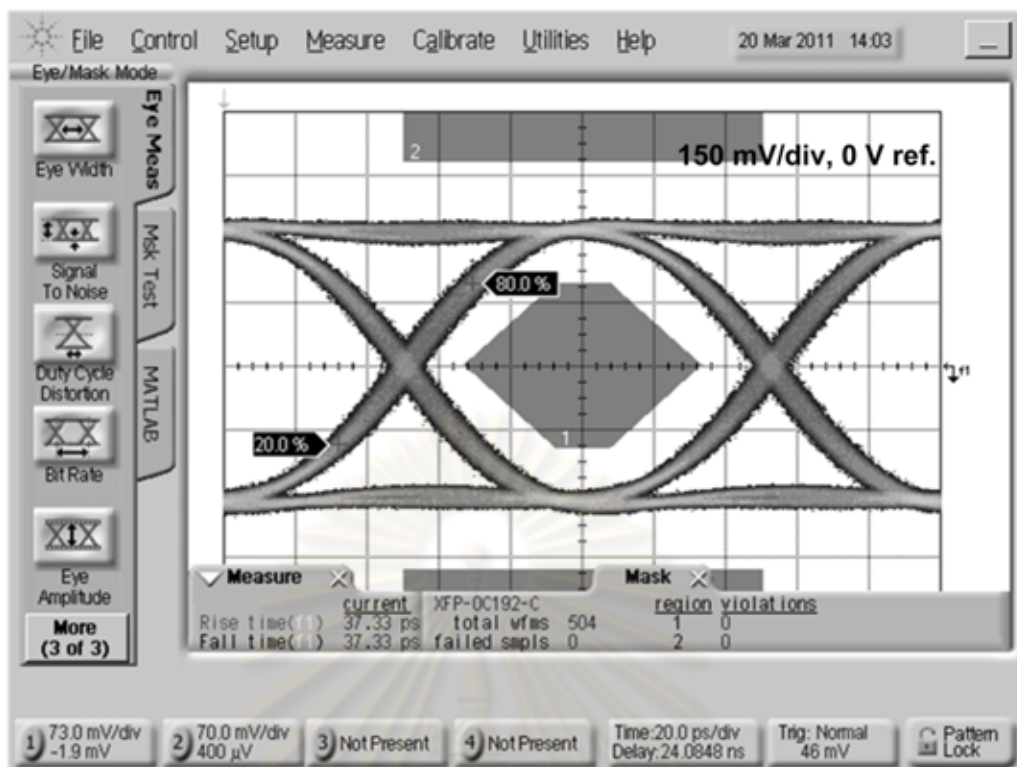
ผลการทดสอบต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงแสดงดังรูปที่ 6.34 โดยให้กำลังแสงขาเข้าตัวตรวจจับสนเท่ากับ -16 dBm พบสัญญาณแรงดันผลต่างที่วัดได้มีค่า $TJ@BER$ 10^{-12} เท่ากับ $0.29 U_{i-p-p}$, ค่า DJ เท่ากับ $0.13 U_{i-p-p}$ ซึ่งมีค่าดีกว่าที่กำหนดไว้และแผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างผ่านหน้ากากแผนภาพรูปตามาตรฐาน XFP [5]



รูปที่ 6.34 แผนภาพรูปตาของสัญญาณขาออกจากต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง จากการทดสอบการเพิ่มจิตเตอร์

ผลการทดสอบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 แสดงดังรูปที่ 6.35 โดยให้กำลังแสงขาเข้าตัวตรวจจับแสงเท่ากับ -18 dBm พบว่าสัญญาณแรงดันผลต่างที่วัดได้มีค่า $TJ@BER$ 10^{-12} เท่ากับ $0.22 U_{I_{p-p}}$, ค่า DJ เท่ากับ $0.07 U_{I_{p-p}}$ ซึ่งมีค่าดีกว่าที่กำหนดไว้และแผนภาพรูปตาของสัญญาณแรงดันผลต่างผ่านหน้ากากแผนภาพรูปตามาตรฐาน XFP [5]

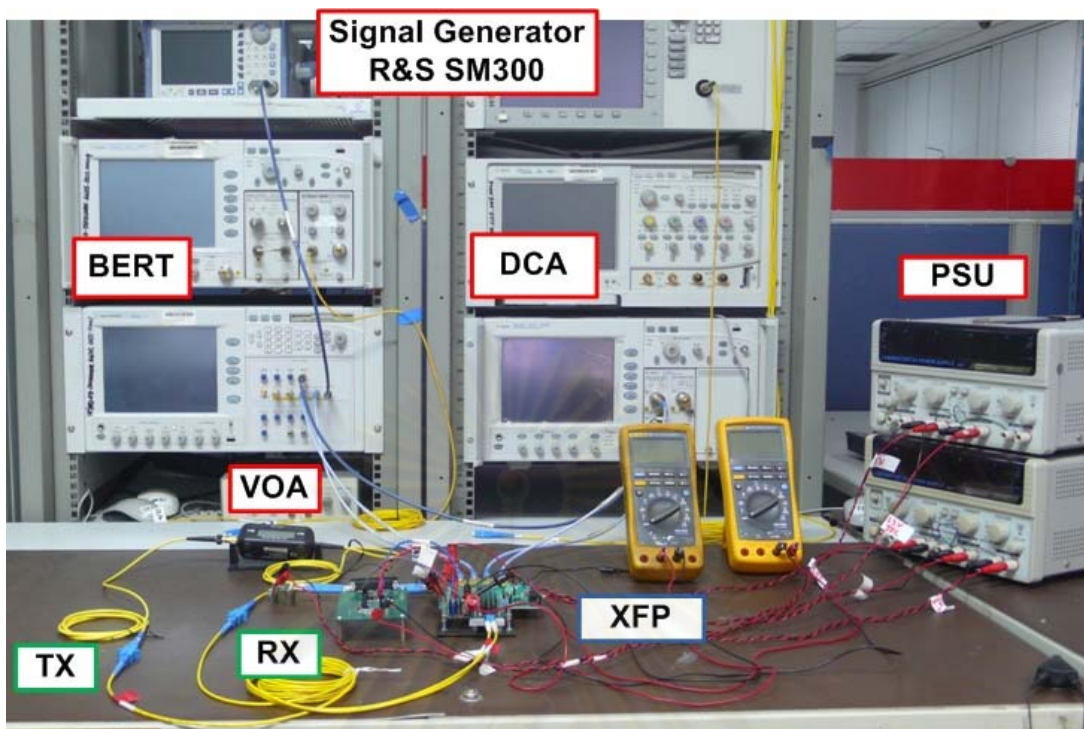
ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 6.35 แผนภาพรูปตาของสัญญาณขาออกจากตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 จากการทดสอบการเพิ่มจิตเตอร์

จากผลการทดสอบการเพิ่มจิตเตอร์ของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงทั้งสองตัว ตามมาตรฐาน XFP พบว่าสัญญาณแรงดันผลต่างที่ออกจากภาครับของต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงจะเกิดปัญหาจิตเตอร์มากกว่าตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 ซึ่งมีสาเหตุอยู่ 2 ประการ คือ (1) สัญญาณทางแสงที่ถูกสร้างจากภาคส่งของต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณจะมีค่าจิตเตอร์มากกว่า เมื่อเทียบกับตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 แสดงไว้ในรูปที่ 6.23 และรูปที่ 6.24 ตามลำดับ และ (2) เส้นสัญญาณระหว่างวงจร CDR ในภาครับกับหัวต่อ 30 ขาสัญญาณบนวงจรต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงมีความยาวมากกว่าตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 จึงทำให้สัญญาณถูกบิดเบือนด้วยปัญหา DJ เพิ่มมากขึ้น

6.2.2.3 ผลการทดสอบการส่งผ่านจิตเตอร์



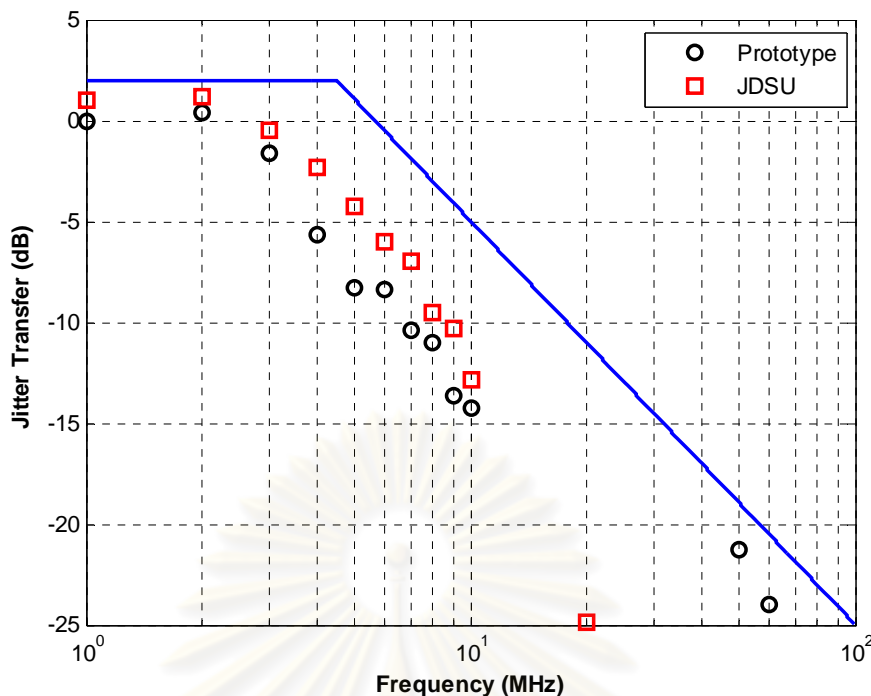
รูปที่ 6.36 การเชื่อมต่อวงจรทดสอบการส่งผ่านจิตเตอร์

การทดสอบการส่งผ่านจิตเตอร์เป็นการทดสอบประสิทธิภาพของวงจร CDR ทั้งภาคส่งและภาครับ ในการส่งผ่านและกำจัดจิตเตอร์เนื่องจากปัญหา PJ ของสัญญาณจากภาคส่งไปยังภาครับ ขั้นตอนการทดสอบได้แสดงไว้แล้วในหัวข้อที่ 5.2.3 และมีการเชื่อมต่อดังรูปที่ 6.36 เริ่มจากการใช้เครื่อง Signal Generator โมดูล R&S SM300 ในการสร้างสัญญาณไซน์ เพื่อป้อนให้กับเครื่อง BERT ที่ช่อง DELAY CTRL IN ซึ่งเป็นการทำให้สัญญาณแรงดันผลต่างมีการส่ายจั้งหะตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดันสัญญาณไซน์ ระดับความรุนแรงของจิตเตอร์ต้องมีความสอดคล้องกับมาตรฐาน ITU-T G.783 [48] ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 5.7 ในทางปฏิบัติเครื่อง Signal Generator โมดูล R&S SM300 ไม่สามารถกำหนดความรุนแรงของจิตเตอร์ได้โดยตรง จึงต้องหาความสัมพันธ์ระหว่างความถี่, ความรุนแรงของจิตเตอร์ที่ต้องการ และระดับแรงดันของสัญญาณไซน์ ซึ่งแสดงดังตารางที่ 6.3

ตารางที่ 6.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่, ความรุนแรงของจิตเตอร์ที่ต้องการ และระดับแรงดันของสัญญาณไซน์

Frequency (MHz)	Jitter Requirement (UI)	Sine Amplitude (mV)
1	0.6	54.7
2	0.3	28.2
3	0.2	19.4
4-80	0.15	15

เมื่อได้ความสัมพันธ์ระหว่างความรุนแรงของจิตเตอร์กับแรงดันของสัญญาณไซน์แล้ว จากนั้นนำสัญญาณแรงดันผลต่างที่มีการสายจิ้งหะป้อนให้กับภาคส่งของบอร์ดทดสอบ XFP ที่มีตัวรับส่งสัญญาณทางแสงเชื่อมต่ออยู่ ต่อมนำสัญญาณทางแสงป้อนเข้าตัวตรวจจับสนแสง ด้วยการป้อนกลับสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสงระยะสั้นๆ โดยให้กำลังแสงเข้าตัวตรวจจับสนแสงของต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงและตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 มีค่าเท่ากับ -16 dBm และ -18 dBm ตามลำดับ จากนั้นนำสัญญาณแรงดันผลต่างที่ออกจากภาครับของบอร์ดทดสอบ XFP ต่อเข้ากับเครื่อง DCA เพื่อวัดค่า TJ@BER 10^{-12} ด้วยโปรแกรมย่อย Option 401 : Advanced EYE Analysis Software [41] ภายในเครื่อง DCA จากผลการทดสอบและการคำนวณหาค่าการส่งผ่านจิตเตอร์ด้วยสมการที่ (2.20) แสดงดังรูปที่ 6.37 ค่าการส่งผ่านจิตเตอร์ของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงทั้งสองตัวอยู่ใต้เส้นกราฟตามมาตรฐาน XFP [5] โดยแนวโน้มของค่าการส่งผ่านจิตเตอร์ของต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงแสดงดังสัญลักษณ์วงกลม และแนวโน้มของค่าการส่งผ่านจิตเตอร์ของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 แสดงดังสัญลักษณ์สี่เหลี่ยม จากผลการทดสอบตามรูปที่ 6.37 เห็นได้ว่าวงจร PLL ภายในวงจร CDR ทำตัวคล้ายกับวงจร LPF โดยไม่ยอมให้สัญญาณแรงดันผลต่างที่มีการสายจิ้งหะจากสัญญาณไซน์ที่ความถี่สูงผ่าน และต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงและตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 มีค่าแบนด์วิธของการส่งผ่านจิตเตอร์อยู่ในช่วง 3 - 4 MHz และ 4 - 5 MHz ตามลำดับ ซึ่งมีค่าน้อยกว่า 8 MHz ซึ่งกำหนดไว้ตามมาตรฐาน XFP [5]



รูปที่ 6.37 ผลการทดสอบการส่งผ่านจิตเตอร์

จากผลการทดสอบการส่งผ่านจิตเตอร์ของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงทั้งสองตัว พบว่าวงจร CDR ในต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงทำงานได้ดีกว่าตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 ในช่วงความถี่ของสัญญาณไซน์ 1 - 10 MHz สัญญาณแรงดันผลต่างที่มีจิตเตอร์จะไม่ถูกส่งต่อไปยังอุปกรณ์ที่อยู่ถัดไป แต่ที่ความถี่ในช่วง 10 - 100 MHz วงจร CDR ในตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 สามารถทำงานได้ดีกว่า และที่สัญญาณไซน์ความถี่สูงๆ มีปริมาณจิตเตอร์ของสัญญาณแรงดันผลต่างที่ภาครับของบอร์ดทดสอบ XFP เหลือน้อยกว่า 0.01 เท่าของปริมาณจิตเตอร์ของสัญญาณแรงดันผลต่างที่เข้าภาคส่งของบอร์ดทดสอบ XFP ทำให้สัญญาณมีคุณภาพดีกว่า

6.2.3 กำลังไฟฟ้าที่ต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงใช้ (Power Consumption)

ระดับกำลังไฟฟ้าที่ต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณใช้ขณะทำงาน คำนวณได้จากสมการ $P = VI$ โดยทำการวัดค่ากระแสที่จ่ายออกมาจากแหล่งจ่ายไฟแต่ละแรงดัน โดยต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงใช้แรงดันทั้งหมด 3 ค่า คือ (1) แรงดัน 3.3 V เป็นไฟเลี้ยงสำหรับวงจร CDR ทั้งภาคส่งและภาครับ, เลเซอร์ชนิด DFB ภายในตัวส่งสัญญาณทางแสง, และวงจรขยายสัญญาณชนิด TIA ภายในตัวตรวจจับแสง, (2) แรงดัน 5 V เป็นไฟเลี้ยงให้กับตัวขับเลเซอร์ภายในตัวส่งสัญญาณทางแสงและตัวตรวจจับแสงชนิด PIN และ (3) แรงดัน -5.2 V เป็นไฟเลี้ยงให้กับตัวมอดูเลเตอร์ภายในตัวส่งสัญญาณทางแสง ค่าแรงดันและกระแสขณะใช้งานวัดค่าได้ดังต่อไปนี้

$$P_{3.3V} = 3.3 \text{ V} \times 0.385 \text{ A} = 1.270 \text{ W}$$

$$P_{5V} = 5 \text{ V} \times 0.21 \text{ A} = 1.050 \text{ W}$$

$$P_{-5.2V} = -5.2 \text{ V} \times 0.018 \text{ A} = 0.094 \text{ W}$$

จากผลการวัดพบว่ากระแสที่แต่ละแรงดันใช้มีค่าเป็นไปตามที่ระบุไว้ใน Datasheet ของอุปกรณ์นั้นๆ เมื่อรวมค่าการใช้กำลังไฟฟ้าทั้งหมดพบว่ามีค่าเท่ากับ 2.414 W ในทางปฏิบัติตัวรับส่งสัญญาณทางแสงจะมีวงจรควบคุมอุณหภูมิอยู่ภายใน แต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้วงจรควบคุมอุณหภูมิภายนอกจากบอร์ดตัวอย่าง MAX 8521 EV Kit ซึ่งป้อนแรงดันเท่ากับ 3.3 V และขณะเชื่อมต่อกับตัวส่งสัญญาณทางแสงมีการใช้กระแสเท่ากับ 0.1 A คิดเป็นกำลังไฟฟ้าเท่ากับ 0.33 W เพราะฉะนั้นในการใช้งานต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงต้องป้อนกำลังไฟฟ้าเท่ากับ 2.744 W ซึ่งค่ากำลังไฟฟ้าง่าดังกล่าวจัดอยู่ในกลุ่ม Power Level 3 ซึ่งมีค่าอยู่ในช่วง 2.5 – 3.5 W ตามมาตรฐาน XFP [5]



ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 7

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอรายละเอียดการออกแบบ, การประกอบ และการทดสอบต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP อัตราข้อมูล 10 กิกะบิตต่อวินาที โดยใช้เลเซอร์ที่มีมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้าอยู่ภายใน (Electro-Absorption Modulator Integrated Laser, EML) และตัวตรวจจับแสงชนิด Positive-Intrinsic-Negative (PIN) พร้อมกับการนำตัวรับส่งสัญญาณทางแสงเชิงพาณิชย์โมดูล JXP-01LMAC1 ของบริษัท JDSU มาทำการทดสอบร่วม ซึ่งมีทั้งสิ้น 4 หัวข้อ คือ (1) การรับส่งสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวชนิดมาตรฐาน (Standard Single Mode Fiber, SSMF) ตามความยาวมาตรฐาน และวัดค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ 10^{-12} ตามมาตรฐาน ITU-T G.691, (2) ความทนจิตเตอร์ (Jitter Tolerance), (3) การเพิ่มจิตเตอร์ (Jitter Generation), และ (4) การส่งผ่านจิตเตอร์ (Jitter Transfer) ในการทดสอบที่ (2) ถึง (4) เป็นการทดสอบตามมาตรฐาน XFP จากผลการทดสอบพบว่าต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงสามารถผ่านการทดสอบ 3 หัวข้อ ส่วนการทดสอบความทนจิตเตอร์ไม่สามารถทดสอบได้ ซึ่งมีสาเหตุมาจากความผิดพลาดในการป้อนไฟเลี้ยงให้กับตัวขยายสัญญาณที่อยู่ภายในตัวตรวจจับแสง ทำให้ภาครับไม่สามารถทำงานได้ ส่วนตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 ที่นำมาทดสอบร่วมสามารถผ่านการทดสอบทั้ง 4 หัวข้อ

การรับส่งสัญญาณข้อมูลอัตราเร็วสูงจำเป็นต้องคำนึงถึงปัญหาการบิดเบือนของสัญญาณข้อมูลทั้งในเชิงไฟฟ้าและเชิงแสง ซึ่งเป็นผลมาจากการออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ความเร็วสูงและเส้นใยนำแสงตามลำดับ ในงานวิจัยนี้ได้ทำการรับส่งสัญญาณข้อมูลอัตราเร็ว 9.953 Gb/s ซึ่งเป็นอัตราเร็วตามมาตรฐาน SONET (OC-192) / SDH (STM-64) ดังนั้นเพื่อให้สามารถส่งและรับสัญญาณข้อมูลได้อย่างมีประสิทธิภาพ จึงจำเป็นต้องพิจารณาถึงการออกแบบลายวงจรเส้นสัญญาณความเร็วสูงเป็นประการแรก

การออกแบบลายวงจรของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงจะเลือกใช้สารไดอิเล็กทริกชนิด FR4 และตัวนำไฟฟ้าชนิดทองแดง ประกอบขึ้น 4 ชั้น คือ Signal layer, Ground plane, Power plane, และ Signal layer ที่สอง ในงานวิจัยนี้เลือกใช้โมเดลสายส่งแบบ Microstrip ซึ่งจำเป็นต้องออกแบบให้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งมีค่าเท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ต้นทางและปลายทาง โดยเส้นสัญญาณ Microstrip แบบเดี่ยวต้องมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50

Ohm, เส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่างต้องมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 100 Ohm และมีแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณเพียงพอ ในที่นี่จะใช้โปรแกรม Polar SI8000 ของบริษัท Polar Instruments และ Advanced Design System (ADS) 2009 Update 1 ของบริษัท Agilent Technologies ในการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ทางกายภาพของเส้นสัญญาณ ซึ่งได้แก่ ความหนาของชั้นไดอิเล็กตริกแต่ละชั้น, ความกว้างของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบเดี่ยวและแบบผลต่าง และระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณของเส้นสัญญาณ Microstrip แบบผลต่าง เพื่อให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะตามที่ได้กล่าวไปข้างต้น จากนั้นนำค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ได้ไปจำลองเป็นลายเส้นสัญญาณที่ใช้เชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์ความเร็วสูงบนแผ่นวงจรพิมพ์ต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงด้วยโปรแกรม ADS เพื่อเป็นการหาค่าแบนด์วิดท์ของลายเส้นสัญญาณที่ได้ ออกแบบก่อนสั่งผลิต

การทดสอบประสิทธิภาพในการรับส่งสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสงของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงตามมาตรฐาน XFP ที่อัตราข้อมูล 9.953 Gb/s โดยมีรูปแบบข้อมูล Pseudo Random Binary Sequence (PRBS) $2^{31}-1$ จะพิจารณาที่อัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 10^{-12} พบว่าต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงที่ออกแบบไว้สามารถรับส่งสัญญาณทางแสงผ่าน SSMF ได้ไกลถึง 40 km โดยมีค่าความไวแสง (Power Sensitivity) สำหรับกรณีป้อนกลับสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสงระยะสั้นๆ (Loopback) และกรณีสัญญาณทางแสงผ่าน SSMF เท่ากับ -17.44 dBm และ -15.8 dBm ตามลำดับ เมื่อคำนวณค่า Power Penalty จะได้เท่ากับ $(-15.8 - (-17.44)) = 1.64$ dB เมื่อทดสอบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 สามารถรับส่งสัญญาณทางแสงผ่าน SSMF ได้ถึง 25 km โดยมีค่าความไวแสง สำหรับกรณี Loopback และกรณีสัญญาณทางแสงผ่าน SSMF เท่ากับ -18.72 dBm และ -18.65 dBm ตามลำดับ เมื่อคำนวณค่า Power Penalty จะได้เท่ากับ $(-18.65 - (-18.72)) = 0.07$ dB สาเหตุที่ค่า Power Penalty ของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 มีค่าน้อย เนื่องจากความยาวคลื่นแสงที่ใช้งานอยู่ช่วง 1310 nm ซึ่ง SSMF ที่เลือกใช้มีค่าการถ่างออกของสัญญาณ (Dispersion) น้อยมากที่ความยาวคลื่นแสงดังกล่าว จากผลการทดสอบการรับส่งสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสงจากตัวรับส่งสัญญาณทางแสงทั้งสองตัวสามารถผ่านมาตรฐาน ITU-T G.691

นอกจากการทดสอบการรับส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงแล้ว การทดสอบการส่ายจิ้งหระของสัญญาณหรือจิตเตอร์ (Jitter) ตามมาตรฐาน XFP เป็นสิ่งที่ต้องพิจารณา เพราะว่าการรับส่งสัญญาณข้อมูลอัตราเร็ว 9.953 Gb/s มีโอกาสทำให้ขอบจิ้งหระของสัญญาณข้อมูลช้าลงหรือเร็วขึ้นได้ ในวิทยานิพนธ์นี้แบ่งการทดสอบออกเป็น 3 ส่วน คือ

(1) การทดสอบความทนจิตเตอร์ เป็นการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล (Clock and Data Recovery, CDR) ที่ภาคส่งว่าสามารถทนต่อการส่ายจังหวะของสัญญาณ เมื่อสัญญาณถูกส่งมาจากเมนบอร์ดและหาค่าความรุนแรงของจิตเตอร์สูงสุดในแต่ละความถี่ของสัญญาณไซน์ที่วงจร CDR ในภาคส่งสามารถทนได้ ผลการทดสอบพบว่าตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 สามารถทนต่อการส่ายจังหวะของสัญญาณดีกว่าที่มาตรฐาน XFP กำหนดไว้ โดยที่ความถี่ของสัญญาณไฮต์ค่าต่ำๆ วงจร CDR สามารถทนต่อจิตเตอร์ได้ดีกว่าที่ความถี่ของสัญญาณไฮต์ค่าสูงๆ ส่วนต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงได้ขาดผลการทดสอบในส่วนนี้ไป เนื่องจากตัวขยายสัญญาณภายในตัวตรวจจับแสงเกิดความเสียหายขณะทำการทดสอบ

(2) การทดสอบการเพิ่มจิตเตอร์ เป็นการทดสอบว่าวงจร CDR ที่ภาครับ สร้างการส่ายจังหวะให้กับสัญญาณข้อมูลขาออกมากน้อยเพียงใด ซึ่งจากผลการทดลองพบว่า ต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงมีค่าผลรวมการส่ายจังหวะของสัญญาณที่อัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 10^{-12} (TJ@BER 10^{-12}) เท่ากับ 0.32 UI_{p-p} และค่า Deterministic Jitter (DJ) เท่ากับ 0.131 UI_{p-p} ในส่วนตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 มีค่า TJ@BER 10^{-12} เท่ากับ 0.22 UI_{p-p} และค่า DJ เท่ากับ 0.073 UI_{p-p} จากค่าที่วัดได้วงจร CDR ที่ภาครับของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงทั้งสองตัว สร้างจิตเตอร์ให้แก่สัญญาณข้อมูลน้อยกว่าที่กำหนดไว้ตามมาตรฐาน XFP

(3) การทดสอบการส่งผ่านจิตเตอร์ เป็นการทดสอบประสิทธิภาพของวงจร CDR ทั้งภาคส่งและภาครับ ในการส่งผ่านและกำจัดจิตเตอร์จากภาคส่งไปยังภาครับ จากผลการทดสอบพบว่าต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงมีค่าแบนด์วิดท์การส่งผ่านจิตเตอร์ (Jitter Transfer Bandwidth) อยู่ในช่วง 3 - 4 MHz ส่วนตัวรับส่งสัญญาณทางแสงโมดูล JXP-01LMAC1 มีค่าแบนด์วิดท์การส่งผ่านจิตเตอร์อยู่ในช่วง 4 - 5 MHz จากค่าที่วัดได้ตัวรับส่งสัญญาณทางแสงทั้งสองตัวมีค่าแบนด์วิดท์การส่งผ่านจิตเตอร์และค่าการส่งผ่านจิตเตอร์ อยู่ในช่วงที่กำหนดไว้ตามมาตรฐาน XFP

7.2 ข้อเสนอแนะ

ข้อเสนอแนะในการปรับปรุงและพัฒนาการออกแบบ, การประกอบ และการทดสอบตัวรับส่งสัญญาณทางแสง เพื่อนำไปประยุกต์ต่อในอนาคตมีดังนี้

- 1) การจำลองลายเส้นสัญญาณด้วยโปรแกรม ADS ควรนำผลการจำลองจากการใช้โปรแกรมย่อย Momentum ในการออกแบบลายเส้น มาใช้ร่วมกับโปรแกรมย่อย

Schematic ในการจำลองระบบการวัดพารามิเตอร์ต่างๆ เพราะวิธีการนี้จะให้ค่าผลลัพธ์ใกล้เคียงกับผลการวัดจริงมากที่สุด

- 2) แผ่นวงจรพิมพ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นแบบ 4 ชั้น ทำให้การจัดวางอุปกรณ์ต่างๆ รวมไปถึงการเชื่อมต่อเส้นสัญญาณต่างๆทำได้ยาก ซึ่งสามารถแก้ปัญหาด้วยการเพิ่มจำนวนชั้นของแผ่นวงจรพิมพ์เป็น 6 หรือ 8 ชั้นขึ้นไป แต่ต้องคำนึงค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณความเร็วสูง, ความทนต่อปริมาณกระแสภายในเส้นสัญญาณ และความร้อนที่เกิดขึ้นในชั้นต่างๆ
- 3) ในกรณีไม่มีเครื่องทดสอบสัญญาณ (Probe) ที่สามารถวัดสัญญาณความเร็วสูงเฉพาะจุด ควรออกแบบบอร์ดแยกเพื่อทดสอบคุณลักษณะขององค์ประกอบแต่ละส่วน ก่อนที่จะบัดกรีองค์ประกอบดังกล่าวร่วมกับองค์ประกอบอื่นๆ
- 4) ตัวรับส่งสัญญาณทางแสงที่ออกแบบไว้สามารถประยุกต์ไปใช้ในระบบอื่น เช่น Ethernet หรือ Fibre Channel ด้วยการเปลี่ยนสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงที่ป้อนให้กับวงจรกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล
- 5) ควรออกแบบวงจรควบคุมแรงดัน (Voltage Regulator) สำหรับแรงดันต่างๆที่ป้อนให้กับอุปกรณ์แต่ละตัวบนตัวรับส่งสัญญาณทางแสง เพราะอุปกรณ์แต่ละตัวต้องการกระแสในปริมาณที่ไม่เท่ากัน ถ้าออกแบบให้อุปกรณ์ทุกตัวเชื่อมต่อไฟจากแหล่งเดียวกัน โดยไม่มีวงจรควบคุมแรงดันอาจเกิดการกระชากไฟได้ ขณะเริ่มต้นใช้งาน นอกจากนั้นแหล่งจ่ายไฟในบางครั้งอาจจ่ายแรงดันไฟไม่คงที่ หรือการที่แรงดันไฟวิ่งผ่านหัวต่อ 30 ขาสัญญาณ อาจทำให้ระดับแรงดันมีการแกว่งได้ ซึ่งเป็นสาเหตุทำให้อุปกรณ์ที่ไม่สามารถทนต่อแรงดันสูงเสียหายได้
- 6) ก่อนการใช้เครื่องมือต่างๆในห้องปฏิบัติการควรตรวจสอบว่าเครื่องมือแต่ละตัวได้เชื่อมต่อกับกราวด์ และกราวด์ของแต่ละเครื่องมือเชื่อมต่อกับระดับแรงดันเท่ากัน เพราะถ้าเครื่องมือใดมีระดับแรงดันกราวด์ที่แตกต่างจากเครื่องมือตัวอื่น อาจส่งผลให้ระดับแรงดันที่เครื่องมือตัวนั้นสร้างขึ้นหรือระดับแรงดันที่เครื่องมือตัวนั้นวัดได้มีความผิดพลาด
- 7) ก่อนทำการทดสอบตรวจสอบระดับแรงดันที่สายรัดข้อมือกับระดับแรงดันกราวด์ของเครื่องมือ ด้วยเครื่อง Digital Multimeter โดยวัดค่าแรงดันตกคร่อมระหว่างสายรัดข้อมือกับจุดเชื่อมต่อกราวด์ของเครื่องมือ ค่าแรงดันที่วัดได้ต้องเท่ากับ 0 V เพื่อป้องกันปัญหา Electrostatic Discharge (ESD)

รายการอ้างอิง

- [1] Anderson, J. Evolutionary trends in pluggable optical modules [Online]. 2004. Available from : <http://www.lightwaveonline.com> [2011, January 10]
- [2] Cole, C. Optical Transceiver for 100G [Online]. 2010. Available from : <http://www.Finisar.com> [2011, January 7]
- [3] Ronco, P. Trends in Optical Transceiver: Light sources for premises networks [Online]. 2006. Available from : <http://www.corning.com> [2010, December 19]
- [4] Tyco Electronics. Evolution of Pluggable Transceiver [Online]. (n.d.). Available from : <http://www.tycoelectronics.com> [2010, August 14]
- [5] SFF Committee. 10 Gigabit Small Form Factor Pluggable Module Revision 4.5 [Online]. 2005. Available from : <http://www.xfpmsa.org> [2010, June 1]
- [6] Kanda, A.; and others. 10 Gbit/s small form factor optical transceiver for 40 km WDM transmission. Electronic Letter 40 (April 2004): 494-495.
- [7] Priyadarshi, S.; and others. First 10Gb/s Small Form Factor Pluggable (XFP) Optical Transceiver for 140km DWDM Transmission. Conference on Lasers and Electro-Optics 2007, pp.1. 2007.
- [8] Aronson, L. XFP The Ultimate 10Gb/s Solution [Online]. (n.d.). Available from : <http://www.finisar.com> [2010, September 12]
- [9] Cisco Systems. Cisco ONS 15454 OC-192/STM-64 XFP-Based Optics Card Datasheet [Online]. (n.d.). Available from : <http://www.cisco.com> [2011, May 4]
- [10] Keiser, G. Optical Fiber Communication. 3rd edition. Singapore: McGraw-Hill, 2000.
- [11] Sackinger, E. Broadband Circuits for Optical Fiber Communication. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.

- [12] Razavi, B. Design of Integrated Circuits for Optical Communication. McGraw-Hill, 2003.
- [13] CyOptics. 1635/36 Datasheet-Series 10 Gb/s Cooled EML TOSA with integral driver IC [Online]. 2008. Available from : <http://www.cyoptics.com> [2010, August 31]
- [14] Agilent Technologies. Agilent 86146B Optical Spectrum Analyzer Technical Specifications [Online]. 2005. Available from : <http://www.agilent.com> [2011, May 5]
- [15] ITU Telecommunication Standardization Sector. ITU-T G.691, Optical interfaces for single channel STM-64 and other SDH systems with optical amplifiers [Online]. 2006. Available from : <http://www.itu.int> [2010, September 15]
- [16] Maxim Integrated Products. MAX3941 Datasheet [Online]. 2003. Available from : <http://www.maxim-ic.com> [2010, September 16]
- [17] ITU Telecommunication Standardization Sector. ITU-T G.652, Characteristics of a single-mode optical fibre and cable [Online]. 2009. Available from : <http://www.itu.int> [2010, September 13]
- [18] CyOptics. 1640L1 (PIN) & 1640L1/1641F1 (APD) 10 Gb/s Small Form Factor ROSAs with Linear TIA Datasheet [Online]. 2008. Available from : <http://www.cyoptics.com> [2010, August 31]
- [19] Peng Li, M. Jitter, Noise and Signal Integrity at High-Speed. Pearson Education, 2008.
- [20] Agilent Technologies. Jitter Analysis Techniques for High Data Rates [Online]. 2003. Available from : <http://www.agilent.com> [2010, September 1]
- [21] Agilent Technologies. Jitter Analysis: The dual-Dirac Model, RJ/DJ, and Q-Scale [Online]. 2005. Available from : <http://www.agilent.com> [2010, September 5]

- [22] Alpert, A.; Ferrara, F., and Brunn, I. Jitter Measurements in Telecom Transmission Systems – Improving Accuracy and Repeatability [Online]. 2005. Available from : <http://www.jdsu.com> [2010, August 3]
- [23] Hall, S.H.; Hall, G.W., and Mccall, J.A. High-Speed Digital System Design. 1st edition. United States of America: John Wiley & Son, Inc, 2000.
- [24] Bogatin, E. Signal Integrity-Simplified. New Jersey: Pearson Education, 2004.
- [25] Pozar, D.M. Microwave Engineering. Addison-Wesley Publishing Company, 1993.
- [26] ITU Telecommunication Standardization Sector. ITU-T G.959.1, Optical transport network physical layer interfaces [Online]. Available from : <http://www.itu.int> [2010, November 19]
- [27] Maxim Integrated Products. MAX3992 Datasheet [Online]. 2006. Available from : <http://www.maxim-ic.com> [2010, August 23]
- [28] Maxim Integrated Products. MAX3991 Datasheet [Online]. 2005. Available from : <http://www.maxim-ic.com> [2010, August 23]
- [29] Micrel. MIC5308 Datasheet [Online]. 2008. Available from : <http://www.micrel.com> [2010, August 13]
- [30] Maxim Integrated Products. MAX8521 Evaluation Kit Datasheet [Online]. 2004. Available from: <http://www.maxim-ic.com> [2010, August 2]
- [31] Crystek Crystals. CCPD-912 Datasheet [Online]. (n.d.) Available from: <http://www.crystekcrystals.com> [2010, August 2]
- [32] วณีย์ ศรีสุวรรณ์. การพัฒนาต้นแบบตัวรับสัญญาณทางแสง อัตราข้อมูล 10 กิกะบิตต่อวินาที โดยใช้ตัวตรวจจับแสงชนิดถล่มถลาย. วิทยานิพนธ์ปริญญาามหาบัณฑิต, สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2552.
- [33] Timbercon. High-Frequency XFP Host Test Board (HTB) [Online]. 2008. Available from : <http://www.timbercon.com> [2010, September 2]

- [34] Hubing, T.H. Printed Circuit Board Decoupling [Online]. 2006. Available from: <http://www.cvel.clemson.edu> [2010, July 6]
- [35] Barnes, H.; and others. ATE Interconnect Performance to 43 Gbps Using Advanced PCB Materials. IEC DesignCon, 2008.
- [36] Maxim Integrated Products. Package Land Pattern, T2444-4/T2444+4 [Online]. (n.d.). Available from : <http://www.maxim-ic.com/> [2010, August 23]
- [37] Micrel. MIC47050 Datasheet [Online]. 2008. Available from : <http://www.micrel.com> [2010, August 13]
- [38] Micrel. MIC5270 Datasheet [Online]. 2008. Available from : <http://www.micrel.com> [2010, August 13]
- [39] โอฟาร บำเพ็ญเชาวน์; สุวิทย์ นาคพิระยุทธ; และดวงฤดี วรสุชีพ. ออกแบบและวิเคราะห์ วงจรเพิ่ม Inter Symbol Interference Jitter สำหรับการทดสอบตัวรับส่ง สัญญาณทางแสงแพ็คเกจ XFP. การประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 33, เล่มที่ 2 หน้าที่ 1473-1476. 2553.
- [40] Agilent Technologies. N4901B SerialBERT 13.5 Gb/s Datasheet [Online]. 2005. Available from : <http://www.agilent.com> [2011, January 5]
- [41] Agilent Technologies. Agilent 86100CU-401 Agilent 86100DU-401 Advanced Eye Analysis Software [Online]. 2010. Available from : <http://www.agilent.com> [2011, January 6]
- [42] Yazaki. LC Connector Product Specification Section 1: Connectors [Online]. 2007. Available from : <http://www.y-connect.com> [2011, January 10]
- [43] Kim, D.; Shim, J.; Keh, Y.C., and Park, M. Design and Fabrication of a Transmitter Optical Sub-Assembly (TOSA) in 10 Gb/s Small-Form-Factor Pluggable (XFP) Transceiver. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics Vol.12 Issue 4 (August 2006):776.
- [44] JDS Uniphase Corporation. Westover FBP Probe Microscope & HD3-P Display [Online]. 2008. Available from : <http://www.jdsu.com> [2011, January 19]

- [45] CyOptics. Test Report TOSA 1636L832 Serial Number : 091902020 [Online]. (n.d.). Available from : <http://www.cyoptics.com> [2010, December 20]
- [46] ILX Lightwave. Thermistor Constant Conversions –Beta to Steinhart-Hart [Online]. (n.d.) Available from: <http://www.ilxlightwave.com> [2011, February 18]
- [47] JDS Uniphase Corporation. Multiprotocol XFP Optical Transceiver - 1310 nm for up to 10 km Reach [Online]. 2009. Available from : <http://www.jdsu.com> [2010, June 15]
- [48] ITU Telecommunication Standardization Sector. ITU-T G.783, Characteristics of synchronous digital hierarchy (SDH) equipment functional blocks [Online]. 2006. Available from : <http://www.itu.int> [2010, September 22]
- [49] Maxim Integrated Products. MAX3991/MAX3992 Evaluation Kit Datasheet [Online]. 2008. Available from : <http://www.maxim-ic.com> [2010, August 20]
- [50] OKI Semiconductor, KGA4145 11.3 Gbps EA Modulator Driver IC Datasheet [Online]. 2008 Available from : <http://www.okisemi.com/en> [2011, January 19]



ภาคผนวก

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ก. บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่

O. Bampenchow, S. Nakpeerayuth and D. Worasuchep, "Design and Analysis of an Inter Symbol Interference Jitter Addition Circuit for Testing Optical Transceiver in XFP Package," in the 33th Electrical Engineering Conference (EECON-33), Chiang Mai, Thailand, Dec 1 – 3, 2010.



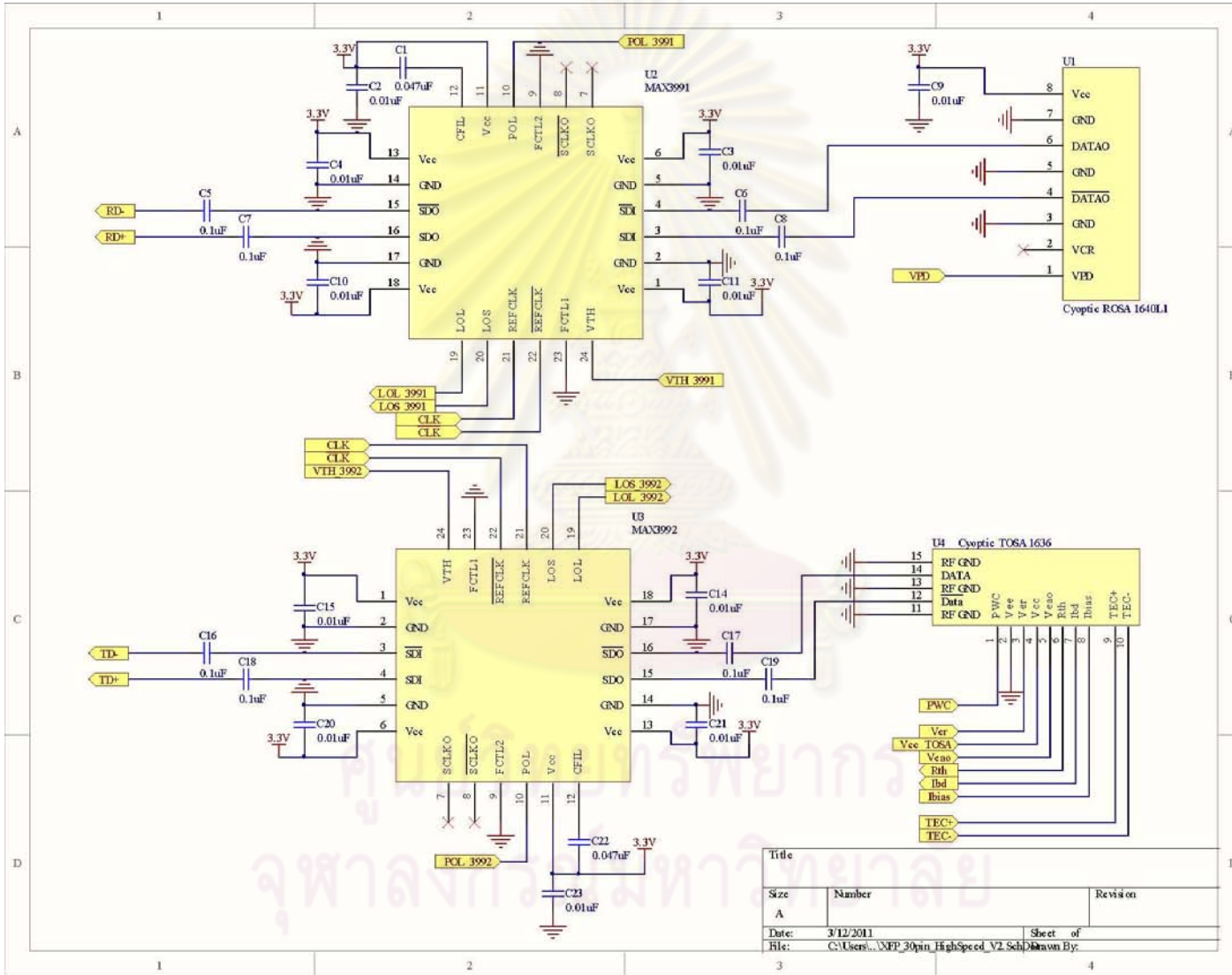
ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ข. Schematic ของวงจรตัวรับส่งสัญญาณทางแสง

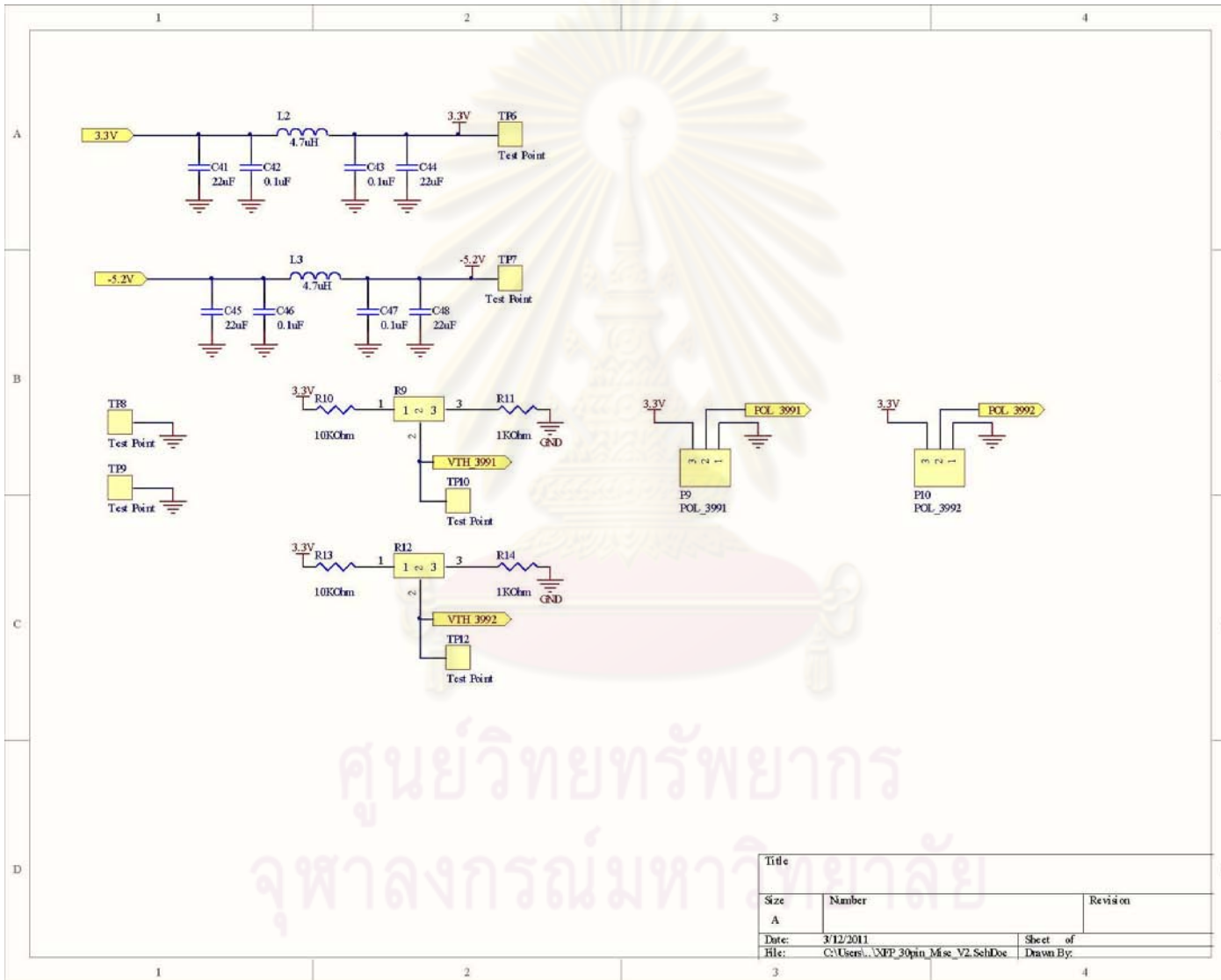
ลายวงจร Schematic ของวงจรตัวรับส่งสัญญาณทางแสงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้โปรแกรม Altium Designer ในการออกแบบ



ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

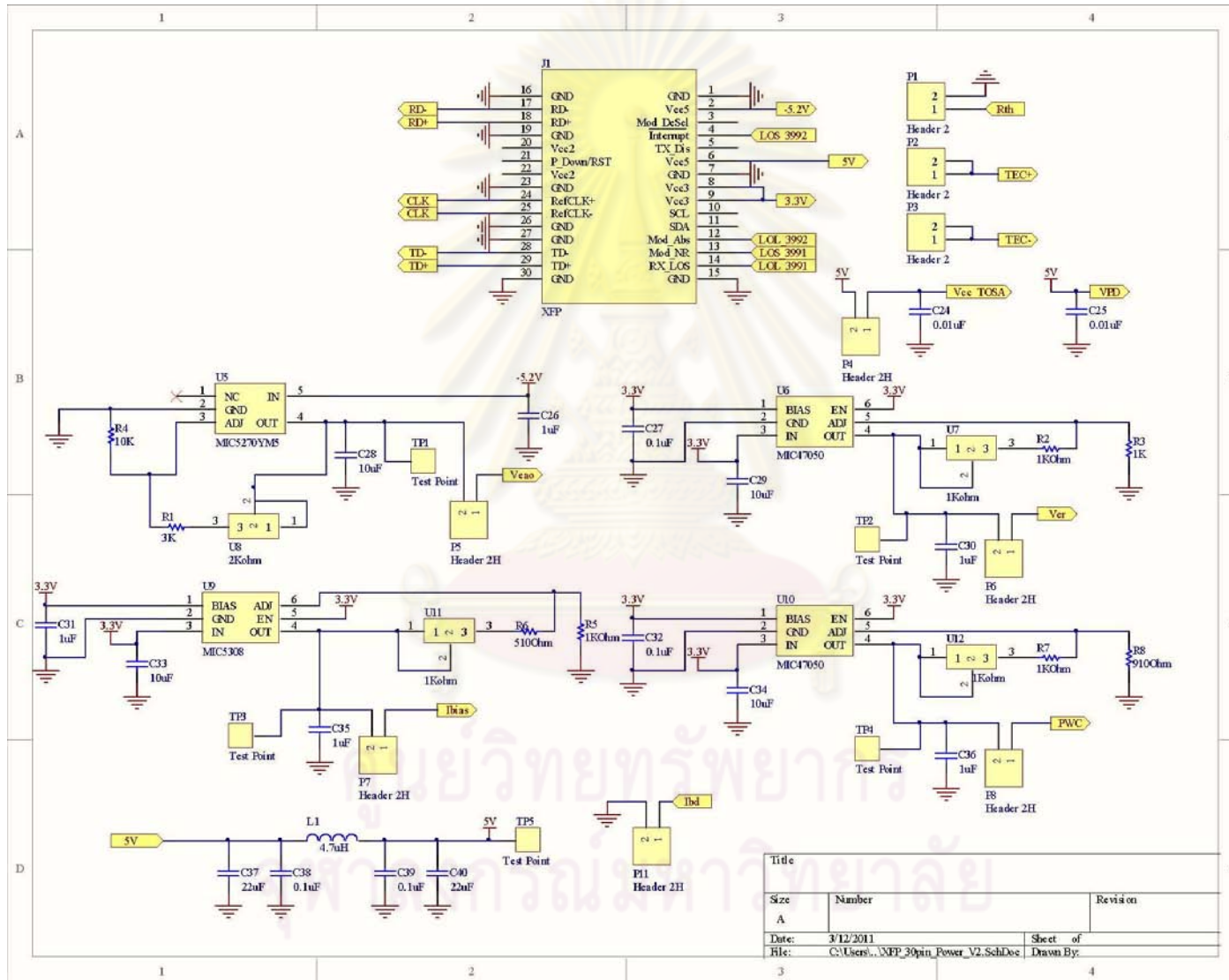


Title		
Size	Number	Revision
A		
Date:	3/12/2011	Sheet of
File:	C:\Users\... \WP_30pin_HighSpeed_V2.Sch	Drawn By:



ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Title		
Size	Number	Revision
A		
Date:	3/12/2011	Sheet of
File:	C:\Users\... \XFP_30pin_Misc_V2.SchDoc	Drawn By:



ภาคผนวก ค. คุณสมบัติและหน้าที่ของแต่ละขาสัญญาณตามมาตรฐาน XFP

ตารางที่ ค.1 ตำแหน่งขาสัญญาณ, คุณสมบัติ และหน้าที่ของขาสัญญาณแต่ละขา

ขาสัญญาณ ที่	ชนิดระดับแรงดันและ ทิศทางของสัญญาณ	ชื่อ	หน้าที่
1		GND	ขากราวด์ของ XFP
2		VEE5	ไฟเลี้ยงแรงดัน -5.2 V
3	LVTTL-I	Mod_DeSel	เปิดการใช้งานการตัวมอดูเลเตอร์
4	LVTTL-O	INTERRUPT	ขาสัญญาณแจ้งว่ามีเหตุการณ์ ผิดปกติเกิดขึ้นบนตัวรับส่ง สัญญาณทางแสง
5	LVTTL-I	TX_DIS	ขาสัญญาณเปิดปิดการทำงาน ของตัวส่งสัญญาณทางแสง
6		VCC5	ไฟเลี้ยงแรงดัน 5 V
7		GND	ขากราวด์ของ XFP
8		VCC3	ไฟเลี้ยงแรงดัน 3.3 V
9		VCC3	ไฟเลี้ยงแรงดัน 3.3 V
10	LVTTL-I/O	SCL	ขาสัญญาณนาฬิกาสำหรับ เชื่อมต่อกับไมโครคอนโทรลเลอร์
11	LVTTL-I/O	SDA	ขาสัญญาณข้อมูลสำหรับเชื่อมต่อกับ ไมโครคอนโทรลเลอร์
12	LVTTL-O	Mod_Abs	ขาสัญญาณแจ้งเตือนว่าตัวรับส่ง สัญญาณทางแสงไม่ได้เชื่อมต่อ

			กับเมนบอร์ด
13	LVTTTL-O	Mod_NR	ขาสัญญาณแจ้งเตือนว่าตัวส่งสัญญาณทางแสงทำงานผิดพลาด
14	LVTTTL-O	RX_LOS	ขาสัญญาณแจ้งเตือนการกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูลของภาครับทำงานผิดพลาด
15		GND	ขากราวด์ของ XFP
16		GND	ขากราวด์ของ XFP
17	CML-O	RD-	สัญญาณข้อมูลขาออกกลับเฟสความเร็วสูง
18	CML-O	RD+	สัญญาณข้อมูลขาออกความเร็วสูง
19		GND	ขากราวด์ของ XFP
20		VCC2	ไฟเลี้ยงแรงดัน 1.8 V
21	LVTTTL-I	P_Down/RST	ขาสัญญาณที่ใช้กำหนดกำลังไฟที่ป้อนให้แก่ตัวรับส่งสัญญาณทางแสงให้ไม่เกิน 1.5 W และสามารถสั่งให้ตัวรับส่งสัญญาณทางแสงเริ่มต้นการทำงานใหม่
22		VCC2	ไฟเลี้ยงแรงดัน 1.8 V
23		GND	ขากราวด์ของ XFP
24	PECL-I	REFCLK+	สัญญาณนาฬิกาอ้างอิงขาเข้า
25	PECL-I	REFCLK-	สัญญาณนาฬิกาอ้างอิงกลับเฟส

			ขาเข้า
26		GND	ขากราวด์ของ XFP
27		GND	ขากราวด์ของ XFP
28	CML-I	TD-	สัญญาณข้อมูลขาเข้ากลับเฟส ความเร็วสูง
29	CML-I	TD+	สัญญาณข้อมูลขาเข้าความเร็วสูง
30		GND	ขากราวด์ของ XFP

จากตารางที่ ค.1 ขาสัญญาณบางขาของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงจะถูกกำหนดชนิดของแรงดันและทิศทางของสัญญาณที่วิ่ง โดยจะระบุอยู่ในรูป XXX-X ซึ่งมีความหมายดังนี้ XXX ชุดแรกแสดงระดับแรงดันของสัญญาณ ประกอบด้วย (1) ระดับแรงดันชนิด Low Voltage Transistor-Transistor Logic (LVTTTL), (2) ระดับแรงดันชนิด Positive/Pseudo Emitter-Coupled Logic (PECL) และ (3) ระดับแรงดันชนิด Current -Mode Logic (CML) ในส่วนของสัญลักษณ์ X ที่อยู่หลังชนิดของระดับแรงดันจะเป็นตัวบอกทิศทางของสัญญาณที่ผ่านขาสัญญาณ ประกอบด้วย (1) ทิศทางของสัญญาณวิ่งเข้าสู่ตัวรับส่งสัญญาณทางแสงแสดงสัญลักษณ์ด้วย I, (2) ทิศทางของสัญญาณวิ่งออกจากตัวรับส่งสัญญาณทางแสงแสดงสัญลักษณ์ด้วย O และ (3) ทิศทางของสัญญาณสามารถวิ่งเข้าและวิ่งออกจากตัวรับส่งสัญญาณทางแสงแสดงสัญลักษณ์ด้วย I/O

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายไอฟาร์ บำเพ็ญเชาวน์ เกิดวันที่ 18 กันยายน พ.ศ. 2530 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร เข้าศึกษาในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2548 สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2551 ต่อจากนั้นได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2552 และสำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2553



ศูนย์วิทยพัชการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย