

การพัฒนาทรานส์ฟอนเดอร์ทางแสงโดยใช้เทคนิคการมอดูเลตโดยตรง
และการตรวจจับโดยตรงที่อัตราส่ง 2.5 กิกะบิตต่อวินาที



นาย พลวัฒน์ ตันติวงศ์อำไพ

สถาบันวิทยบริการ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

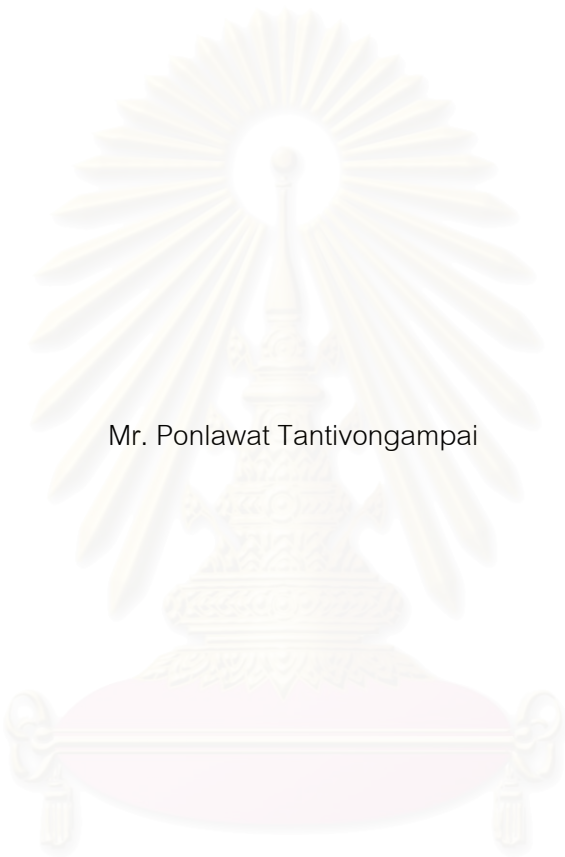
คณะวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2548

ISBN 974-53-2862-6

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

A DEVELOPMENT OF 2.5 GB/S OPTICAL TRANSPONDER BY USING DIRECT
MODULATION AND DIRECT DETECTION TECHNIQUES



Mr. Ponlawat Tantivongapai

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

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic year 2005

ISBN 974-53-2862-6

พลวัฒน์ ตันติวงศ์อำไพ : การพัฒนาทรานส์พอนเดอร์ทางแสงโดยใช้เทคนิคการมอดูเลตโดยตรง และการตรวจจับโดยตรงที่อัตราส่ง 2.5 กิกะบิตต่อวินาที. (A DEVELOPMENT OF 2.5 GB/S OPTICAL TRANSPONDER BY USING DIRECT MODULATION AND DIRECT DETECTION TECHNIQUES) อ.ที่ปรึกษา: ดร.ดวงฤดี วรสุชีพ, จำนวนหน้า 109 หน้า. ISBN 974-53-2862-6

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอขั้นตอนการออกแบบและประกอบต้นแบบทรานส์พอนเดอร์ทางแสง เพื่อนำไปใช้เป็นอุปกรณ์รับส่งสัญญาณทางแสงที่อัตราส่ง 2.5 กิกะบิตต่อวินาที โดยทางภาคส่งเลือกใช้เทคนิคการมอดูเลตโดยตรงซึ่งมีความซับซ้อนในการออกแบบน้อยกว่าเทคนิคการมอดูเลตภายนอก ส่วนทางภาครับเลือกใช้เทคนิคการตรวจจับโดยตรง ซึ่งทั้งสองเทคนิคที่กล่าวมาเป็นเทคนิคที่ไม่ซับซ้อนและไม่มีความจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์เพิ่มเติม จึงทำให้การประกอบทรานส์พอนเดอร์ต้นแบบนี้มีต้นทุนต่ำ ประสิทธิภาพในการรับส่งสัญญาณข้อมูลของวงจรที่ประกอบขึ้นผ่านมาตรฐาน ITU-T G.957 และมีอัตราบิดเบือนผลต่ำกว่า 10° เมื่อส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแก้วแบบโหมดเดียวมาตรฐาน

สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
ปีการศึกษา 2548

ลายมือชื่อนิสิตพลวัฒน์ ตันติวงศ์อำไพ.....
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาอ.ดร.ดวงฤดี วรสุชีพ.....

4670704321 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEY WORD: OPTICAL COMMUNICATION / OPTICAL TRANSPONDER / DIRECT MODULATION / DIRECT DETECTION / OC-48

MR. PONLAWAT TANTIVONGAMPAI: A DEVELOPMENT OF 2.5 GB/S OPTICAL TRANSPONDER BY USING DIRECT MODULATION AND DIRECT DETECTION TECHNIQUES. THESIS ADVISOR: DR. DUAN-RUDEE WORASUCHEEP, 109 pp. ISBN 974-53-2862-6

This Thesis presents a method for designing and assembling a prototype of optical transponder, to be used for 2.5 Gb/s data transmission in optical communication system. The direct modulation and direct detection techniques are chosen for this prototype of optical transponder due to their simplicity and requirement of fewer additional components. Therefore, the production cost of this prototype will be reduced. Nonetheless, the accuracy in high-speed data transmission of this prototype is still very low, as confirmed by its bit error rate performance still better than 10^{-9} and the prototype passes commercial standard ITU-T Recommend G.957.



Department Electrical Engineering
Field of study Electrical Engineering
Academic year 2005

Student's signature... *Ponlawat Tantivongampai* ...
Advisor's signature... *Duan-Rudee Worasuchee* ...

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีกระผมใคร่ขอกราบขอบพระคุณอย่างสูงสำหรับความช่วยเหลืออย่างดียิ่งของ ดร.ดวงฤดี วรสุชีพ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ซึ่งท่านได้ให้คำแนะนำและข้อคิดเห็นต่างๆ พร้อมทั้งแรงกระตุ้นและแรงบันดาลใจในการทำวิจัยด้วยดีตลอดมา

ขอขอบคุณอาจารย์ทุกๆ ท่านที่ได้ให้ความรู้ที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยนี้ จากทั้งวิชาที่เปิดสอนและคำแนะนำเมื่อมีปัญหาเฉพาะด้าน

ขอขอบคุณโครงการวิจัยร่วมเสริมสร้างความเชื่อมโยงระหว่างภาควิชาไฟฟ้าและภาคเอกชนทางด้านการวิจัยและพัฒนา สำหรับทุนสนับสนุนงานวิจัยและจัดซื้อครุภัณฑ์สำคัญต่างๆ เช่น Mixed Signal Oscilloscope, Digital Communication Analyzer, Optical Spectrum Analyzer และ Bit Error Rate Tester

ขอขอบคุณบริษัทไทยไฟเบอร์ออปติก จำกัด และบริษัท OFS (Denmark) ที่บริจาคเส้นใยนำแสงโหมดเดียวชนิดมาตรฐานและชนิด TrueWave เพื่อใช้ในการทดลองระยะทางรวมทั้งสิ้น 15 กิโลเมตร และ 50 กิโลเมตร ตามลำดับ

ขอขอบคุณห้องปฏิบัติการวิจัยอิเล็กทรอนิกส์ ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ (NECTEC) ที่อนุญาตให้เข้าใช้เครื่องมือ Fusion Splicer และ Fiber Polisher

ขอขอบคุณ รุ่นพี่ รุ่นน้อง เพื่อนๆ และคนรอบตัวผู้วิจัย ในศูนย์เชี่ยวชาญเฉพาะด้านเทคโนโลยีโทรคมนาคมทุกๆ ท่าน สำหรับความช่วยเหลือและกำลังใจในการทำวิจัยตลอดมา ขอขอบคุณที่ทำให้ทุกวันนี้การวิจัยมีคุณค่าและมีความหมาย

ท้ายที่สุดนี้ขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาและครอบครัว ตลอดจนญาติๆ ทุกคนที่เป็นกำลังใจและให้การสนับสนุนแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด จนสำเร็จการศึกษา

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญภาพ.....	ฎ
ดัชนีคำศัพท์.....	ณ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	6
1.3 เป้าหมายและขอบเขตของการวิจัย.....	6
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	6
1.5 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการวิจัย.....	7
1.6 ประมวลวิทยานิพนธ์.....	8
2 หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	9
2.1 ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง.....	9
2.1.1 ตัวส่งสัญญาณทางแสง.....	10
2.1.2 เส้นใยนำแสง (Optical Fiber).....	18
2.1.3 ตัวรับสัญญาณทางแสง.....	20
2.2 ปัจจัยที่มีผลต่อการผิดเพี้ยนไปของสัญญาณ.....	27
2.2.1 การลดทอน (Attenuation).....	28
2.2.2 การกระจายโครมาติก (Chromatic dispersion).....	28
2.2.3 สัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับแสง (Photodetector Noises).....	31
2.2.4 สัญญาณรบกวนจากตัวขยายสัญญาณ (Amplifier Noise).....	33
2.3. การออกแบบลายวงจรสำหรับวงจรความเร็วสูง.....	34
2.3.1 Matching Impedance.....	34

บทที่	หน้า
2.3.2 ระดับสัญญาณดิจิทัลความเร็วสูง	35
2.3.3 ลายวงจรแบบเดี่ยว (Single-ended) กับแบบผลต่าง (Differential)	35
2.3.4 การออกแบบ Ground ในวงจรความเร็วสูง	36
2.3.5 การเลือกหัวต่อและจุดเชื่อมต่อในวงจรความเร็วสูง	36
2.4 การวัดประสิทธิภาพของทรานส์พอนเดอร์ทางแสง	37
2.4.1 ค่าอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate, BER)	37
2.4.2 แผนภาพรูปตา (Eye Diagram).....	37
3 การออกแบบทรานส์พอนเดอร์ทางแสงโดยใช้เทคนิคการมอดูเลตโดยตรงและการตรวจจับโดยตรงที่อัตราส่ง 2.5 Gb/s.....	41
3.1 ภาคส่งสัญญาณทางแสง	43
3.1.1 ตัวซีเรียลไลเซอร์ที่เลือกใช้.....	45
3.1.2 ตัวขับเคลื่อนเลเซอร์ที่เลือกใช้.....	46
3.1.3 ตัวเลเซอร์ที่เลือกใช้	48
3.2 ภาครับสัญญาณทางแสง	50
3.2.1 ตัวรับแสง	51
3.2.2 ตัวดีซีเรียลไลเซอร์ที่เลือกใช้	52
4 การออกแบบลายวงจรและการประกอบทรานส์พอนเดอร์ทางแสง	54
4.1 ลายวงจร.....	55
4.1.1 ส่วนลายวงจรเส้นสัญญาณ 155 Mb/s (ส่วน A)	57
4.1.2 ส่วนลายวงจรเส้นสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง 155 เมกะเฮิรตซ์ (ส่วน B)	57
4.1.3 ส่วนลายวงจรการป้อนกลับ (Loop back) ทางไฟฟ้าเพื่อใช้สำหรับการทดสอบวงจร (ส่วน C1 และ C2).....	58
4.1.4 ส่วนลายวงจรเส้นสัญญาณข้อมูล 2.5 Gb/s และสัญญาณนาฬิกา 2.5 GHz จากซีเรียลไลเซอร์ไปสู่ตัวขับเคลื่อนเลเซอร์ (ส่วน D)	58
4.1.5 ส่วนลายวงจรเลเซอร์ (ส่วน E)	60
4.1.6 ส่วนลายสัญญาณไฟเลี้ยง (ส่วน F).....	61
4.2 ทรานส์พอนเดอร์ทางแสงต้นแบบที่ประกอบขึ้น	61
4.2.1 ส่วนควบคุมและการเชื่อมต่อ	61
4.2.2 รายละเอียดของทรานส์พอนเดอร์ทางแสง	64
5 ผลการวัดประสิทธิภาพของทรานส์พอนเดอร์ทางแสง	67

บทที่	หน้า
5.1 การวัดประสิทธิภาพสัญญาณภาคส่งโดยการวิเคราะห์แผนภาพรูปตา.....	67
5.1.1 สัญญาณที่ได้จากซีเรียลไลเซอร์ (จุด A)	68
5.1.2 สัญญาณที่ได้จากตัวขับเลเซอร์ (จุด B)	69
5.1.3 สัญญาณที่ได้จากเลเซอร์ (จุด C)	71
5.2 การวัดประสิทธิภาพของสัญญาณภาครับโดยการวิเคราะห์แผนภาพรูปตา.....	74
5.2.1 สัญญาณที่ได้จากตัวรับแสง.....	75
5.2.2 สัญญาณที่ได้จากตัวดิซีเรียลไลเซอร์.....	79
5.3 การวัดคุณสมบัติในการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสง	81
6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ	87
6.1 สรุปผลการวิจัย.....	87
6.2 ข้อเสนอแนะ	89
รายการอ้างอิง.....	91
ภาคผนวก.....	93
ก. บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่.....	94
ข. Schematic วงจรทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ออกแบบขึ้น.....	99
ค. จุดเชื่อมต่อต่างๆ บนทรานส์พอนเดอร์ทางแสงต้นแบบ.....	103
ง. ค่าสเปกตรัมสัญญาณทางแสงที่วัดด้วย OSA.....	108
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	109

สารบัญตาราง

ตาราง	หน้า
ตารางที่ 2.1 มาตรฐานระดับสัญญาณดิจิทัลชนิดต่างๆ พร้อมทั้งระดับสูงสุดต่ำสุดของสัญญาณและค่าตัดสินบิต.....	35
ตารางที่ 2.2 หัวต่อที่นิยมใช้ในวงจรความเร็วสูง.....	36
ตารางที่ 2.3 ตัวแปรต่างๆ ซึ่งเป็นตัวบ่งบอกคุณลักษณะของสัญญาณที่วัดได้จากแผนภาพรูปตา.....	39
ตารางที่ 4.1 แสดงส่วนควบคุมและการเชื่อมต่อพร้อมหน้าที่ในวงจรทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ประกอบขึ้น.....	62
ตารางที่ 5.1 แสดงระดับของสัญญาณที่วัดได้เมื่อไบแอสยอนตัวรับแสงที่ระดับต่างๆ และรับแสงที่ระดับกำลังแสงต่างๆ	78
ตารางที่ 5.2 ความแตกต่างของการทดลองหาอัตราผิดพลาดบิตทั้ง 3 กรณี.....	82
ตารางที่ 5.3 แสดงขีดจำกัดของระยะทางส่งสัญญาณของทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ประกอบขึ้น	84
ตารางที่ 5.4 ตารางแสดงการเปรียบเทียบคุณสมบัติทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ออกแบบขึ้นเทียบกับมาตรฐาน ITU-T G.957	86

สารบัญภาพ

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 1.1 ส่วนประกอบของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงที่ใช้ในปัจจุบัน (ก) ชนิด Discrete จะประกอบด้วยตัวแปลงสัญญาณทางไฟฟ้าเป็นสัญญาณแสงและตัวแปลงกลับสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า (ข) ชนิดทรานซีฟเวอร์จะเพิ่มส่วนของวงจรทางไฟฟ้าความเร็วสูงเพิ่มเข้าไปจากชนิด Discrete (ค) ชนิดทรานส์พอนเดอร์จะเพิ่มส่วนของวงจรซีเรียลไลเซอร์และดิซีเรียลไลเซอร์เข้าไปจากชนิดทรานซีฟเวอร์.....	3
รูปที่ 1.2 การใช้งานตัวรับส่งสัญญาณทางแสงชนิดต่างๆ แบ่งเป็น (ก) ทางด้าน Data communication จะมีการใช้งานร่วมกับ MAC โดยมีชื่อเรียกว่า XENPAK และ X2 (ชนิดทรานซีฟเวอร์) (ข) ทางด้าน Telecommunication จะมีการใช้งานร่วมกับ Framer โดยมีชื่อเรียกว่า 300-PIN (ชนิดทรานส์พอนเดอร์) และ XFP (ชนิดทรานซีฟเวอร์).....	4
รูปที่ 2.1 หลักการส่งสัญญาณข้อมูลซึ่งต้องทำการมอดูเลตข้อมูลเข้ากับสัญญาณคลื่นพาร์ก่อนส่งเข้าสู่ตัวกลางเมื่อถึงปลายทางข้อมูลจะถูกดีมอดูเลตกลับออกมา.....	9
รูปที่ 2.2 หลักการส่งสัญญาณข้อมูลผ่านเส้นใยนำแสงซึ่งภาคส่งจะประกอบด้วยตัวมอดูเลตสัญญาณทางแสงและตัวกำเนิดสัญญาณแสง ตัวกลางคือเส้นใยนำแสง และทางภาครับประกอบด้วยตัวแปลงสัญญาณแสงกลับเป็นสัญญาณไฟฟ้าและวงจรตัดสินใจ.....	10
รูปที่ 2.3 แผนภาพส่วนประกอบของตัวส่งสัญญาณทางแสงแบบมอดูเลตโดยตรงซึ่งประกอบด้วยตัวซีเรียลไลเซอร์ ตัวขับเลเซอร์ และแหล่งกำเนิดแสง.....	11
รูปที่ 2.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ป้อนให้แก่ตัวเลเซอร์กับกำลังทางแสงที่เลเซอร์ปล่อยออกมาที่อุณหภูมิ T_1 และ T_2 จากกราฟกำหนดให้อุณหภูมิ T_2 สูงกว่า T_1	14
รูปที่ 2.5 หลักการมอดูเลตทางความเข้มจากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ป้อนให้ตัวเลเซอร์กับกำลังทางแสงที่เลเซอร์ปล่อยออกมา เมื่อกำหนดให้กระแสป้อนที่มีค่าต่ำคือบิต '0' และกระแสป้อนที่มีค่าสูงคือบิต '1' กำลังแสงที่ได้จะแปรผันตรงกับค่ากระแสที่ป้อนให้แก่ตัวเลเซอร์.....	16
รูปที่ 2.6 หลักการทำงานของตัวขับเลเซอร์ซึ่งอาศัยการควบคุมกระแสที่ป้อนให้แก่เลเซอร์คือ I_{bias} และ I_{mod} ในการควบคุมกำลังแสงที่ออกจากตัวเลเซอร์.....	17
รูปที่ 2.7 ภาพร่างสามมิติแสดงส่วนประกอบและขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นใยนำแสงแบบโหมดเดี่ยวที่ประกอบด้วย Cladding ทำหน้าที่เป็นวัสดุหุ้มและ Core ทำหน้าที่เป็นตัวกลางที่ส่งสัญญาณข้อมูลทางแสง.....	19

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 2.8 ภาพร่างสามมิติแสดงส่วนประกอบและขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นใยนำแสงแบบหลายโหมดที่ประกอบด้วย Cladding ทำหน้าที่เป็นวัสดุหุ้มและ Core ทำหน้าที่เป็นตัวกลางที่ส่งสัญญาณข้อมูลทางแสง.....	19
รูปที่ 2.9 แผนภาพส่วนประกอบของตัวรับสัญญาณทางแสงแบบตรวจจับโดยตรงซึ่งประกอบด้วยตัวรับแสง ตัวขยายสัญญาณ ตัวกักเก็บสัญญาณข้อมูลและสัญญาณนาฬิกา และตัวดิจิทัลไลเซอร์.....	20
รูปที่ 2.10 (ก) สัญญาณทางไฟฟ้าในโดเมนแรงดันที่ได้ทางขาออกของ TIA เป็นผลรวมจากสัญญาณทางไฟฟ้าในโดเมนกระแสรวมกับกระแสสัญญาณรบกวนอ้างอิงขาเข้า (ข) ฟังก์ชันถ่ายโอนสัญญาณเข้าในโดเมนกระแสเป็นสัญญาณออกในโดเมนแรงดันของ TIA.....	23
รูปที่ 2.11 ฟังก์ชันถ่ายโอน (ก) ของ LA ซึ่งมีลักษณะฟังก์ชันถ่ายโอนที่ตายตัวและมีความชันมาก (ข) ของ AGC ซึ่งมีลักษณะฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีความสามารถในการปรับอัตราการขยายให้เหมาะสมกับสัญญาณ	24
รูปที่ 2.12 วงจรแสดงการทำงานของตัวกักเก็บสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูลซึ่งประกอบด้วย ตัวตรวจจับเฟสและความถี่ ตัวกรองสัญญาณของรูป VCO ซึ่งทำหน้าที่กักเก็บสัญญาณนาฬิกา และสัญญาณนาฬิกาที่กักเก็บมาได้จะถูกนำไปเพื่อทำการกักเก็บสัญญาณข้อมูลที่วงจรตัดสินใจ	26
รูปที่ 2.13 ปัจจัยต่างๆ ที่มีผลต่อการผิดเพี้ยนไปของสัญญาณในระบบสื่อสารทางแสงประกอบไปด้วยการลดทอน การกระจายโครมาติก สัญญาณรบกวนจากตัวรับแสง และสัญญาณรบกวนจากตัวขยายสัญญาณ.....	27
รูปที่ 2.14 การขยายกว้างออกของพัลส์แสงเนื่องความเร็วของแสงแต่ละความยาวคลื่นในเส้นใยนำแสงแตกต่างกันทำให้แสงแต่ละความยาวคลื่นเดินทางไปถึงปลายทางได้ไม่พร้อมกันเรียกปรากฏการณ์นี้ว่าการกระจายเชิงวัสดุ	29
รูปที่ 2.15 การขยายกว้างออกของพัลส์แสงเนื่องแสงเดินทางในเส้นทางที่แตกต่างกันทำให้แสงเดินทางไปถึงปลายทางได้ไม่พร้อมกันเรียกปรากฏการณ์นี้ว่าการกระจายท่อนำคลื่น	30
รูปที่ 2.16 ภาคตัดขวางของ microstrip line.....	34
รูปที่ 2.17 แผนภาพรูปตาซึ่งเกิดจากการซ้อนกันของสัญญาณสัญญาณ 8 ชุด คือ 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110 และ 111 พร้อมทั้งค่าตัวแปรต่างๆที่วัดได้จากแผนภาพรูปตา.....	38

ภาพประกอบ

หน้า

- รูปที่ 2.18 หน้ากากมาตรฐานเพื่อใช้ในการทดสอบประสิทธิภาพของสัญญาณโดยแบ่งเป็น
หน้ากากที่อยู่ด้านบนของสัญญาณ อยู่กลางสัญญาณและอยู่ล่างสัญญาณรูปตา 40
- รูปที่ 3.1 แผนภาพส่วนประกอบทรานส์พอนเดอร์ทางแสงซึ่งวงจรจะถูกแบ่งเป็น 2 ส่วนคือหนึ่ง
ภาคส่งสัญญาณทางแสงที่ประกอบด้วย ซีเรียลไลเซอร์ ตัวขับเลเซอร์ และเลเซอร์
และสองภาครับสัญญาณทางแสงที่ประกอบด้วย ตัวรับแสง ตัวขยายสัญญาณ และ
ตัวดิซีเรียลไลเซอร์ โดยทรานส์พอนเดอร์ทางแสงนี้รับ-ส่งสัญญาณทางไฟฟ้า
ความเร็ว 155 Mb/s 16 ช่องสัญญาณและรับ-ส่งสัญญาณแสงที่ความเร็ว 2.5 Gb/s 41
- รูปที่ 3.2 ส่วนประกอบตัวส่งสัญญาณทางแสงและอุปกรณ์ที่เลือกใช้(จากซ้าย) คือ ซีเรียล
ไลเซอร์ ตัวขับเลเซอร์ และเลเซอร์ โดยใช้วงจรรวม model MAX3890 MAX3869
จากบริษัท Maxim และเลเซอร์โมดูล model D572 จากบริษัท Triquint
Semiconductor ตามลำดับ 43
- รูปที่ 3.3 วงจรไบแอสที่ในตัวเลเซอร์โมดูลที่ทำหน้าที่รับสัญญาณไบแอสจากวงจรไบแอสผ่าน
ทาง DC Bias port และรับสัญญาณมอดูเลตผ่านทาง RF Port เพื่อใช้ในการขับ
เลเซอร์..... 44
- รูปที่ 3.4 วงจรภายในของตัวซีเรียลไลเซอร์ที่ใช้ในการทดลอง (ของบริษัท MAXIM model
MAX3890) ซึ่งทำหน้าที่รวมสัญญาณขนาน 16 ช่องสัญญาณความเร็ว 155 Mb/s ให้
ออกมาเป็นสัญญาณแบบอนุกรม 1 ช่องสัญญาณความเร็ว 2.5 Gb/s 45
- รูปที่ 3.5 วงจรภายในของตัวขับเลเซอร์ที่ใช้ในการทดลอง (ของบริษัท MAXIM model
MAX3869) ซึ่งทำหน้าที่เตรียมกระแสโมดูลเพื่อขับตัวเลเซอร์..... 47
- รูปที่ 3.6 เลเซอร์ที่ใช้ในการทดลอง(ของบริษัท Triquint Semiconductor model D572) เป็น
เลเซอร์แบบ Uncooled สร้างสัญญาณแสงที่มีความยาวคลื่น 1,550 nm 48
- รูปที่ 3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังทางแสงและกระแสขับของเลเซอร์ที่ใช้ในการทดลอง..... 49
- รูปที่ 3.8 ส่วนประกอบของตัวรับสัญญาณทางแสงซึ่งประกอบไปด้วยตัวรับแสง ตัวขยาย
สัญญาณ ตัวกู้คืนสัญญาณนาฬิกา และตัวดิซีเรียลไลเซอร์..... 50
- รูปที่ 3.9 ตัวรับแสงที่ใช้ในการทดลอง(ของบริษัท Triquint Semiconductor model P173A)
เป็นตัวรับแสงประเภท APD และมี TIA รวมอยู่ในโมดูลด้วย 51
- รูปที่ 3.10 วงจรที่ใช้ต่อกับตัวรับแสงเพื่อให้ตัวรับแสงทำงานต้องทำการไบแอสย้อนตัว APD
ด้วยวงจรไบแอสและทำการบ่อนไฟเลี้ยงให้แก่ TIA 51

รูปที่ 3.11 วงจรภายในของตัวดิซีเรียลไลเซอร์ที่ใช้ในการทดลอง(ของบริษัท MAXIM model MAX3880) ทำหน้ารับสัญญาณข้อมูลความเร็ว 2.5 Gb/s 1 ช่องสัญญาณทำการกู้คืนสัญญาณนาฬิกาจากสัญญาณข้อมูลที่ได้รับมา หลังจากนั้นจะทำการกู้คืนสัญญาณข้อมูลและแยกสัญญาณออกเป็นสัญญาณข้อมูลความเร็ว 155 Mb/s 16 ช่องสัญญาณ.....	53
รูปที่ 4.1 ลายวงจรตัวทรานส์พอนเดอร์ทางแสงความเร็ว 2.5 Gb/s ทางด้านขวาเป็นลายวงจรของภาคส่งและทางด้านซ้ายเป็นลายวงจรของทางภาครับ.....	55
รูปที่ 4.2 ลายวงจรของทรานส์พอนเดอร์ทางแสงบนชั้นต่างๆทั้ง 4 ชั้นโดยแบ่งเป็น Top Layer ใช้สำหรับเดินเส้นสัญญาณข้อมูล Inner Layer 1 (GND) เป็นชั้นกราวด์กั้นระหว่างสัญญาณข้อมูลกับไฟเลี้ยง Inner Layer 2 (PWR) และ Bottom Layer ใช้สำหรับเดินเส้นไฟเลี้ยง	56
รูปที่ 4.3 การเชื่อมต่อวงจรระดับสัญญาณ LVDS กับระดับสัญญาณ LVDS ซึ่งจะต้องมีตัวต้านทานสำหรับ matching impedance 100 โอห์มขนานอยู่กับสัญญาณคู่ผลต่าง ..	57
รูปที่ 4.4 การเชื่อมต่อวงจรระดับสัญญาณ CML กับระดับสัญญาณ CML สามารถต่อตรงเข้าหากันได้ทันที	58
รูปที่ 4.5 การเชื่อมต่อวงจรระดับสัญญาณ LVPECL กับระดับสัญญาณ LVPECL จะต้องทำการต่อตัวต้านทานสำหรับ matching impedance	59
รูปที่ 4.6 วงจรการขับสัญญาณและลักษณะสัญญาณแสงขาออกที่วัดได้ด้วย DCA ในกรณี (ก) ก่อนเปลี่ยนลักษณะการขับ (แบบเดี่ยว) (ข) หลังเปลี่ยนลักษณะการขับ (แบบผลต่าง)	60
รูปที่ 4.7 วงจรทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ประกอบวงจร ซีเรียลไลเซอร์ ตัวขับเลเซอร์ เลเซอร์ตัวรับแสงและดิซีเรียลไลเซอร์ และส่วนประกอบอื่นๆลงบนบอร์ด	61
รูปที่ 4.8 ขั้นตอนการทำงาน ส่วนควบคุมต่างๆรวมทั้งไฟเลี้ยงของทรานส์พอนเดอร์ทางแสงโดยแบ่งเป็นภาคส่งสัญญาณที่ครึ่งบนของภาพและภาครับสัญญาณที่ครึ่งล่างของภาพ..	65
รูปที่ 5.1 แผนภาพแสดงตำแหน่งการวัดแผนภาพรูปตาของภาคส่งโดยทำการวัดแยกเป็นที่ตำแหน่ง [A] หลังจากซีเรียลไลเซอร์ [B] หลังจากตัวขับเลเซอร์ และ [C] หลังจากเลเซอร์.....	67
รูปที่ 5.2 แผนภาพรูปตาของสัญญาณที่ออกจากซีเรียลไลเซอร์ (ตำแหน่งA)	68
รูปที่ 5.3 แผนภาพรูปตาของสัญญาณหลังตัวขับเลเซอร์ (ตำแหน่งB).....	70

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 5.4 แผนภาพรูปตาของสัญญาณที่ออกจากตัวขับเลเซอร์ (ก) เมื่อปรับกระแสมอดูเลตให้มีค่ามากที่สุด (ข) เมื่อปรับกระแสมอดูเลตให้มีค่าน้อยที่สุด.....	70
รูปที่ 5.5 แผนภาพรูปตาของสัญญาณแสงจากทรานส์พอนเดอร์(ตำแหน่งC)ที่กำลังทางแสง 0 dBm	71
รูปที่ 5.6 แผนภาพรูปตาของสัญญาณแสงที่ค่าสัดส่วนเอกซ์ทิงชันต่างๆ (ก) 8.24 dB (ข) 8.89 dB (ค) 1.2 dB	73
รูปที่ 5.7 แผนภาพแสดงตำแหน่งการวัดประสิทธิภาพของสัญญาณภาครับโดยการวิเคราะห์แผนภาพรูปตาซึ่งแบ่งเป็น ตำแหน่ง [A] หลังโมดูลตัวรับแสง และ [B] หลังตัวดิซิริเรียลไลเซอร์	74
รูปที่ 5.8 สัญญาณทางภาครับเมื่อไม่มีการรับสัญญาณทางแสง (ก) เมื่อไม่ได้ไบแอสย้อนกลับตัวรับแสงแต่จ่ายไฟให้ TIA (ข) เมื่อไบแอสย้อนกลับตัวรับแสงที่ 34V และจ่ายไฟให้ TIA.....	76
รูปที่ 5.9 แผนภาพรูปตาของสัญญาณจากตัวรับแสง (ตำแหน่งA)	77
รูปที่ 5.10 สัญญาณ PRBS ความยาว 2^7-1 แบบผลต่างที่ออกจากดิซิริเรียลไลเซอร์ที่ภาครับของทรานส์พอนเดอร์ (ตำแหน่งB)	79
รูปที่ 5.11 สัญญาณออกจากดิซิริเรียลไลเซอร์ในภาครับของทรานส์พอนเดอร์ (ตำแหน่งB).....	80
รูปที่ 5.12 แผนภาพแสดงการวัดอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสง (ก) กรณี Loop Back (ข) กรณีผ่านเส้นใยนำแสงแบบโหมดเดี่ยวมาตรฐานระยะ 15 กิโลเมตร (ค) กรณีผ่านเส้นใยนำแสงแบบ TrueWave ระยะ 50 กิโลเมตร	81
รูปที่ 5.13 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังแสงที่รับเมื่อทดสอบกรณี Loop Back (เส้นที่สีเหลือง) กรณีผ่านเส้นใยนำแสงแบบโหมดเดี่ยวมาตรฐานระยะ 15 กิโลเมตร (เส้นประสามเหลี่ยม) กรณีผ่านเส้นใยนำแสงแบบ TrueWave ระยะ 50 กิโลเมตร (เส้นที่วงกลม)	83

ดัชนีคำศัพท์

Absorption	การดูดซึมพลังงาน
Amplifier	ตัวขยายสัญญาณ
Amplifier Noise	สัญญาณรบกวนจากตัวขยายสัญญาณ
Attenuation	การลดทอน
Automatic Gain Control	ควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ
Automatic Power Control	ส่วนควบคุมกำลังแบบอัตโนมัติ
Avalanche Effect	ปรากฏการณ์การถล่ม
Bias T	ไบแอสที
Bit Error Rate	ค่าอัตราความผิดพลาดบิต
Block Diagram	แผนภาพบล็อก
Buffer	วงจรมัฟเฟอร์
Carrier Frequency	คลื่นพาห้
Characteristics	คุณลักษณะเฉพาะ
Chromatic Dispersion	การกระจายออกของสัญญาณตามแถบสี
Cladding	วัสดุหุ้ม
Clock and Data Recovery	ตัวกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล
Clock Recovery Circuit	วงจรถูกคืนสัญญาณนาฬิกา
Coaxial Cable	สายเคเบิลแกนร่วม
Connector	จุดเชื่อมต่อ
Continuous Wave Laser	ตัวเลเซอร์คลื่นต่อเนื่อง
Core	แกนกลาง
Dark Current Noise	สัญญาณรบกวนกระแสมืด
Data Communication	การสื่อสารข้อมูล
Decision Circuit	วงจรถัดสิน
Demodulation	การดีมอดูเลต
Deserializer	ดิซีเรียลไลเซอร์
Differential Drive	ขับสัญญาณแบบผลต่าง

Differential Output	แรงดันขาออกแบบผลต่าง
Differential Signal	สัญญาณแบบผลต่าง
Direct Detection	ตรวจจับโดยตรง
Directly Modulated Laser	เลเซอร์มอดูเลตโดยตรง
Dispersion Compensation Fiber	เส้นใยนำแสงแบบชดเชยการกระจาย
Electrical Signal	สัญญาณทางไฟฟ้า
Electro-Magnetic Interference	สัญญาณรบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า
External Optical Modulator	ตัวมอดูเลตทางแสงแบบภายนอก
Extinction Ratio	ค่าสัดส่วนเอกซ์ทิงชัน
Eye Diagram	แผนภาพรูปตา
Forward Bias	การไบแอสไปข้างหน้า
Frequency Modulation	การมอดูเลตทางความถี่
Gain	ค่าการขยาย
Group Delay	การหน่วงแบบกลุ่ม
Group Velocity	ความเร็วกลุ่ม
Group Velocity Dispersion	การกระจายตามความเร็วกลุ่ม
Incoherent Light	ลำแสง เป็นแบบอนาพันธ์
Input-referred noise current	กระแสสัญญาณรบกวนอ้างอิงขาเข้า
Input-referred noise voltage	แรงดันสัญญาณรบกวนอ้างอิงขาเข้า
Integrate circuit	วงจรรวม
Intensity Modulation	การมอดูเลตทางความเข้ม
Intensity Modulation	การมอดูเลตทางความเข้ม
Key Features	ลักษณะเฉพาะหลัก
Laser Diode	เลเซอร์
Laser Driver	ตัวขับเลเซอร์
Light Emitting Diode	ไดโอดเปล่งแสง
Light Source	แหล่งกำเนิดแสง
Limiting Amplifier	ตัวขยายจำกัดค่า
Main Amplifier	ตัวขยายสัญญาณหลัก

Material Dispersion	การกระจายเชิงวัสดุ
Medium	ตัวกลาง
Multi Mode Fiber	เส้นใยนำแสงแบบหลายโหมด
Multimedia	สื่อผสม
Optical Amplifier	ตัวขยายกำลังทางแสง
Optical Fiber	เส้นใยนำแสง
Optical Fiber Spools	ม้วนเส้นใยนำแสง
Optical Modulator	อุปกรณ์มอดูเลตทางแสง
Optical Receiver	ตัวรับสัญญาณทางแสง
Optical Signal	สัญญาณทางแสง
Optical Transmitter	ตัวส่งสัญญาณทางแสง
Parallels Input Register	รีจิสเตอร์ขาเข้าแบบขนาน
Phase & Frequency detector	ตัวตรวจจับเฟสและความถี่
Phase Modulation	การมอดูเลตทางเฟส
Photodetector	ตัวรับแสง
Photodetector Noises	สัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับแสง
Photon	โฟตอน
P-N Junction	รอยต่อพีเอ็น
Post-Amplifier	ตัวขยายหลัง
Pre-Amplifier	ตัวขยายก่อน
Print Circuit Board	แผ่นวงจร
Quantum or Shot Noise	สัญญาณรบกวนควอนตัมหรือช็อต
Radiative losses	การสูญเสียจากการแผ่รังสี
Receiver	รับสัญญาณ
Refractive Index	ค่าดัชนีหักเห
Responsivity	ค่าการตอบสนอง
Reverse Bias	ไบแอสย้อนกลับ
Scattering	การกระเจิง
Semiconductor	สารกึ่งตัวนำ

Sensitivity	ค่าความไว
Serializer	ซีเรียไลเซอร์
Shift Register	รีจิสเตอร์แบบเลื่อน
Signal Repeater	อุปกรณ์ทวนสัญญาณ
Signal to Noise Ratio, SNR	อัตราส่วนสัญญาณข้อมูลต่อสัญญาณรบกวน
Simulation	การจำลองการทำงาน
Single Mode Fiber	เส้นใยนำแสงแบบโหมดเดียว
Single-ended Drive	ขับสัญญาณแบบเดี่ยว
Slope Efficiency	ค่าประสิทธิภาพอัตราการแปลงกระแส
Source Impedance	อิมพีแดนซ์ของแหล่งต้นทาง
Spectral Width	ความกว้างสเปกตรัม
Spontaneous Emission	การปลดปล่อยพลังงานโดยเกิดขึ้นเอง
Standard Eye Mask Test	หน้ากากมาตรฐาน
Stimulated Emission	การปลดปล่อยพลังงานโดยเกิดจากการกระตุ้น
Surface Leakage Current	ค่ากระแสรั่วเชิงผิว
System Loop Back	ระบบป้อนกลับสัญญาณ
Telecommunication	โทรคมนาคม
Thermal Noise	สัญญาณรบกวนความร้อน
Threshold Current	กระแสขีดเริ่มเปลี่ยน
Time Delay	การหน่วงเวลา
Time Division Multiplexing	การมัลติเพล็กซ์ทางเวลา
Transceiver	ทรานซีฟเวอร์
Transmitter	ตัวส่งสัญญาณ
Transponder	ทรานส์พอนเดอร์
Twisted Pair	เส้นทองแดงชนิดสายคู่
Variable-Gain Amplifier	ตัวขยายแบบแปรค่าอัตราการขยาย
Waveguide Dispersion	การกระจายเชิงท่อนำคลื่น
Wireless Communication	การสื่อสารไร้สาย

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันปริมาณการส่งข้อมูลเพิ่มมากขึ้นตามการพัฒนาของเทคโนโลยี ไม่ว่าจะเป็นการเติบโตขึ้นอย่างต่อเนื่องของเครือข่ายอินเทอร์เน็ตหรือการพัฒนาการสื่อสารที่อยู่ในรูปแบบของสื่อผสม (Multimedia) เพื่อจะรองรับการเพิ่มขึ้นของปริมาณการส่งข้อมูลนี้ ระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงจึงถูกนำเข้ามาใช้อย่างแพร่หลาย นับตั้งแต่ระบบใหญ่ที่เชื่อมต่อเส้นทาง การสื่อสารระหว่างประเทศเข้ามาจนถึงระบบที่ใช้กันในบริเวณมหาวิทยาลัยหรือภายในอาคาร สำนักงานต่างๆ

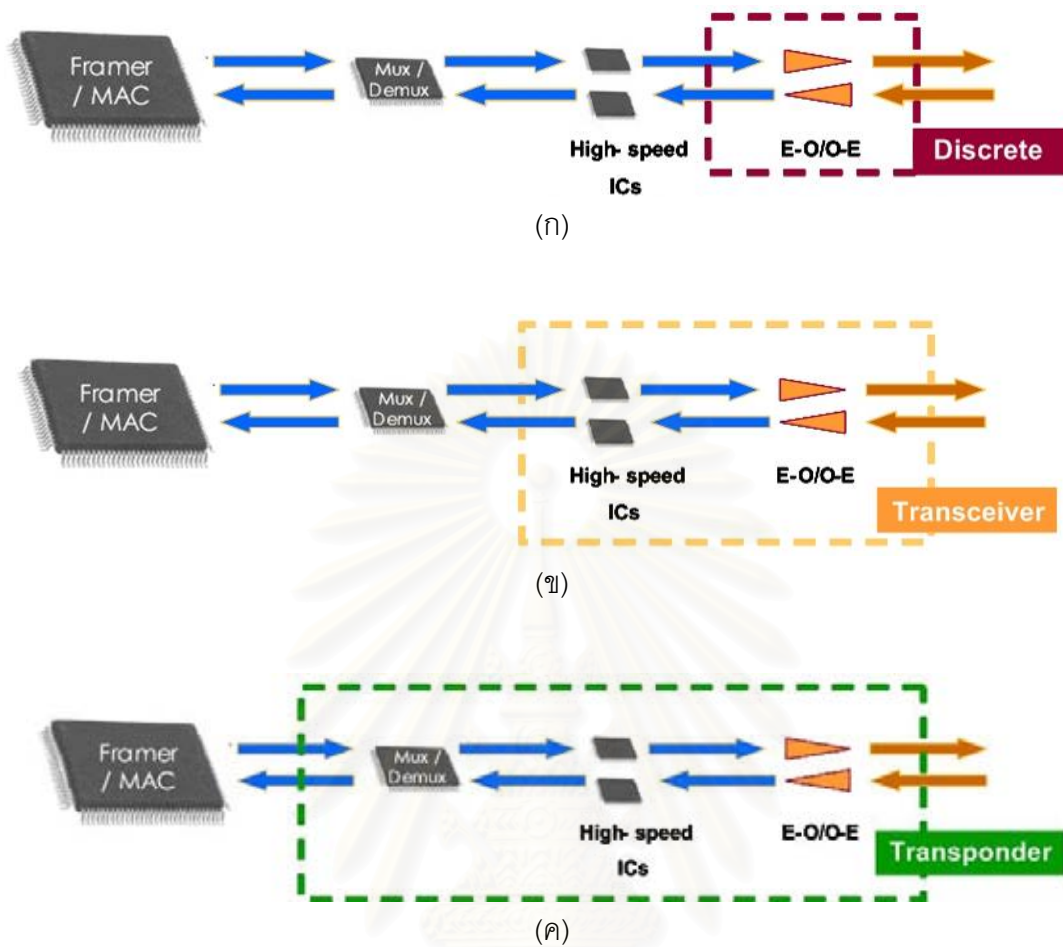
นอกจากข้อดีของเส้นใยนำแสง (Optical Fiber) ที่มีความจุ (Capacity) ที่มากกว่าตัวกลาง (Medium) ชนิดอื่นๆ ไม่ว่าจะเป็นเส้นทองแดงชนิดสายคู่ (Twisted Pair), สายเคเบิลแกนร่วม (Coaxial Cable) หรือแม้กระทั่งระบบที่มีความคล่องตัวในการใช้งานมากเช่น รูปแบบไร้สาย (Wireless Communication) ระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงยังมีข้อดีอีกคือ เช่น (1) มีอัตราการสูญเสียพลังงานแสงในเส้นใยนำแสงต่ำ ทำให้ส่งสัญญาณได้ระยะทางไกลกว่า และประหยัดจำนวนอุปกรณ์ทวนสัญญาณ (Signal Repeater) (2) เส้นใยนำแสงมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบาซึ่งสามารถติดตั้งได้ง่าย จากการมีเส้นผ่านศูนย์กลางขนาดเล็กนี้เองจึงสามารถรวมเส้นใยนำแสงหลายเส้นเข้าด้วยกันในหนึ่งสายเคเบิลทำให้ได้จำนวนเส้นที่มากขึ้นและเป็นการเพิ่มช่องทางการสื่อสารให้มากขึ้นโดยใช้พื้นที่เท่าเดิม (3) จากการที่เส้นใยนำแสงถูกผลิตมาจากวัสดุฉนวนไฟฟ้าอย่างแก้วหรือพลาสติก จึงปราศจากการแทรกสอดของสัญญาณรบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electro-Magnetic Interference: EMI) ทำให้มีความถูกต้องของสัญญาณสูงเมื่อเปรียบเทียบกับสื่อประเภทอื่น ขาวสารที่ส่งไปกับแสงจะมีตำแหน่งรับและส่งที่แน่นอน ดังนั้นการออกแบบลบลบใช้สัญญาณทางแสงเพื่อดักฟังจึงไม่สามารถกระทำได้

วิธีการเพิ่มความจุของเส้นใยแก้วนำแสงทำได้หลากหลายวิธี เช่นการมัลติเพล็กซ์แบบต่างๆ อาทิเช่น TDM (Time Division Multiplexing) หรือ OCDM (Optical Code Division Multiplexing) [1] [2] [3] ซึ่งส่งผลให้อัตราความเร็วสูงสุดในการส่งข้อมูลต่อหนึ่งช่องสัญญาณเพิ่มสูงขึ้นจนถึงระดับ 40 Gb/s หรือแม้แต่วิธีที่เป็นที่นิยมกันแพร่หลายในปัจจุบันอย่าง WDM (Wavelength Division Multiplexing) ซึ่งมีความจุเพิ่มขึ้นเนื่องจากการส่งสัญญาณรวมกันหลาย

ช่องสัญญาณตามความยาวคลื่นแสง (WDM channel) สูงถึง 16 ช่องสัญญาณ ที่ช่องสัญญาณละ 10 Gb/s รวมความจุถึง 160 กิกะบิตต่อวินาที [4]

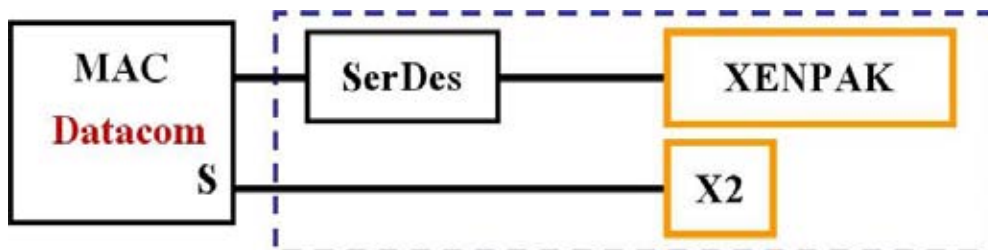
สำหรับระบบ WDM ที่ใช้งานกันในปัจจุบัน แต่ละ WDM channel จะนิยมใช้วิธีการมอดูเลตทางความเข้ม (Intensity Modulation: IM) และใช้รูปแบบข้อมูลแบบ Non-Return-to-Zero (NRZ) ซึ่งทำให้วงจรเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลไม่ซับซ้อนมาก และที่ภาครับก็สามารถรับสัญญาณแสงได้โดยวิธีตรวจจับโดยตรง (Direct Detection) ด้วยตัวรับแสง (Photodetector) แม้ว่าการมอดูเลตทางความเข้มจะสามารถทำได้หลากหลายวิธีไม่ว่าจะเป็น External Cavity Laser (ECL), Electro-Absorption Modulated Laser (EML), Lithium Niobate Mach-Zehnder modulator (MZM) แต่วิธีที่ใช้พลังงานน้อยและมีราคาต้นทุนต่ำที่สุด คือการใช้เลเซอร์ที่มอดูเลตโดยตรงได้ (Directly Modulated Laser: DML) เนื่องจากไม่จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์มอดูเลตทางแสง (Optical Modulator) หรือวงจรขับสัญญาณมอดูเลตที่มีค่าการขยาย (Gain) สูงซึ่งต้องใช้พลังงานสูงมากด้วย จากเหตุผลนี้การมอดูเลตโดยตรงจึงเป็นที่นิยมใช้ในการออกแบบตัวส่งสัญญาณทางแสง [5] นอกจากงานวิจัยที่เกี่ยวกับการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารแล้วยังมีการศึกษาประสิทธิภาพของเลเซอร์มอดูล [6] รวมทั้งการออกแบบตัวรับส่งสัญญาณทางแสงแล้วนำไปทดสอบส่งข้อมูลผ่านเครือข่ายเส้นใยนำแสง [7] ซึ่งลักษณะของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงมีการแบ่งออกเป็น 3 หมวดหมู่ตามส่วนประกอบต่างๆ

ตัวรับส่งสัญญาณทางแสงคืออุปกรณ์ที่ทำหน้าที่แปลงสัญญาณทางไฟฟ้าไปเป็นสัญญาณทางแสง (Electrical to Optical: E-O) และแปลงสัญญาณทางแสงกลับไปเป็นสัญญาณทางไฟฟ้า (Optical to Electrical: O-E) ซึ่งทั้งสองต้องใช้งานควบคู่กันเพื่อทำหน้าที่ในการส่งและรับสัญญาณตามลำดับ โดยจะเรียกอุปกรณ์ส่วนที่มีแต่ O-E และ E-O ว่า Discrete เนื่องจากการส่งสัญญาณทางแสงมีความเร็วที่สูงมาก จึงจำเป็นต้องมีวงจรทางไฟฟ้าที่สามารถรองรับความเร็วที่สูงนี้ ทำให้ต้องมีส่วนของ high-speed ICs รวมอยู่กับตัว O-E และ E-O ในโมดูลของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง สำหรับตัวรับส่งสัญญาณแบบนี้จะถูกรเรียกว่าทรานส์ฟเวอร์ (Transceiver) และเมื่อมีการรวมซีเรียลไลเซอร์ (Serializer) และ ดิซีเรียลไลเซอร์ (Deserializer) ไว้ด้วยจะรวมเรียกว่าทรานส์พอนเดอร์ (Transponder) [8] ดังแสดงในรูปที่ 1.1

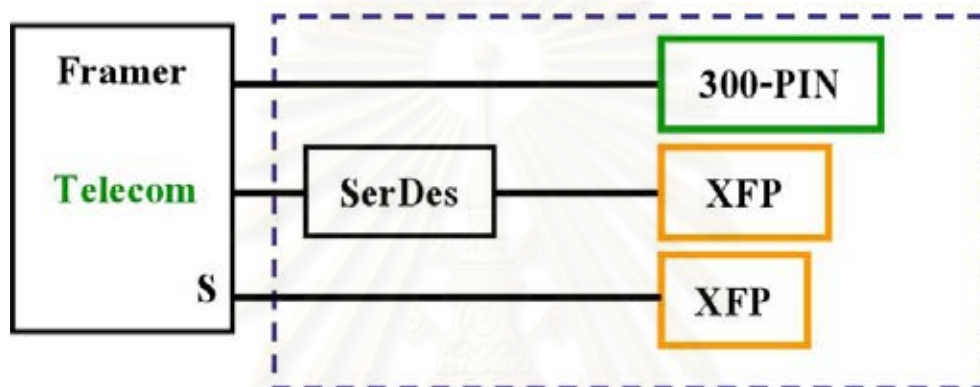


รูปที่ 1.1 ส่วนประกอบของตัวรับส่งสัญญาณทางแสงที่ใช้ในปัจจุบัน (ก) ชนิด Discrete จะประกอบด้วยตัวแปลงสัญญาณทางไฟฟ้าเป็นสัญญาณแสงและตัวแปลงกลับสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า (ข) ชนิดทรานซีฟเวอร์จะเพิ่มส่วนของวงจรทางไฟฟ้าความเร็วสูงเพิ่มเข้าไปจากชนิด Discrete (ค) ชนิดทรานส์พอนเดอร์จะเพิ่มส่วนของวงจรซีเรียลไลเซอร์และดีซีเรียลไลเซอร์เข้าไปจากชนิดทรานซีฟเวอร์

เมื่อพิจารณาระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงที่ใช้ในปัจจุบัน จะถูกแบ่งออกเป็น 2 กลุ่มใหญ่ๆ คือ การสื่อสารข้อมูล (Data Communication) เช่นระบบ Gigabit Ethernet (GbE) กับโทรคมนาคม (Telecommunication) เช่นระบบ SONET/SDH (Synchronous Optical Network and Synchronous Digital Hierarchy) อุปกรณ์ที่ใช้จึงถูกพัฒนาแตกต่างกันออกไปตามลักษณะการใช้งานดังรูปที่ 1.2



(ก)



(ข)

รูปที่ 1.2 การใช้งานตัวรับส่งสัญญาณทางแสงชนิดต่างๆ แบ่งเป็น (ก) ทางด้าน Data communication จะมีการใช้งานร่วมกับ MAC โดยมีชื่อเรียกว่า XENPAK และ X2 (ชนิดทรานซีฟเวอร์) (ข) ทางด้าน Telecommunication จะมีการใช้งานร่วมกับ Framer โดยมีชื่อเรียกว่า 300-PIN (ชนิดทรานส์พอนเดอร์) และ XFP (ชนิดทรานซีฟเวอร์)

ทางด้าน Data communication จะมีตัว Media Access Control (MAC) ทำหน้าที่ในการจัดเฟรมของข้อมูลให้ตรงตามมาตรฐานการส่งข้อมูลประเภท Ethernet อุปกรณ์ที่ใช้รับส่งข้อมูลจะถูกจัดวางให้อยู่ภายในรูปแบบบรรจุภัณฑ์ที่มีขนาดและจำนวนขาต่อตามมาตรฐานที่เรียกว่า XENPAK ซึ่งได้ถูกพัฒนาโดยบริษัทชั้นนำหลายบริษัทที่เข้าร่วมมือกันตั้งเป็นมาตรฐานสำหรับใช้กับ MAC ทางด้าน Telecommunication จะมีตัว Framer ทำหน้าที่เป็นตัวกลางในการจัดเฟรมของข้อมูลให้ตรงตามมาตรฐานการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงที่มีชื่อว่า SONET/SDH สำหรับอุปกรณ์รับส่งสัญญาณทางแสงที่ใช้ในจะมีชื่อรูปแบบบรรจุภัณฑ์ที่เรียกว่า 300-PIN และ Small Form Factor Pluggable (XFP) หากต่างกันตรงที่ตัว 300-PIN จะเป็นชนิดทรานส์พอนเดอร์และ XFP จะเป็นชนิดทรานซีฟเวอร์ ซึ่งทั้ง 3 แบบเป็นที่นิยมใช้ในปัจจุบัน และเมื่อไม่นานมานี้

มีการออกแบบตัว MAC/Framer ที่มีความสามารถสูงขึ้นโดยการรวมวงจรีเรียลไทม์และดิซรีเรียลไทม์เข้ากับตัว MAC/Framer ดังนั้นจึงมีการออกแบบมาตรฐานอุปกรณ์ใหม่ออกมาเป็น X2 และ XFP สำหรับงานทางด้าน Data Communication และ Telecommunication ตามลำดับ [9]

ในปัจจุบันทรานส์พอนเดอร์ที่มีจำหน่ายในท้องตลาดมีหลากหลายอัตราความเร็ว ไม่ว่าจะเป็น 1, 2.5, 10 Gb/s โดยยังนิยมใช้หลักการมอดูเลตแบบโดยตรงที่ภาคส่งและตรวจจับแบบโดยตรงที่ภาครับ มีรูปแบบบรรจุภัณฑ์ที่เป็นรูปแบบมาตรฐาน เช่น 300pin, XENPAK, X2, XFP ในขณะนี้มีงานวิจัยที่ทำการพัฒนาทรานส์พอนเดอร์โดยเพิ่มอัตราความเร็วให้สูงขึ้น [10] [11] เพื่อรองรับการเติบโตของเครือข่าย ผลงานวิจัยล่าสุดคือการสาธิตการส่งสัญญาณด้วยทรานส์พอนเดอร์ทางแสงโดยวิธีมอดูเลตโดยตรงที่อัตราเร็วสูงถึง 40 กิกะบิตต่อวินาที ผ่านเส้นใยนำแสงที่มีความยาวช่วง very-short-range (VSR) (น้อยกว่า 2 กิโลเมตร) [12]

สำหรับในประเทศไทยแม้มีการใช้งานระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงเป็นระยะเวลาพอสมควรแล้ว แต่แทบทั้งหมดจะเป็นการนำระบบที่นำเข้าจากต่างประเทศ เนื่องจากประเทศไทยยังขาดบุคลากรที่มีความเข้าใจในการออกแบบและประกอบระบบ นอกจากนี้อุปกรณ์ต่างๆ ในการรับส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงไม่ว่าจะเป็นตัวส่งสัญญาณทางแสง ตัวรับสัญญาณทางแสงและอุปกรณ์อื่นๆ ที่นำเข้ามาจากต่างประเทศนั้นไม่มีการเปิดเผยข้อมูลการออกแบบประเทศไทยจึงไม่สามารถที่จะออกแบบและสร้างอุปกรณ์ขึ้นมาใช้เองได้ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องริเริ่มศึกษาระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงทั้งการวางระบบ การออกแบบอุปกรณ์ และการศึกษาวิธีการเพิ่มประสิทธิภาพหรือความจุด้วยเทคนิคต่างๆ เพื่อประเทศไทยจะได้พัฒนาความรู้ ความชำนาญทางการออกแบบ และสามารถประกอบระบบและอุปกรณ์การสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงให้ก้าวทันนานาอารยประเทศในอนาคตอันใกล้

ดังที่กล่าวมาข้างต้นจึงเป็นที่มาของการริเริ่มการออกแบบ และประกอบทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ใช้วิธีมอดูเลตโดยตรง และวิธีการตรวจจับโดยตรงที่ความเร็ว 2.5 Gb/s ซึ่งจะนำไปทดสอบการรับส่งข้อมูลบนเส้นใยนำแสงแบบโหมดเดี่ยว (Single Mode Fiber, SMF) เป็นระยะทางทั้งสิ้น 15 กิโลเมตร ด้วยเป้าหมายค่าอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate, BER) ของการส่งผ่านเครือข่ายนี้จะต่อน้อยกว่า 10^{-9} ซึ่งเป็นค่ามาตรฐานที่กำหนดไว้

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. พัฒนาทรานส์พอนเดอร์ทางแสงโดยวิธีมอดูเลตโดยตรง และวิธีการตรวจจับโดยตรงที่ความเร็ว 2.5 Gb/s
2. ทดสอบ และวิเคราะห์การส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสง เพื่อวัดประสิทธิภาพของทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ประกอบขึ้น

1.3 เป้าหมายและขอบเขตของการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะศึกษารายละเอียดในออกแบบและประกอบทรานส์พอนเดอร์ทางแสงโดยวิธีมอดูเลตโดยตรง และวิธีการตรวจจับโดยตรงที่ความเร็ว 2.5 Gb/s เพื่อจะทำการประกอบเป็นทรานส์พอนเดอร์ทางแสงต้นแบบสำหรับการสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงโดยจะนำไปทดสอบส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงแบบโหมดเดี่ยวที่ระยะทาง 15 กิโลเมตร โดยให้มีค่า BER น้อยกว่า 10^{-9}

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

มีประสบการณ์ และสามารถออกแบบและประกอบทรานส์พอนเดอร์ทางแสงโดยวิธีมอดูเลตโดยตรง และวิธีการตรวจจับโดยตรงที่ความเร็ว 2.5 Gb/s ได้

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

1.5 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการวิจัย

1. ศึกษาความรู้พื้นฐานของระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงและปัจจัยต่าง ๆ ที่มีผลต่อการผิดเพี้ยนของสัญญาณเมื่อส่งแสงผ่านเส้นใยนำแสงแบบโหมดเดียว
2. ศึกษาและออกแบบองค์ประกอบต่าง ๆ ในตัวส่งสัญญาณทางแสงแบบมอดูเลตโดยตรงและตัวรับสัญญาณทางแสงแบบตรวจจับโดยตรง
3. ออกแบบทรานส์พอนเดอร์ทางแสงโดยวิธีมอดูเลตโดยตรง และการตรวจจับโดยตรงที่ความเร็ว 2.5 Gb/s
4. ประกอบทรานส์พอนเดอร์ทางแสงโดยวิธีมอดูเลตโดยตรง และการตรวจจับโดยตรงที่ความเร็ว 2.5 Gb/s
5. ทดสอบ และปรับปรุงประสิทธิภาพตัวส่งสัญญาณทางแสงและตัวรับสัญญาณทางแสงที่อัตราความเร็ว 2.5 Gb/s ที่ประกอบขึ้น
6. ต่อเชื่อมและวัดค่าพารามิเตอร์ของเส้นใยนำแสงแบบโหมดเดียวของเครือข่ายภายในจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
7. ทดสอบประสิทธิภาพของตัวส่งสัญญาณทางแสงในการส่งข้อมูลผ่านเส้นใยนำแสงและนำผลการทดสอบมาปรับปรุงตัวส่งสัญญาณทางแสงแบบมอดูเลตโดยตรงที่ความเร็ว 2.5 Gb/s ให้ได้ BER ตามที่ต้องการ
8. วิเคราะห์ผลการทดลองและรวบรวมข้อมูล
9. ทำรายงานฉบับสมบูรณ์

1.6 ประมวลวิทยานิพนธ์

บทที่ 1 บทนำ: เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ เป้าหมายและขอบเขตของวิทยานิพนธ์ ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

บทที่ 2 หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง: เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการและทฤษฎีพื้นฐานของการส่งสัญญาณทางแสง รวมถึงปัจจัยที่มีผลในการส่งสัญญาณทางแสง การวัดประสิทธิภาพของสัญญาณทางแสง และหลักการออกแบบวงจรความเร็วสูง

บทที่ 3 การออกแบบทรานส์พอนเดอร์ทางแสงโดยใช้เทคนิคการมอดูเลตโดยตรง และการตรวจวัดโดยตรงที่อัตราส่ง 2.5 Gb/s: เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงการเลือกอุปกรณ์ที่นำมาประกอบเป็นทรานส์พอนเดอร์ทางแสงพร้อม หน้าที่การทำงานของอุปกรณ์ที่เลือกใช้

บทที่ 4 การออกแบบลายวงจรและการประกอบทรานส์พอนเดอร์ทางแสง: เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบลายวงจรทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่เป็นวงจรความเร็วสูง รวมทั้งการวางอุปกรณ์ลงบนแผ่นวงจร และอธิบายถึงส่วนควบคุมต่างๆในวงจรทรานส์พอนเดอร์ทางแสง

บทที่ 5 ผลการวัดประสิทธิภาพของทรานส์พอนเดอร์ทางแสง: เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงผลการวัดประสิทธิภาพของทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ออกแบบขึ้นกับมาตรฐาน ITU-T G.957

บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ: เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงบทสรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะสำหรับใช้เป็นแนวทางในการทำวิจัยขั้นต่อไป

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

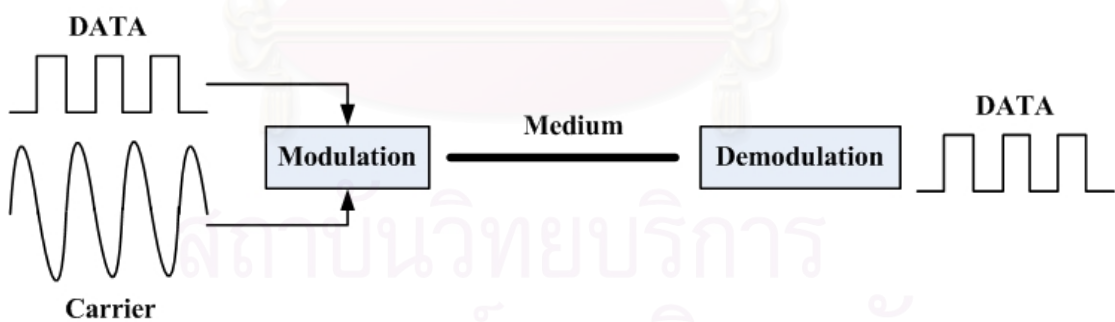
บทที่ 2

หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีที่นำมาใช้ในการพัฒนาตัวทรานส์พอนเดอร์ทางแสง โดยแบ่งเป็น 3 หัวข้อคือ ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง ปัจจัยที่มีผลต่อการผิดเพี้ยนของสัญญาณ และวิธีการวัดประสิทธิภาพของสัญญาณ ซึ่งจะอธิบายรายละเอียดในหัวข้อ 2.1, 2.2 และ 2.4 ตามลำดับ

2.1 ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง

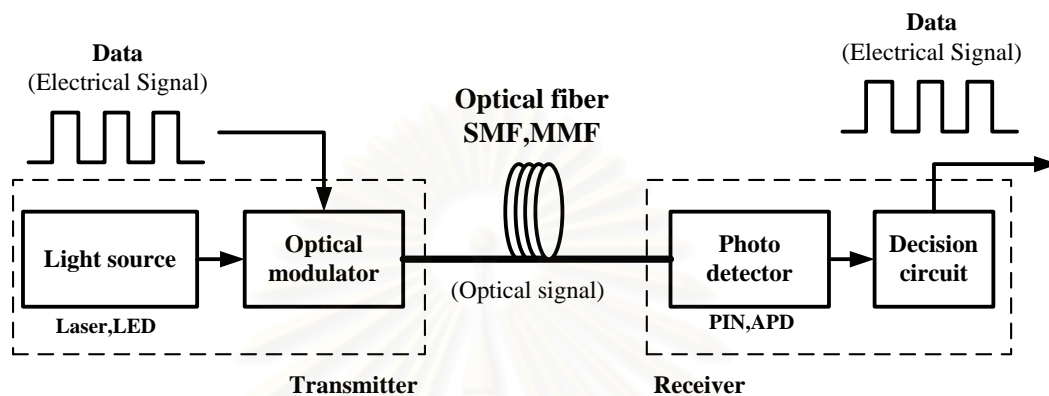
หลักการสื่อสารโดยทั่วไปมีขั้นตอนดังนี้ เริ่มต้นจากข้อมูล (Data) ที่ต้องการส่งจะถูกนำไปรวมกับคลื่นพาห์ (Carrier Frequency) ที่มีค่าความถี่สูงกว่าค่าแบนด์วิธท์ของข้อมูล ขั้นตอนนี้จะเรียกว่าการมอดูเลต (Modulation) ซึ่งจะเกิดขึ้นภายในตัวส่งสัญญาณ (Transmitter) หลังจากนั้นสัญญาณที่ทำการมอดูเลตแล้วจะถูกส่งผ่านสื่อตัวกลาง (Medium) เพื่อส่งไปยังปลายทาง ที่ปลายทางจะมีตัวรับสัญญาณ (Receiver) ซึ่งทำการแยกสัญญาณข้อมูลออกจากคลื่นพาห์หรือที่เรียกกันว่าการดีมอดูเลต (Demodulation) ดังแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 หลักการส่งสัญญาณข้อมูลซึ่งต้องทำการมอดูเลตข้อมูลเข้ากับสัญญาณคลื่นพาห์ก่อนส่งเข้าสู่ตัวกลางเมื่อถึงปลายทางข้อมูลจะถูกดีมอดูเลตกลับออกมา

ในส่วนของการสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงก็มีลักษณะคล้ายคลึงกับการสื่อสารอื่นทั่วไป แตกต่างกันที่ความถี่ของคลื่นพาห์ซึ่งจะมีค่าสูงมากกว่าของคลื่นพาห์ชนิดอื่นหลายเท่าจน

อยู่ในช่วงคลื่นแสงที่ค่าประมาณ 200 THz ทำให้สื่อตัวกลางที่ใช้ส่งสัญญาณต้องถูกแทนที่ด้วยเส้นใยนำแสง ดังแสดงในรูปที่ 2.2 และจำเป็นต้องมีอุปกรณ์เสริมอื่นๆ ที่สามารถให้กำเนิดแสงและสามารถแปลงสัญญาณแสงกลับเป็นสัญญาณไฟฟ้าได้อย่างตัว Light Source และ Photodetector



รูปที่ 2.2 หลักการส่งสัญญาณข้อมูลผ่านเส้นใยนำแสงซึ่งภาคส่งจะประกอบด้วยตัวมอดูเลตสัญญาณทางแสงและตัวกำเนิดสัญญาณแสง ตัวกลางคือเส้นใยนำแสง และทางภาครับประกอบด้วยตัวแปลงสัญญาณแสงกลับเป็นสัญญาณไฟฟ้าและวงจรตัดสินใจ

จากรูปที่ 2.2 แสดงส่วนประกอบสำคัญที่ใช้ในระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงซึ่งแบ่งออกเป็น 3 ส่วนใหญ่ๆ ได้แก่ ตัวส่งสัญญาณทางแสง (Optical Transmitter) เส้นใยนำแสง (Optical Fiber) และตัวรับสัญญาณทางแสง (Optical Receiver) โดยจะมีรายละเอียดอธิบายไว้ในหัวข้อ 2.1.1, 2.1.2 และ 2.1.3 ตามลำดับ

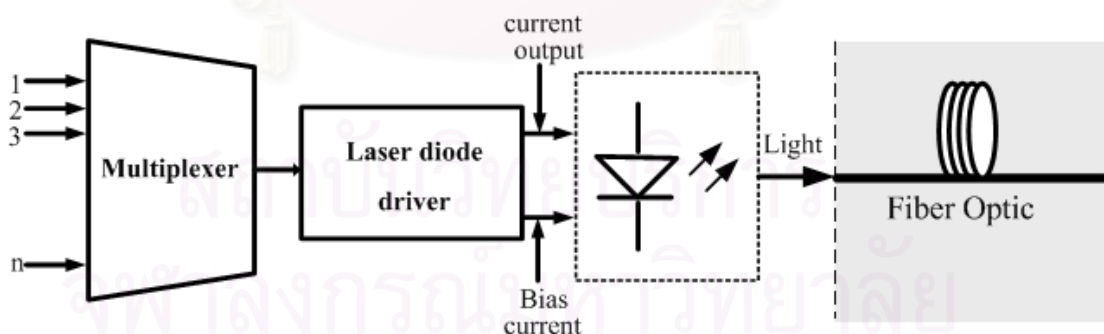
2.1.1 ตัวส่งสัญญาณทางแสง

ส่วนประกอบแรกในการสื่อสารทางแสง คือ ตัวส่งสัญญาณทางแสง ซึ่งทำหน้าที่แปลงข้อมูลที่เป็นสัญญาณทางไฟฟ้า (Electrical Signal) ไปเป็นสัญญาณทางแสง (Optical Signal) โดยใช้แหล่งกำเนิดแสง (Light Source) ทำหน้าที่ผลิตแสงเพื่อใช้เป็นสัญญาณคลื่นพาห์ หลังจากนั้นทำการมอดูเลตข้อมูลเข้ากับสัญญาณแสง โดยการมอดูเลตสัญญาณทางแสงมีหลายวิธี เช่น การมอดูเลตทางความเข้ม (Intensity Modulation: IM), การมอดูเลตทางความถี่

(Frequency Modulation) และการมอดูเลตทางเฟส (Phase Modulation) โดยการมอดูเลตทางความเข้มเป็นวิธีที่นิยมมากที่สุดเพราะมีความซับซ้อนน้อยในการส่งและง่ายต่อการตรวจจับสัญญาณ สำหรับการมอดูเลตทางความเข้มสามารถทำได้ 2 แบบคือโดยการมอดูเลตโดยตรงและการมอดูเลตภายนอก

การมอดูเลตโดยตรงคือการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลเข้าไปกับเลเซอร์โดยตรง โดยไม่ต้องผ่านตัวมอดูเลตทางแสงแบบภายนอก (External Optical Modulator) ส่วนการมอดูเลตภายนอกจะต้องมอดูเลตสัญญาณผ่านตัวมอดูเลตทางแสงเพิ่มเติมจากตัวเลเซอร์คลื่นต่อเนื่อง (Continuous Wave Laser) การมอดูเลตโดยตรงจึงเป็นวิธีที่ง่ายและสะดวกกว่าการมอดูเลตภายนอก อีกทั้งตัวเลเซอร์ที่มอดูเลตโดยตรงได้ ยังใช้พลังงานน้อยกว่า และมีราคาถูกกว่าราคาของตัวมอดูเลตทางแสงร่วมกับตัวเลเซอร์คลื่นต่อเนื่อง แต่การมอดูเลตโดยตรงนี้มีข้อจำกัดเรื่องอัตราความเร็วสูงสุดในการส่งข้อมูลเนื่องจากความสามารถในการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของกระแสขั้วของตัวเลเซอร์มีจำกัด อีกทั้งยังมีปัญหาอื่นที่เรียกว่า Laser Chirp ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ที่ความยาวคลื่นแสงส่งจะเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของการกระแสขั้วทำให้ความยาวคลื่นแสงไม่อยู่คงที่ ที่ค่าใดค่าหนึ่งตามที่ต้องการ

ในวิทยานิพนธ์นี้จะเลือกใช้การมอดูเลตทางความเข้มในการออกแบบ เนื่องจากมีความซับซ้อนในการมอดูเลตน้อย และใช้วิธีการตรวจจับโดยตรงซึ่งเป็นวิธีที่ง่ายที่สุด โดยส่วนประกอบย่อยในตัวส่งสัญญาณทางแสงมีแสดงในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 แผนภาพส่วนประกอบของตัวส่งสัญญาณทางแสงแบบมอดูเลตโดยตรงซึ่งประกอบด้วยตัวซีเรียลไลเซอร์ ตัวขับเลเซอร์ และแหล่งกำเนิดแสง

แผนภาพบล็อก (Block Diagram) ของตัวส่งสัญญาณทางแสงแบบมอดูเลต โดยตรงแสดงดังรูปที่ 2.3 ตัวส่งสัญญาณทางแสงนี้ประกอบด้วย ตัวซีเรียลไลเซอร์ แหล่งกำเนิดแสง และตัวขับเลเซอร์ ซึ่งจะกล่าวรายละเอียดของตัวซีเรียลไลเซอร์ และแหล่งกำเนิดแสงในหัวข้อ 2.1.1.1 และ 2.1.1.2 ในส่วนหลักการมอดูเลตทางความเข้มและตัวขับเลเซอร์จะกล่าวรายละเอียดในหัวข้อ 2.1.1.3 และ 2.1.1.4 ตามลำดับ

2.1.1.1 ตัวซีเรียลไลเซอร์ (Serializer)

การเพิ่มความจุในการส่งโดยการเพิ่มอัตราการส่งบิตต่อหนึ่งช่องสัญญาณให้เร็วขึ้นโดยการซีเรียลไลเซอร์แบบแบ่งเวลา (TDM) เป็นการแบ่งเวลาออกเป็นช่วง ๆ ซึ่งแต่ละช่วงจะใช้สำหรับบรรจุข้อมูลที่มาจกช่องสัญญาณ (Channel) แบบขนาน (Parallel) เมื่อสัญญาณอินพุตเข้ามาจะถูกส่งไปเก็บไว้ในวงจรมัฟเฟอร์ (Buffer) สำหรับพักข้อมูลเพื่อรอเวลาในระบบซีเรียลไลเซอร์ ข้อมูลขนานจะถูกเลือกมาต่อกันจากทีละช่องสัญญาณ กำเนิดข้อมูลแบบอนุกรม (Serial) ซึ่งช่วยให้สามารถส่งข้อมูลได้พร้อมกันหลายช่องสัญญาณ ด้วยระบบที่มีอัตราความเร็วในการส่งข้อมูลรวมสูงขึ้น นั่นก็คือเมื่อมีข้อมูลที่อิสระจากกัน N ช่องสัญญาณ โดยแต่ละช่องสัญญาณมีอัตราความเร็ว R b/s จะถูกรวมกันทางสัญญาณไฟฟ้าเข้าสู่ข้อมูลเส้นทางเดียวซึ่งทำงานที่อัตราความเร็วสูงขึ้นเป็น $N \times R$ b/s

2.1.1.2 แหล่งกำเนิดแสง (Light source)

แหล่งกำเนิดแสงทำหน้าที่ในการผลิตแสงโดยมีระดับของกำลังทางแสงขาออกแปรผันตรงตามระดับของกระแสที่ป้อน แหล่งกำเนิดแสงที่นิยมใช้ในระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทคือ (1) ไดโอดเปล่งแสง (Light Emitting Diode, LED) และ (2) เลเซอร์ (Laser Diode, LD) ซึ่งเป็นอุปกรณ์ทางแสงที่ผลิตขึ้นจากสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor)

ไดโอดเปล่งแสง

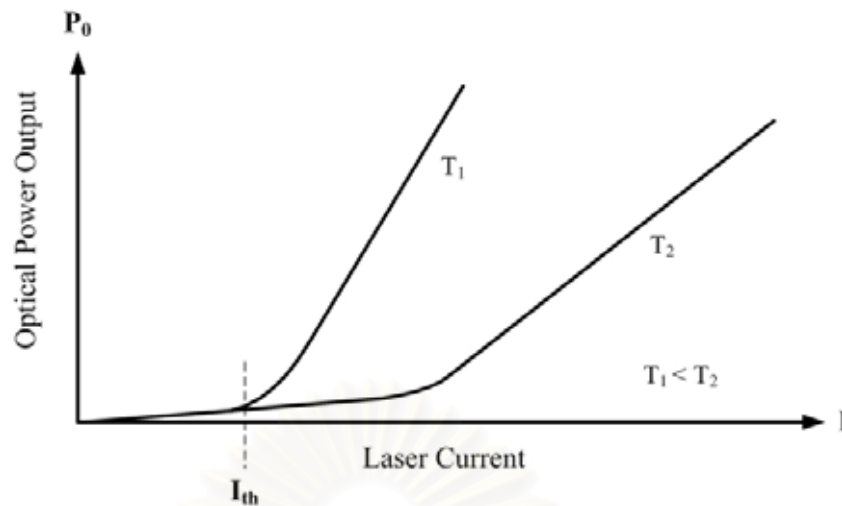
ไดโอดเปล่งแสงประกอบด้วยสารกึ่งตัวนำแบบรอยต่อพีเอ็น (P-N Junction) เป็นแหล่งกำเนิดแสงที่ประกอบขึ้นได้ง่าย และมีราคาถูก รวมทั้งวงจรที่ใช้ขับ (Drive Circuitry) ก็ไม่

ข้อข้อ LED จะผลิตแสงออกมาในช่วงความยาวคลื่น 0.8-0.9 ไมครอน และมีลำแสง เป็นแบบอนาพันธ์ (Incoherent Light) ก็คือลำแสงจะกระจายออกเป็นวงกว้างลักษณะคล้ายรูปแตร และมีความยาวคลื่นที่ต่างกัน จึงเป็นที่มาของสเปกตรัมที่กว้างจากความกว้างของสเปกตรัมนี้เอง LED จึงถูกจำกัดการใช้งานกับการสื่อสารทางแสงที่มีความเร็วไม่เกิน 200 Mb/s ตามปกติ LED จะถูกต่อเชื่อมกับเส้นใยนำแสงแบบหลายโหมด (Multi Mode Fiber ; MMF) เพราะความใกล้เคียงในขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางระหว่างลำแสงและแกนกลาง (Core) ของเส้นใยนำแสงแบบหลายโหมด

เลเซอร์

เลเซอร์ประกอบด้วยสารกึ่งตัวนำเช่นกันแต่มีโครงสร้างและขั้นตอนการผลิตที่ซับซ้อนกว่า LED มาก การถ่ายเทพลังงานเข้าออกตัวเลเซอร์มีอยู่ด้วยกัน 3 กระบวนการ คือ การดูดซึมพลังงาน (Absorption) การปลดปล่อยพลังงานโดยเกิดขึ้นเอง (Spontaneous Emission) และการปลดปล่อยพลังงานโดยเกิดจากการกระตุ้น (Stimulated Emission) แสงที่ผลิตออกมาจะอยู่ในช่วงความยาวคลื่น 1.3-1.6 ไมครอน มีลำแสงขนานและขนาดเล็ก ด้วยค่าสเปกตรัมที่แคบกว่าของ LED จึงนิยมนำมาใช้ทำงานกับเส้นใยนำแสงแบบโหมดเดียว นอกจากนี้เลเซอร์ยังผลิตกำลังทางแสงออกมาสูงกว่า LED มากกว่าหลายร้อยเท่า และสามารถตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของกระแสขั้วเร็วกว่า จากคุณสมบัติที่ดีกว่าของเลเซอร์ทำให้เป็นที่นิยมใช้กันในการสื่อสารที่มีความเร็วสูงและต้องการความแม่นยำมาก

เนื่องจากคุณสมบัติที่ดีกว่าของเลเซอร์ ในวิทยานิพนธ์จึงเลือกใช้เลเซอร์เป็นแหล่งกำเนิดแสง โดยเริ่มจากการศึกษาคุณลักษณะเฉพาะ (Characteristics) ของตัวเลเซอร์ที่ผลิตกำลังทางแสงออกมาเป็นสัดส่วนโดยตรงกับขนาดกระแสขั้ว จึงต้องศึกษาและทำการวัดค่าพารามิเตอร์ของตัวเลเซอร์ที่จะใช้ประกอบ เพื่อให้ได้ข้อมูลสำหรับใช้ในการออกแบบวงจรขับและวงจรมอดูเลตเลเซอร์ซึ่งจะอธิบายในบทต่อไป คุณลักษณะเฉพาะของเลเซอร์หาได้จากการไบอัสกระแสขั้วเพื่อทำการไบอัสไปข้างหน้า (Forward Bias) เลเซอร์ ทำให้เลเซอร์ผลิตโฟตอน (Photon) ออกมาอย่างต่อเนื่องเกิดเป็นลำแสงขึ้น กำลังทางแสงที่วัดได้เทียบกับขนาดกระแสขั้วที่ไบอัสด้วยค่าต่างๆ จะได้เป็นเส้นกราฟ ดังแสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ป้อนให้แก่ตัวเลเซอร์กับกำลังทางแสงที่เลเซอร์ปล่อยออกมาที่อุณหภูมิ T_1 และ T_2 จากกราฟกำหนดให้อุณหภูมิ T_2 สูงกว่า T_1

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.4 จะเห็นได้ว่าลักษณะการทำงานของเลเซอร์ถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วน ในส่วนแรกเป็นส่วนที่ป้อนกระแสต่ำกว่าค่ากระแสขีดเริ่มเปลี่ยน (Threshold Current, I_{th}) มีชื่อเรียกว่าช่วง Spontaneous Emission ซึ่งจะได้กำลังทางแสงออกมามีค่าน้อย จึงเป็นช่วงที่จะไม่นำไปใช้สำหรับตั้งกระแสขับ ในส่วนที่สองเป็นส่วนที่ป้อนกระแสสูงกว่าค่ากระแสขีดเริ่มเปลี่ยน ซึ่งถูกเรียกว่าช่วง Stimulated Emission ในช่วงนี้กำลังทางแสงออกมามีค่าแปรผันตรงกับขนาดกระแสที่ป้อน ถ้าเลเซอร์มีประสิทธิภาพการแปลงกระแสสูง ความชันของกราฟช่วงหลังค่ากระแสขีดเริ่มเปลี่ยนจะต้องมีความชันมากด้วยซึ่งหมายความว่า การเพิ่มกระแสเพียงเล็กน้อยก็ทำให้เกิดแสงออกมาได้มาก โดยเรียกความชันนี้ว่าค่าประสิทธิภาพอัตราการแปลงกระแส (Slope Efficiency) โดยที่ค่านี้จะเปลี่ยนไปขึ้นอยู่กับโครงสร้าง ชนิดสารกึ่งตัวนำที่ใช้ กระบวนการประกอบ และอุณหภูมิที่ใช้งานของเลเซอร์ ตัวอย่างเช่นเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นคุณลักษณะเฉพาะของเลเซอร์จะมีการเปลี่ยนแปลงไปจากที่อุณหภูมิต่ำกว่า คือค่าประสิทธิภาพอัตราการแปลงกระแสจะลดลง และค่ากระแสขีดเริ่มเปลี่ยนจะเพิ่มขึ้น ดังเส้นกราฟแสดงในรูป ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อ การตั้งค่ากระแสขับ ในขั้นตอนการมอดูเลตสัญญาณแสง จากที่กล่าวมาข้างต้น เมื่อขับเลเซอร์เหนือกว่าค่ากระแสขีดเริ่มเปลี่ยน กำลังทางแสงที่ออกมาจากเลเซอร์ (P_0) จะมีลักษณะเป็นสมการเส้นตรงดังสมการที่ (2.1) [13]

$$P_0 = S \cdot (I - I_{th}) + C \quad (2.1)$$

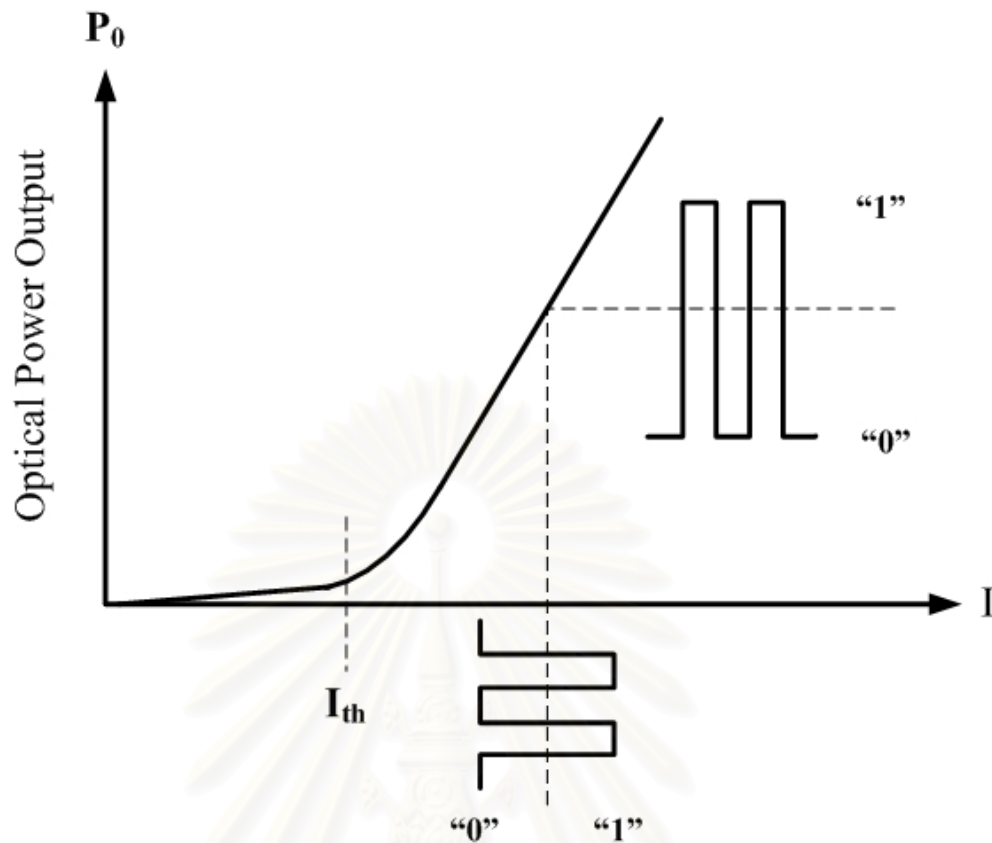
- ซึ่ง P_0 คือ กำลังทางแสงขาออกของเลเซอร์: Watt
 S คือ ค่าประสิทธิภาพอัตราการแปลงกระแส: W/A
 I_{th} คือ ค่ากระแสขีดเริ่มเปลี่ยน: Ampere
 C คือ ค่าคงที่ กำลังแสงขั้นต่ำ: Watt

2.1.1.3 การมอดูเลตทางความเข้ม

ดังที่กล่าวมาขึ้นต้นการสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงก็มีลักษณะการส่งข้อมูลคล้ายกับการสื่อสารผ่านสื่อตัวกลางอื่น ดังนั้นเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณก็มีลักษณะคล้ายคลึงกัน กล่าวคือมี การมอดูเลตทางความเข้ม การมอดูเลตทางความถี่ และการมอดูเลตทางเฟส ในที่นี้จะกล่าวถึงแต่การมอดูเลตทางความเข้ม ซึ่งเป็นการมอดูเลตที่ง่ายที่สุดสำหรับตัวส่งสัญญาณทางแสงและยังสามารถใช้วิธีตรวจจับสัญญาณโดยตรงที่ง่ายที่สุดที่ภาครับได้เช่นเดียวกัน

ในการมอดูเลตทางความเข้ม ข้อมูลจะถูกแทนที่ด้วยระดับกำลังทางแสง โดยสัญญาณดิจิทัลที่เป็น '1' จะถูกแทนที่ด้วยระดับกำลังค่าหนึ่ง และสัญญาณดิจิทัลที่เป็น '0' ก็จะถูกแทนที่ด้วยระดับกำลังอีกค่าหนึ่ง จากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเลเซอร์และกำลังทางแสงขาออกในสมการ (2.1) ที่ผ่านมา กำลังทางแสงที่ได้ออกจากเลเซอร์จะแปรผันตรงกับขนาดกระแสที่ป้อนให้แก่เลเซอร์ ดังนั้นหากกระแสที่ป้อนให้แก่เลเซอร์มีการควบคุมให้เปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง 2 ระดับได้ตามที่กำหนดก็ย่อมสามารถควบคุมระดับกำลังทางแสงที่ออกมาให้ได้ใน 2 ระดับเช่นกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.5

สถาบันวิทยบริการ
 จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 2.5 หลักการมอดูเลตทางความเข้มจากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ป้อนให้ตัวเลเซอร์กับกำลังทางแสงที่เลเซอร์ปล่อยออกมา เมื่อกำหนดให้กระแสป้อนที่มีค่าต่ำคือบิต '0' และกระแสป้อนที่มีค่าสูงคือบิต '1' กำลังแสงที่ได้จะแปรผันตรงกับค่ากระแสที่ป้อนให้แก่ตัวเลเซอร์

รูปที่ 2.5 แสดงหลักการมอดูเลตทางความเข้มรวมทั้งลำดับค่ากระแสขับและระดับกำลังงานของเลเซอร์ที่จะส่งออก โดยกำหนดว่าเมื่อป้อนกระแสค่าน้อยให้กับเลเซอร์ซึ่งให้แทนสัญญาณดิจิทัลบิต '0' จะได้กำลังทางแสงออกมาน้อย และเมื่อป้อนกระแสค่ามากให้เลเซอร์ซึ่งให้แทนสัญญาณดิจิทัลบิต '1' จะได้กำลังทางแสงออกมามากตามสัดส่วน ซึ่งเมื่อนำไปตรวจจับด้วยตัวตรวจจับแสง (ซึ่งจะกล่าวถึงต่อไปในหัวข้อ 2.1.3) ตัวตรวจจับแสงก็จะสามารถตรวจจับกำลังทางแสงสองระดับนี้ได้ และสามารถกู้คืนสัญญาณข้อมูลดิจิทัลบิต '0' กับบิต '1' กลับคืนมาได้ดังเดิม

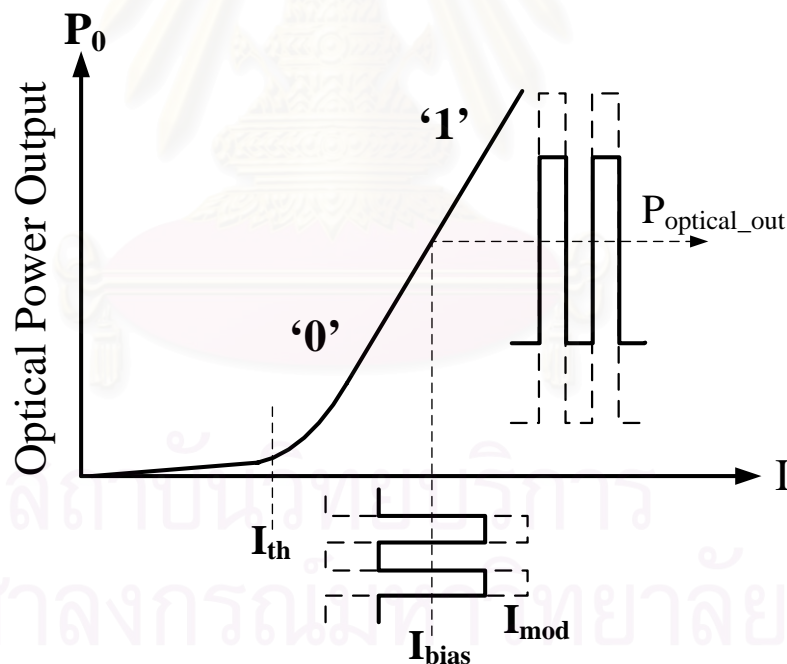
ในการมอดูเลตทางความเข้มนี้จำเป็นต้องมีการป้อนกระแส 2 ชนิด คือ กระแสไบแอส (I_{bias}) และกระแสมอดูเลต (I_{mod}) โดยที่กระแสไบแอส จะเป็นตัวกำหนดระดับกำลัง

ทางแสงขาออก ($P_{\text{optical_out}}$) ส่วนกระแสมอดูเลต จะเป็นตัวกำหนดระดับความแตกต่างกำลังทางแสงระหว่างสัญญาณบิต '1' กับบิต '0' ในที่นี้ ใช้การมอดูเลตโดยตรงจึงต้องมียังจรรยาภายในที่มีลักษณะเป็น ไบแอสที่ (Bias T) ซึ่งมีหน้าที่รวมกระแสมอดูเลตและกระแสไบแอส เพื่อใช้ในการขับเคลื่อนเลเซอร์ในระดับกระแสที่เหมาะสม

ในการส่งข้อมูลในปัจจุบันข้อมูลส่วนใหญ่จะเป็นข้อมูลดิจิทัลที่เข้ารหัสแบบไบนารี ดังนั้นการมอดูเลตสัญญาณทางความเข้มด้วยค่าสองระดับนี้จึงเป็นที่รู้จักกันในชื่ออื่นๆ อีก เช่น Amplitude Shift Keying (ASK) หรือ On-Off Keying (OOK)

2.1.1.4 ตัวขับเลเซอร์ (Laser Driver)

จากหัวข้อที่ผ่านมา ได้กล่าวถึงการมอดูเลตทางความเข้มว่าจำเป็นต้องมีทั้งกระแสไบแอสและกระแสมอดูเลต โดยอุปกรณ์ที่จะทำหน้าที่จัดเตรียมกระแสข้อมูลให้มีระดับพอเหมาะเพื่อป้อนให้กับตัวเลเซอร์ก็คือตัวขับเลเซอร์



รูปที่ 2.6 หลักการทำงานของตัวขับเลเซอร์ซึ่งอาศัยการควบคุมกระแสที่ป้อนให้แก่เลเซอร์คือ I_{bias} และ I_{mod} ในการควบคุมกำลังแสงที่ออกจากตัวเลเซอร์

เมื่อสัญญาณข้อมูลผ่านตัวซีเรียลไลเซอร์ สัญญาณที่ได้ออกมาจะมีขนาดกระแสน้อยมาก ตัวขับเลเซอร์จะทำหน้าที่ปรับขนาดสัญญาณที่เป็นข้อมูลสัญญาณบิต '1' และ '0' ให้ได้ระดับที่เหมาะสม ตัวขับเลเซอร์นี้ทำหน้าที่คล้ายสวิทช์ที่เปลี่ยนกระแสให้มีค่ามากหรือน้อยขึ้นอยู่กับสัญญาณข้อมูลดิจิทัลที่ได้รับมา หลังจากนั้นตัวขับเลเซอร์จะป้อนกระแสข้อมูลให้แก่เลเซอร์เพื่อทำการมอดูเลตโดยตรง แสงที่ได้ออกมาจากเลเซอร์จะเป็นแสงที่ผ่านการมอดูเลตแล้ว

รูปที่ 2.6 แสดงการทำงานของตัวขับเลเซอร์ จะเห็นได้ว่าระดับกระแสไบแอสจะเป็นตัวกำหนดระดับกำลังทางแสงขาออก ถ้าต้องการให้มีกำลังทางแสงขาออกมากก็ต้องปรับให้มีค่ากระแสไบแอสที่สูงขึ้น ส่วนความต่างของระดับกระแสมอดูเลต (หรือค่า Peak-to-Peak ของ I_{mod}) จะส่งผลถึงความแตกต่างของระดับกำลังทางแสงสัญญาณบิต '1' กับบิต '0' ยิ่งมีค่าความต่างระดับมากขึ้น ก็ยิ่งจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตในการส่งข้อมูลน้อยลง ตัวขับเลเซอร์ที่ดีต้องมีความเร็วในการตอบสนองให้ทันต่อการเปลี่ยนแปลงของข้อมูล นอกจากนี้ยังต้องสามารถปรับระดับกระแสให้สูงต่ำได้เหมาะกับการขับเลเซอร์และไม่ขับกระแสเกินพิกัดที่ตัวเลเซอร์จะทนรับได้

ในการมอดูเลตทางความเข้มนี้จะมีค่าพารามิเตอร์ที่บอกถึงประสิทธิภาพในการมอดูเลต คือค่าสัดส่วนเอกซ์ทิงชัน (Extinction Ratio) ซึ่งยิ่งมีค่ามากก็ยิ่งแสดงว่าประสิทธิภาพของการมอดูเลตมาก เพราะมีความห่างระหว่างระดับสัญญาณดิจิทัลบิต '0' กับ '1' มากดังสมการที่ (2.2)

$$Extinction\ Ratio = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_0} \quad (2.2)$$

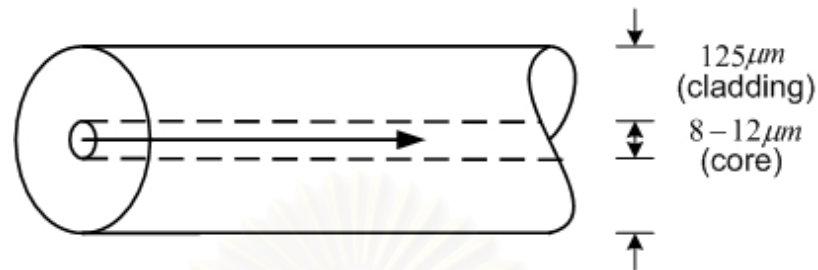
ซึ่ง P_1 คือ กำลังทางแสงขาออกที่แทนระดับสัญญาณดิจิทัลบิต '1': Watt

P_0 คือ กำลังทางแสงขาออกที่แทนระดับสัญญาณดิจิทัลบิต '0': Watt

2.1.2 เส้นใยนำแสง (Optical Fiber)

เส้นใยนำแสงสามารถแยกได้เป็น 2 ประเภทตามจำนวนโหมดการแพร่ (Propagation Mode) คือเส้นใยนำแสงแบบโหมดเดียวและแบบหลายโหมด

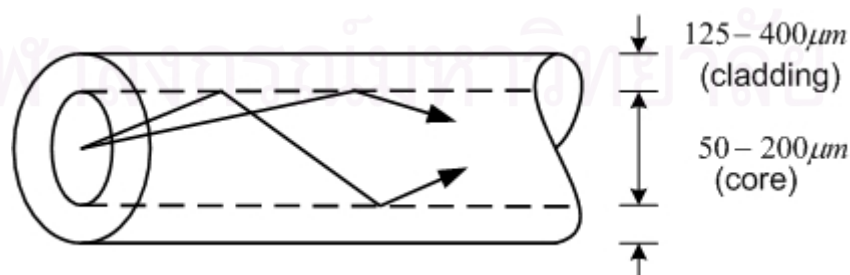
2.1.2.1 เส้นใยนำแสงแบบโหมดเดียว (Single Mode Fiber, SMF)



รูปที่ 2.7 ภาพร่างสามมิติแสดงส่วนประกอบและขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นใยนำแสงแบบโหมดเดียวที่ประกอบด้วย Cladding ทำหน้าที่เป็นวัสดุหุ้มและ Core ทำหน้าที่เป็นตัวกลางที่ส่งสัญญาณข้อมูลทางแสง

เส้นใยนำแสงแบบโหมดเดียวมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของแกน (Core) และวัสดุหุ้ม (Cladding) ประมาณ 8-12 และ 125 ไมครอน ตามลำดับ ลักษณะโครงสร้างของเส้นใยนำแสงแบบโหมดเดียวเป็นดังรูปที่ 2.7 ส่วนของแกนมีขนาดเล็กกว่าเส้นใยนำแสงแบบหลายโหมดมาก ทำให้การนำแสงภายในเส้นใยมีได้เพียงโหมดเดียว การที่นำแสงได้เพียงโหมดเดียวทำให้ได้รับผลกระทบจากการกระจายออกของสัญญาณตามแถบสีหรือโครมาติก (Chromatic Dispersion) เพียงอย่างเดียว จึงมีแบนด์วิดท์สำหรับใช้ส่งข้อมูลได้กว้างกว่าเส้นใยนำแสงแบบหลายโหมด แต่เนื่องจากขนาดของแกนที่เล็กมากทำให้ยากในการต่อเชื่อมและนำแสงเข้าสู่แกนของเส้นใย จึงต้องใช้แหล่งกำเนิดแสงที่สร้างลำแสงขนาดเล็กอย่างเช่นเลเซอร์

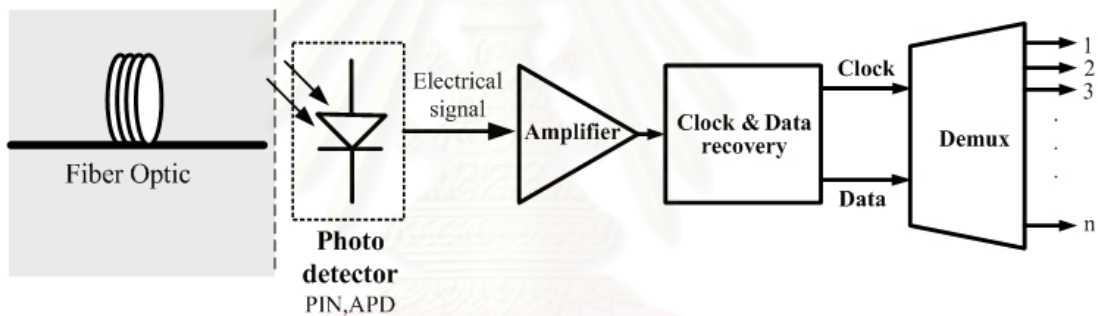
2.1.2.2 เส้นใยนำแสงแบบหลายโหมด (MultiMode Fiber, MMF)



รูปที่ 2.8 ภาพร่างสามมิติแสดงส่วนประกอบและขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นใยนำแสงแบบหลายโหมดที่ประกอบด้วย Cladding ทำหน้าที่เป็นวัสดุหุ้มและ Core ทำหน้าที่เป็นตัวกลางที่ส่งสัญญาณข้อมูลทางแสง

เส้นใยนำแสงแบบหลายโหมดส่วนใหญ่มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของแกนและวัสดุหุ้มโดยประมาณ 50-200 และ 125-400 ไมครอน ตามลำดับ ลักษณะเส้นใยนำแสงแบบหลายโหมดเป็นดังรูปที่ 2.8 เนื่องจากขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของแกนของเส้นใยนำแสงแบบหลายโหมดนั้นมีขนาดใหญ่ทำให้ง่ายในการต่อเชื่อมและนำแสงเข้าสู่เส้นใย จึงสามารถใช้ LED ซึ่งมีราคาถูกกว่าเลเซอร์ได้ แต่เนื่องจากจำนวนโหมดในการแพร่มีมาก ทำให้นอกจากจะเกิดการกระจายโครมาติกแล้ว ยังเกิดการกระจายของพัลส์เนื่องจากแต่ละโหมดจะเดินทางด้วยความเร็วแตกต่างกันและเลือกใช้เส้นทางเดินที่มีระยะทางไม่เท่ากันจึงมาถึงปลายทางเส้นใยนำแสงไม่พร้อมกันจากปัญหาเรื่องการกระจายของพัลส์ จึงทำให้มีแบนด์วิดท์ที่ไม่กว้างมากอยู่ในช่วงประมาณ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ [13]

2.1.3 ตัวรับสัญญาณทางแสง



รูปที่ 2.9 แผนภาพส่วนประกอบของตัวรับสัญญาณทางแสงแบบตรวจจับโดยตรงซึ่งประกอบด้วยตัวรับแสง ตัวขยายสัญญาณ ตัวกู้คืนสัญญาณข้อมูลและสัญญาณนาฬิกา และตัวตัดสินใจเรียลไทม์

แผนภาพตัวรับสัญญาณทางแสงแบบตรวจจับโดยตรงแสดงดังรูปที่ 2.9 การตรวจจับโดยตรงอาศัยตัวรับแสง ในการแปลงสัญญาณทางแสงไปเป็นสัญญาณทางไฟฟ้า ต่อจากนั้นทำการขยายสัญญาณให้มีขนาดใหญ่ขึ้น เพื่อใช้เปรียบเทียบกับระดับอ้างอิงที่วงจรถูกคืนสัญญาณนาฬิกา (Clock Recovery Circuit) ซึ่งทำหน้าที่สังเคราะห์สัญญาณนาฬิกาออกมาจากสัญญาณข้อมูลทางไฟฟ้าที่ได้รับ ต่อจากนั้นสัญญาณนาฬิกาที่สังเคราะห์ได้จะถูกนำไปใช้ในการสุ่มตัดสินข้อมูลทุกๆ คาบิตที่วงจรถัดสิน (Decision Circuit) ก่อนแปลงสัญญาณทางไฟฟ้ากลับออกมาเป็นลำดับของข้อมูลที่กู้คืนกลับมา ตัวรับสัญญาณทางแสงมีส่วนประกอบหลักคือตัวรับ

แสง ตัวขยายสัญญาณ (Amplifier) วงจรกู่คีนของข้อมูลและสัญญาณนาฬิกา และตัวดิซีเรียลไลเซอร์ซึ่งจะกล่าวรายละเอียดต่อไปในหัวข้อ 2.1.3.1–2.1.3.4 ตามลำดับ

2.1.3.1 ตัวรับแสง (Photodetector)

ตัวรับแสงประกอบด้วยสารกึ่งตัวนำที่ทำหน้าที่แปลงสัญญาณความเข้มแสงออกมาเป็นสัญญาณไฟฟ้า โดยมีพารามิเตอร์ที่บ่งบอกถึงประสิทธิภาพอยู่สองค่าคือ ค่าการตอบสนอง (Responsivity) ซึ่งคือค่าอัตราการแปลงแสงกลับออกมาเป็นกระแส และค่าความไว (Sensitivity) ซึ่งเป็นค่าที่บอกถึงระดับความเข้มแสงต่ำสุดที่ตัวรับแสงจะสามารถทำการแปลงแสงกลับออกมากระแสได้ เป็นตัว ตัวรับแสงถูกแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิดคือ PIN และ APD

1. PIN (p-type, intrinsic, n-type diode)

PIN เป็นอุปกรณ์รับแสงที่มีลักษณะเป็นรอยต่อ p-i-n (PIN Junction) จากสารกึ่งตัวนำ 3 ประเภท คือ positive-, intrinsic- และ negative-type ทำงานโดยการไบแอสย้อนกลับ (reverse bias) ที่ตัว PIN เมื่อมีแสงมาตกกระทบ PIN จะทำการเปลี่ยนพลังงานโฟตอนไปเป็นกระแสไฟฟ้า PIN เป็นที่นิยมใช้กันอย่างมากในระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง เพราะมีราคาถูกและประกอบขึ้นได้ง่าย

2. APD (Avalanche Photodiode)

APD เป็นอุปกรณ์รับแสงอีกชนิดหนึ่งซึ่งใช้ปรากฏการณ์การถล่ม (Avalanche Effect) ทำให้เกิดการคูณเพิ่มของกระแสจนได้กระแสตรวจจับที่มากกว่าส่งผลให้สามารถลดระดับค่าความไวให้อยู่ต่ำกว่าของ PIN มาก ด้วยข้อดีนี้เองจึงเลือกใช้ APD เป็นตัวตรวจจับแสงในการประกอบตัวทรานสพอนเดอร์ทางแสงที่จะใช้ทดลอง

กระแสที่ได้ออกมาจากการแปลงสัญญาณแสงของตัวรับแสงมีความสัมพันธ์กับกำลังแสงขาเข้าที่ตรวจจับได้ดังสมการที่ (2.3) [13]

$$I_p = RP_0M \quad (2.3)$$

ซึ่ง P_0 คือ กำลังแสงขาเข้าของตัวรับแสง: Watt
 R คือ ค่าการตอบสนอง: A/W

I_p คือ ค่ากระแสที่ได้ออกมาจากตัวรับแสง: Ampere

M คือ ตัวคูณเพิ่มกระแส (สำหรับ PIN M มีค่าเท่ากับ 1)

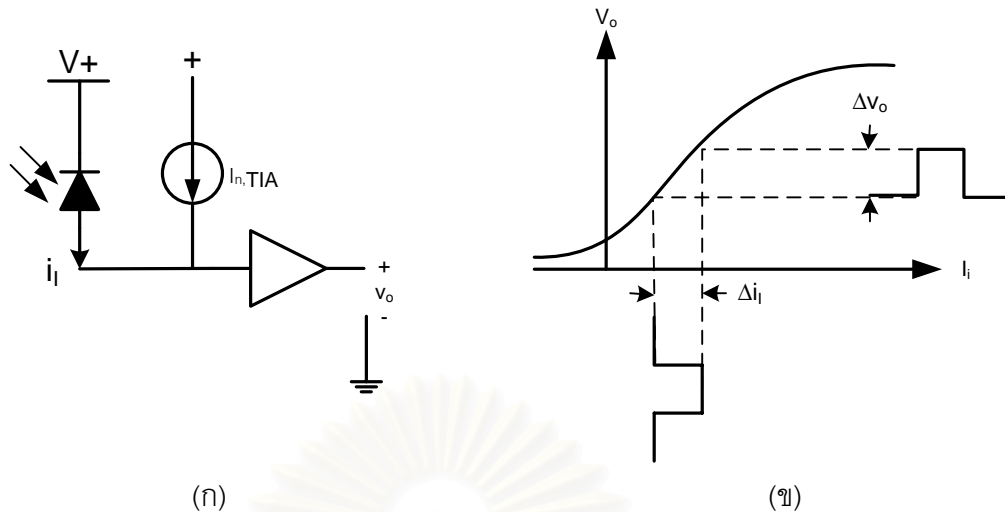
การตรวจจับโดยตรงเป็นวิธีที่ง่ายที่สุดในการตรวจจับกำลังทางแสง ทำโดยใช้ตัวรับแสงเพียงตัวเดียวในการแปลงสัญญาณทางแสงไปเป็นสัญญาณทางไฟฟ้า สัญญาณทางไฟฟ้าที่ได้เป็นสัญญาณที่อ่อนดั่งนั้นก่อนจะทำการกู้สัญญาณนาฬิกากลับคืนมาต้องทำการขยายสัญญาณก่อนด้วยตัวขยายสัญญาณ

2.1.3.2 ตัวขยายสัญญาณ (Amplifier)

ตัวขยายสัญญาณเป็นส่วนประกอบหนึ่งที่จำเป็นในตัวรับสัญญาณทางแสง เนื่องจากสัญญาณทางไฟฟ้าที่แปลงจากการตรวจจับสัญญาณทางแสงด้วยตัวรับแสง จะมีค่าที่อ่อนมากและอยู่ในโดเมนของกระแส ดังนั้นก่อนที่จะนำสัญญาณที่ตรวจจับได้ไปทำการกู้คืนสัญญาณนาฬิกา และสัญญาณข้อมูล เพื่อสามารถแยกสัญญาณกลับออกเป็น 155 Mb/s จำนวน 16 ช่องสัญญาณนั้น จำเป็นต้องทำการขยายสัญญาณให้อยู่ในระดับที่เหมาะสม โดยการขยายสัญญาณที่นิยมใช้ในระบบส่งสัญญาณทางแสงแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ ตัวขยายก่อน (Pre-Amplifier) และ ตัวขยายหลัง (Post-Amplifier)

1. ตัวขยายก่อน

เนื่องจากความสัมพันธ์ดังสมการ (2.3) ตัวรับแสงจะแปลงสัญญาณแสงที่ตรวจจับได้ออกมาอยู่ในโดเมนกระแส ซึ่งในการประมวลผลสัญญาณในขั้นต่อไปจะทำอยู่ในโดเมนแรงดัน ดังนั้นตัวขยายก่อนที่ต่อจากตัวรับสัญญาณทางแสงจะต้องทำหน้าที่แปลงสัญญาณทางโดเมนกระแสไปเป็นโดเมนแรงดันซึ่งมีอยู่หลายชนิด หนึ่งในนั้นมีชื่อเรียกว่า TransImpedance Amplifier (TIA) และมีลักษณะดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 (ก) สัญญาณทางไฟฟ้าในโดเมนแรงดันที่ได้ทางขาออกของ TIA เป็นผลรวมจากสัญญาณทางไฟฟ้าในโดเมนกระแสรวมกับกระแสสัญญาณรบกวนอ้างอิงขาเข้า (ข) ฟังก์ชันถ่ายโอนสัญญาณเข้าในโดเมนกระแสเป็นสัญญาณออกในโดเมนแรงดันของ TIA

ในการแปลงสัญญาณเข้าในโดเมนกระแสเป็นสัญญาณออกในโดเมนแรงดันของ TIA นั้นจะมีอัตราการแปลงมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับค่า Transimpedance (Z_t) โดยมีค่าดังสมการที่ (2.4)

$$Z_t = \frac{\Delta v_o}{\Delta i_i} \quad (2.4)$$

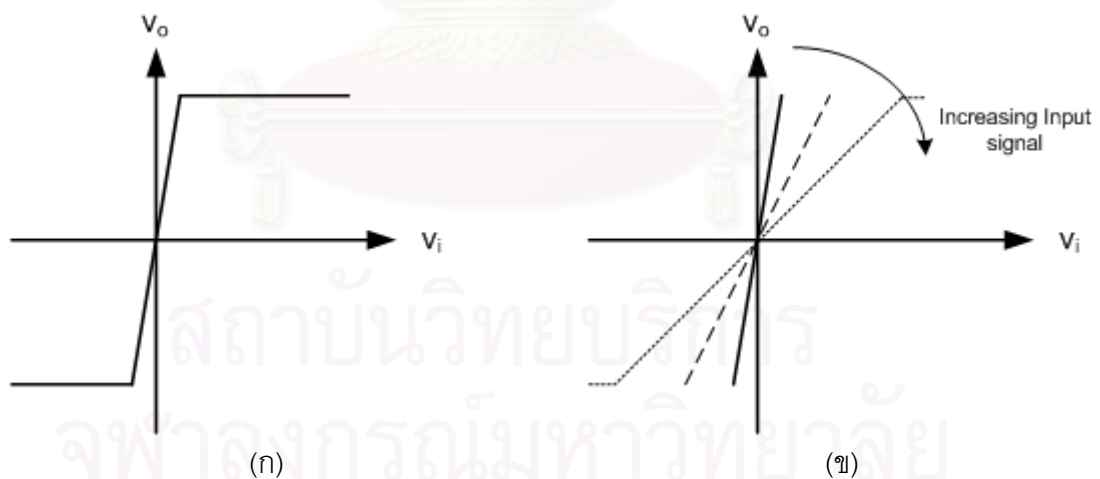
จากรูปที่ 2.10 (ก) ในการทำงานของตัวขยายสัญญาณแบบ TIA จะมีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นซึ่งเป็นสัญญาณรบกวนที่สำคัญตัวหนึ่งนอกเหนือจากสัญญาณรบกวนจากภาคส่งและจากตัวรับสัญญาณทางแสง เรียกว่ากระแสสัญญาณรบกวนอ้างอิงขาเข้า (Input-referred noise current, $i_{i,TIA}$) ขึ้นกับอิมพีแดนซ์ของแหล่งต้นทาง (Source Impedance) ซึ่งจะส่งผลต่อการประมวลผลสัญญาณในขั้นต่อไป แต่มีวิธีการลดความรุนแรงของสัญญาณรบกวนกระแสอ้างอิงขาเข้าโดยการออกแบบ TIA ให้มีแรงดันขาออกแบบผลต่าง (Differential Output) ซึ่งจะสามารถหักล้างสัญญาณรบกวนได้ โดยปรกติ TIA ที่ความเร็ว 2.5 Gb/s มักมีค่า RMS ของ $i_{i,TIA}$ อยู่ที่ 400nA [14]

หน้าที่สำคัญของ TIA คือการแปลงสัญญาณในโดเมนกระแสเป็นสัญญาณในโดเมนแรงดันซึ่งจะยังไม่ได้ทำการขยายสัญญาณให้เหมาะสมกับการกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล ดังนั้นตัวขยายหลังจึงมีหน้าที่สำคัญที่จะต้องขยายสัญญาณให้ได้ระดับที่เหมาะสมต่อไป

2. ตัวขยายหลัง

หลังจากสัญญาณถูกแปลงเป็นโดเมนแรงดันแล้ว หากระดับของสัญญาณใหญ่พอก็จะสามารถนำไปทำการกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูลได้ทันที แต่โดยทั่วไปสัญญาณจะไม่ใหญ่มากนักดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้ตัวขยายสัญญาณหลังหรือที่ถูกระบุว่าตัวขยายสัญญาณหลัก (Main Amplifier, MA) ในการทำให้ระดับสัญญาณเหมาะสมในการประมวลผลต่อไป

ตัวขยายสัญญาณหลังที่นิยมใช้กันมี 2 แบบ คือ ตัวขยายจำกัดค่า (Limiting Amplifier, LA) และ ตัวขยายแบบควบคุมการขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control Amplifier, AGC) โดยลักษณะการขยายสัญญาณของ LA และ AGC มีลักษณะดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 ฟังก์ชันถ่ายโอน (ก) ของ LA ซึ่งมีลักษณะฟังก์ชันถ่ายโอนที่ตายตัวและมีความชันมาก (ข) ของ AGC ซึ่งมีลักษณะฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีความสามารถในการปรับอัตราการขยายให้เหมาะสมกับสัญญาณ

อัตราขยายของสัญญาณจะขึ้นอยู่กับค่า A หรืออัตราส่วนของสัญญาณขาออกเทียบกับสัญญาณขาเข้า ดังแสดงในสมการที่ (2.5)

$$A = \frac{\Delta v_o}{\Delta v_i} \quad (2.5)$$

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.11 ซึ่งเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวขยายสัญญาณทั้งสองชนิด จะเห็นได้ว่า อัตราขยายสัญญาณของตัวขยายสัญญาณก็คือความชันของกราฟฟังก์ชันถ่ายโอน ในกรณีตัวขยายแบบ AGC ความชันจะสามารถเปลี่ยนแปลงได้

- ตัวขยายจำกัดค่า

เป็นตัวขยายที่ง่ายในการใช้งานและจะมีลักษณะฟังก์ชันถ่ายโอนที่ตายตัว เมื่อมีสัญญาณขนาดเล็กเข้ามาสัญญาณจะถูกขยายให้ใหญ่ขึ้นโดยมีอัตราขยายเป็นเชิงเส้น แต่หากมีสัญญาณขนาดใหญ่เข้ามาสิ่งที่เกิดขึ้นคือสัญญาณจะถูกขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้น สัญญาณที่มีขนาดใหญ่มาๆจะถูกตัดคิลิป (Clip) ซึ่งเป็นปัญหาที่ไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ ทำให้ LA จึงไม่สามารถนำไปใช้กับสัญญาณแอนะล็อกได้

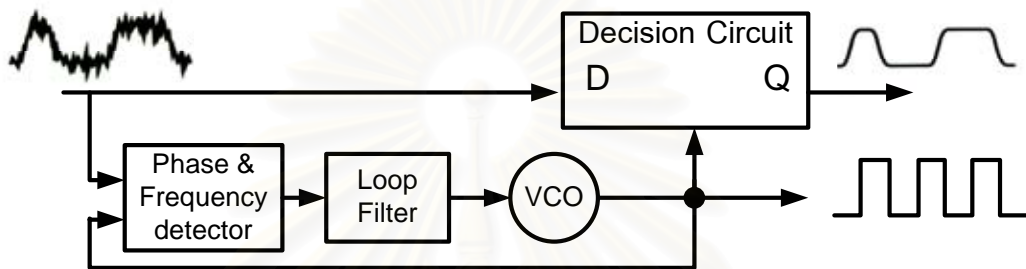
- ตัวขยายแบบควบคุมการขยายอัตโนมัติ

เป็นตัวขยายที่มีความสามารถมากกว่า โดยจะมีส่วนประกอบสำคัญคือ ตัวขยายแบบแปรค่าอัตราขยาย (Variable-Gain Amplifier, VGA) และ ส่วนควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control) โดยลักษณะการทำงานสำคัญทำให้ AGC แตกต่างกับ LA ก็คือความสามารถในการปรับอัตราขยายให้เหมาะสมกับสัญญาณที่เข้าโดยให้ขยายในช่วงที่เป็นเชิงเส้นอยู่ ดังนั้นจะไม่ทำให้เกิดการตัดคิลิปของสัญญาณขึ้น

เช่นเดียวกับ TIA ไม่ว่าจะ เป็น AGC หรือ LA ก็เกิดสัญญาณรบกวนขึ้นเช่นกัน สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นถูกเรียกว่า แรงดันสัญญาณรบกวนอ้างอิงขาเข้า ของตัวขยายสัญญาณหลัก (Input-referred noise voltage, $v_{n, MA}$)

2.1.3.3 ตัวกู้คืนสัญญาณนาฬิกา และสัญญาณข้อมูล (Clock and Data Recovery)

หลังจากขยายสัญญาณด้วยตัวขยาย สัญญาณจะถูกส่งไปเพื่อทำการกู้คืนสัญญาณนาฬิกาออกจากสัญญาณที่ส่งมา และนำสัญญาณนาฬิกาที่กู้คืนมาได้ไปทำการกู้คืนสัญญาณข้อมูลกลับมาใหม่โดยให้มีเฟสตรงกับสัญญาณนาฬิกาที่กู้คืนกลับมา ดังแสดงดังรูปที่ 2.12



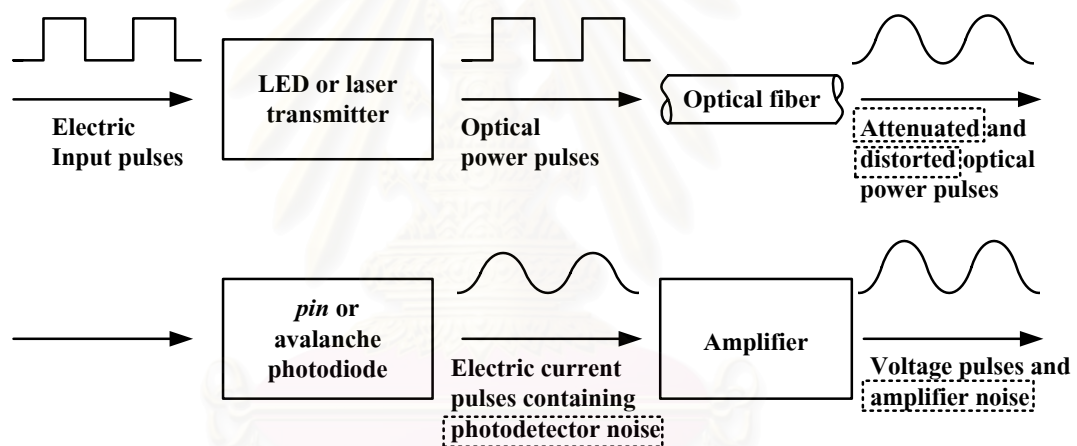
รูปที่ 2.12 วงจรแสดงการทำงานของตัวกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูลซึ่งประกอบด้วย ตัวตรวจจับเฟสและความถี่ ตัวกรองสัญญาณของรูป VCO ซึ่งทำหน้าที่กู้คืนสัญญาณนาฬิกา และสัญญาณนาฬิกาที่กู้คืนมาได้จะถูกนำไปเพื่อทำการกู้คืนสัญญาณข้อมูลที่วงจรตัดสินใจ

รูปที่ 2.12 แสดงการทำงานของตัวกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล เริ่มจากสัญญาณข้อมูลที่ออกจากตัวขยายสัญญาณจะถูกส่งเข้ามายังตัวตรวจจับเฟสและความถี่ (Phase & Frequency detector) ตัวตรวจจับเฟสจะทำการเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณข้อมูลกับเฟสของสัญญาณนาฬิกาที่ถูกสร้างขึ้นจาก VCO (Voltage Control Oscillator) แล้วให้สัญญาณออกมาที่บอกถึงความแตกต่างของค่าเฟสและความถี่ระหว่างสองสัญญาณเมื่อค่าความต่างเฟสส่งผ่านเข้าตัวกรองสัญญาณของรูป (Loop Filter) จะได้สัญญาณที่ราบเรียบขึ้นออกมาใช้สำหรับปรับตัว VCO เพื่อให้ได้สัญญาณนาฬิกาขาออกที่มีเฟสและความถี่ตรงกับสัญญาณข้อมูล ต่อจากนั้นสัญญาณนาฬิกาที่ถูกสร้างขึ้นใหม่นี้จะถูกแบ่งออกไป 3 ทาง คือ บ้อนกลับไปเปรียบเทียบกับสัญญาณข้อมูลที่เข้ามา, ส่งออกไปเป็นสัญญาณนาฬิกา และใช้ในการปรับตำแหน่งของคาบพิทหรือที่เรียกว่า Retimed เพื่อให้ได้ตำแหน่งของการสุ่มพิทสัญญาณข้อมูลที่เหมาะสมในวงจรตัดสินใจดังแสดงในรูป [15]

2.1.3.4 ตัวดีซีเรียลไลเซอร์ (Deserializer)

หลังจากที่สัญญาณข้อมูลแบบอนุกรมถูกขยายสัญญาณและกู้คืนมาเรียบร้อยแล้ว สัญญาณข้อมูลอัตราความเร็วสูงนี้ก็จะถูกแยกออกให้เป็นข้อมูลแบบขนานที่มีหลายช่องสัญญาณเหมือนดังก่อนถูกส่งเข้าสู่ตัวดีซีเรียลไลเซอร์ที่ภาคส่ง โดยหลังจากผ่านตัวดีซีเรียลไลเซอร์ข้อมูลที่ได้นี้ก็จะมีอัตราความเร็วต่ำลงเท่ากับข้อมูลก่อนถูกส่งผ่านตัวดีซีเรียลไลเซอร์ที่ภาคตัวส่งสัญญาณทางแสง นั่นก็คือเมื่อมีสัญญาณข้อมูลความเร็วสูง R b/s ถูกแยกออกเป็น N ช่องสัญญาณโดยแต่ละช่องสัญญาณจะมีความเร็ว R/N b/s

2.2 ปัจจัยที่มีผลต่อการผิดเพี้ยนไปของสัญญาณ



รูปที่ 2.13 ปัจจัยต่างๆ ที่มีผลต่อการผิดเพี้ยนไปของสัญญาณในระบบสื่อสารทางแสงประกอบไปด้วยการลดทอน การกระจายโครมาติก สัญญาณรบกวนจากตัวรับแสง และสัญญาณรบกวนจากตัวขยายสัญญาณ

ในการสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงสัญญาณที่เดินทางออกจากตัวส่งสัญญาณไปจนถึงตัวรับสัญญาณจะเกิดความผิดเพี้ยนไป อันเนื่องจากการลดทอนกำลัง การกระจายออกของสัญญาณ และการแทรกเพิ่มของสัญญาณรบกวนทั้งที่เกิดจากตัวรับแสง หรือเกิดจากตัวขยายสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 2.13 สำหรับการออกแบบทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ความเร็วไม่เกิน 2.5 Gb/s โดยส่งผ่านเส้นใยนำแสงแบบโหมดเดียว ปัจจัยที่จะมีผลต่อรูปลักษณะของสัญญาณคือ

การลดทอนกำลัง การกระจายโครมาติก และสัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับแสงและตัวขยายสัญญาณ ซึ่งรายละเอียดของปัจจัยต่าง ๆ จะกล่าวต่อไปในหัวข้อที่ 2.2.1-2.2.4

2.2.1 การลดทอน (Attenuation)

เมื่อแสงเดินทางผ่านเส้นใยนำแสงจะเกิดปรากฏการณ์การลดทอนกำลังขึ้น กำลังแสงจะถูกลดทอนลงอย่างรวดเร็วตามระยะทางโดยแปรผันแบบเลขชี้กำลัง โดยกลไกการลดทอนในเส้นใยนำแสงมีพื้นฐานมาจาก 3 ปรากฏการณ์ คือ การดูดกลืน (Absorption) การกระเจิง (Scattering) และการสูญเสียจากการแผ่รังสี (Radiative losses) [13]

กำหนดให้ $P(0)$ เป็นกำลังแสงในเส้นใยนำแสงที่จุดเริ่มต้นที่ระยะทาง $Z = 0$ จะได้กำลังแสงหลังจากที่แสงเดินทางไปเป็นระยะทาง Z เป็นดังสมการที่ (2.6)

$$P(Z) = P(0) \cdot 10^{-(\alpha Z / 10)} \quad (2.6)$$

ซึ่ง α คือ ค่าการลดทอนกำลังของเส้นใยนำแสงในหน่วย dB/km โดยที่ค่านี้จะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับค่าความยาวคลื่นแสงที่ใช้ส่งสัญญาณ

วิธีการแก้ปัญหาการลดทอนของสัญญาณแสงสามารถทำได้โดยการใช้ตัวขยายกำลังทางแสง (Optical Amplifier) เพื่อเพิ่มปริมาณโฟตอน แต่สำหรับในกรณีที่ส่งสัญญาณด้วยระยะทางไม่เกิน 15 กิโลเมตร ที่ความยาวคลื่น 1,550 nm ซึ่งมีค่า α ประมาณ 0.3 dB/km เมื่อใช้ $P(0) = 1$ mW เมื่อแทนลงในสมการ (2.6) จะได้กำลังแสงตรวจจับที่ตัวโฟโตไดโอดเท่ากับ $P(15 \text{ km}) = (1 \text{ mW}) 10^{-(0.3 \times 15 / 10)} = 0.355 \text{ mW}$

นั่นก็คือกำลังงานทางแสงจะสูญเสียไปประมาณ 64.5% หรือประมาณ -6 dBm ซึ่งถือว่ายังน้อยอยู่เกินความจำเป็นที่ต้องใช้ตัวขยายกำลังทางแสงเพราะตัวรับแสงยังสามารถรับสัญญาณทางแสงพลังงานขนาดนี้ได้

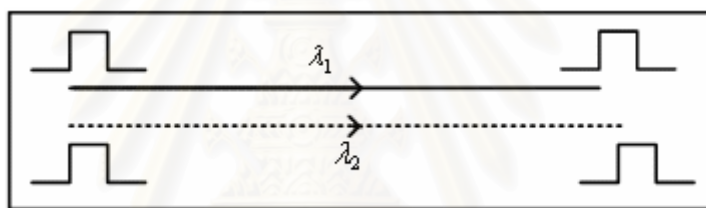
2.2.2 การกระจายโครมาติก (Chromatic dispersion)

การกระจายโครมาติกคือการขยายกว้างออกของพัลส์แสงตามความยาวคลื่นในขณะพัลส์แสงเดินทางไปตามเส้นใยนำแสง สาเหตุเกิดจากการที่แหล่งกำเนิดแสงปล่อยแสง

ออกมาหลายความยาวคลื่น ซึ่งแต่ละความยาวคลื่นจะมีค่าความเร็วกลุ่ม (Group Velocity) ไม่เท่ากัน จึงไปถึงปลายทางไม่พร้อมกันทำให้พัลส์แสงขยายออก ปรากฏการณ์นี้เป็นที่รู้จักกันในอีกชื่อหนึ่งคือการกระจายตามความเร็วกลุ่ม (Group Velocity Dispersion, GVD) เนื่องจากการกระจายนี้เป็นผลของความเร็วกลุ่มซึ่งเป็นฟังก์ชันของความยาวคลื่น นั่นก็คือการกระจายโครมาติก ขึ้นอยู่กับความยาวคลื่นนั่นเอง ดังนั้นถ้าความกว้างสเปกตรัมของแหล่งกำเนิดแสงเพิ่มขึ้นการผิดเพี้ยนของสัญญาณเนื่องจากการกระจายนี้ก็จะเพิ่มขึ้นด้วย

สาเหตุหลักของการกระจายโครมาติกมาจาก 2 แหล่งคือวัสดุที่ใช้ผลิตเส้นใยนำแสง และรูปแบบท่อนำคลื่น

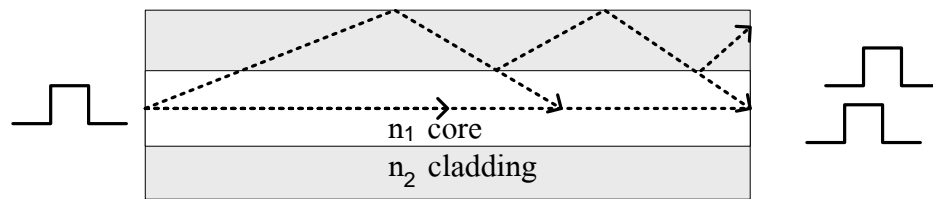
2.2.2.1 การกระจายเชิงวัสดุ (Material Dispersion)



รูปที่ 2.14 การขยายกว้างออกของพัลส์แสงเนื่องความเร็วของแสงแต่ละความยาวคลื่นในเส้นใยนำแสงแตกต่างกันทำให้แสงแต่ละความยาวคลื่นเดินทางไปถึงปลายทางได้ไม่พร้อมกันเรียกปรากฏการณ์นี้ว่าการกระจายเชิงวัสดุ

การกระจายเชิงวัสดุเกิดขึ้นจากการที่ค่าดัชนีหักเห (Refractive Index) ของวัสดุแกนกลางมีค่าต่างกันตามฟังก์ชันของความยาวคลื่นแสงที่เดินทางผ่าน จึงทำให้ความเร็วของแสงในเส้นใยนำแสงแตกต่างกันตามความยาวคลื่น ขณะเดียวกันแสงที่มาจากแหล่งกำเนิดแสงจะมีความกว้างของสเปกตรัม ก็คือจะมีช่วงความยาวคลื่นไม่เพียงแค่ว่าความยาวคลื่นเดียว ทำให้เกิดการกระจายของพัลส์ที่ประกอบด้วยความยาวคลื่นแตกต่างกันเดินทางบนเส้นทางที่เท่ากัน ลักษณะการกระจายเชิงวัสดุแสดงดังรูปที่ 2.14

2.2.2.2 การกระจายเชิงท่อนำคลื่น (Waveguide Dispersion)



รูปที่ 2.15 การขยายกว้างออกของพัลส์แสงเนื่องแสงเดินทางในเส้นทางที่แตกต่างกันทำให้แสงเดินทางไปถึงปลายทางได้ไม่พร้อมกันเรียกปรากฏการณ์นี้ว่าการกระจายเชิงท่อนำคลื่น

การกระจายเชิงท่อนำคลื่นเกิดขึ้นเพราะกำลังงานทางแสงถูกแบ่งปันระหว่างในแกนกลาง (Core) และในวัสดุหุ้ม (Cladding) ประมาณ 80 ต่อ 20 เปอร์เซ็นต์ การกระจายเกิดขึ้นเนื่องจากการแพร่ของแสง 20 เปอร์เซ็นต์ในวัสดุหุ้ม ซึ่งจะเดินทางได้เร็วกว่าแสงในแกนกลางอันเนื่องมาจากค่าดัชนีหักเหที่น้อยกว่าโดยขึ้นกับความยาวคลื่นแสงที่เลือกใช้ด้วย ระดับการแพร่กระจายเชิงท่อนำคลื่นสามารถถูกปรับเปลี่ยนให้มากขึ้นหรือน้อยลงได้ ขึ้นอยู่กับการออกแบบเส้นใยนำแสง ลักษณะการกระจายเชิงท่อนำคลื่นแสดงดังรูปที่ 2.15

ค่าการกระจายโครมาติก (D) ที่เกิดจากการกระจายเชิงวัสดุและท่อนำคลื่นที่กล่าวมาข้างต้นนี้สามารถหาได้จากสมการที่ (2.7) ซึ่งมีหน่วยเป็น ps/ (nm · km)

$$D = \frac{1}{L} \frac{d\tau_g}{d\lambda} = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{1}{V_g} \right) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (2.7)$$

ซึ่ง	L	คือระยะทางทั้งหมดที่แสงเดินทาง
	τ_g	คือค่าการหน่วงเวลา (Time Delay) หรือการหน่วงแบบกลุ่ม (Group Delay)
	λ	คือค่าความยาวคลื่นของแสง
	V_g	คือค่าความเร็วกลุ่ม (Group Velocity)
	c	คือค่าความเร็วแสง
	β_2	คือค่าพารามิเตอร์ของ GVD ซึ่งเท่ากับ $\beta_2 = \frac{d^2\beta}{d^2\omega}$

เมื่อจัดเรียงสมการใหม่จะได้ค่าการกระจายออกของพัลส์เนื่องจากการกระจายโครมาติก (t_{GVD}) ดังสมการที่ (2.8)

$$t_{GVD} = DL\sigma_\lambda \quad (2.8)$$

ซึ่ง L คือระยะทางทั้งหมดที่แสงเดินทาง
 σ_λ คือความกว้างสเปกตรัม (Spectral Width)

การกระจายโครมาติกนี้นำมาซึ่งขีดจำกัดของอัตราความเร็วสูงสุดที่สามารถส่งได้ในระบบ เนื่องจากการกระจายโครมาติกทำให้สัญญาณแสงที่ส่งกระจายออก โดยแปรผันตรงกับระยะทางส่งและความกว้างของสเปกตรัมแสง ส่งผลให้เกิดการเหลื่อมทับกันของบิตข้อมูลที่อยู่ติดกันจนเกิดปัญหาการรบกวนกันของสัญญาณที่ตัวรับสัญญาณทางแสงเมื่ออัตราความเร็วเพิ่มมากขึ้น วิธีแก้ไขโดยทั่วไปทำโดยการส่งสัญญาณแสงผ่านเส้นใยนำแสงแบบชดเชยการกระจาย (Dispersion Compensation Fiber) สลับกันกับเส้นใยนำแสงที่ต้องการส่งทุกๆ ช่วงระยะความยาวค่าหนึ่ง

สำหรับการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงแบบโหมดเดียวด้วยระยะทางไม่เกิน 15 กิโลเมตร ที่ความยาวคลื่น 1,550 nm จะได้ค่า D จากเส้นใยนำแสงแบบโหมดเดียวแบบมาตรฐาน (Standard SMF) 18 ps/(nm · km) และความกว้างสเปกตรัมของแสงเลเซอร์ที่ใช้มีค่า $\sigma_\lambda = 0.09$ nm เมื่อแทนค่าในสมการ (2.8) จะได้ค่าการกระจายออกของพัลส์เท่ากับ 27 ps

เมื่อเปรียบเทียบค่าการกระจายออกของพัลส์กับความกว้างของคาบบิตที่ส่งด้วยอัตราความเร็ว 2.5 Gb/s ซึ่งมีค่า 400 ps ค่าการกระจายออกนี้มีค่าประมาณ 6 เปอร์เซ็นต์ของสัญญาณที่ส่งไป ดังนั้นโอกาสที่สัญญาณจะผิดเพี้ยนไปเนื่องจากปัญหาการรบกวนระหว่างสัญญาณก็ยังไม่สามารถรับสัญญาณที่ส่งมาได้ถูกต้องจึงไม่น่าจะเกิดขึ้น [13]

2.2.3 สัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับแสง (Photodetector Noises)

สัญญาณรบกวนที่เกิดจากตัวตรวจจับแสงหรือตัวรับแสงส่งผลให้อัตราส่วนสัญญาณข้อมูลต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio, SNR) แ่ลง เนื่องจากมีสัญญาณอื่น ๆ เข้าไปแทรกรวมกับสัญญาณข้อมูล ทำให้เพิ่มโอกาสที่บิตจะผิดพลาดมีสูงขึ้น สัญญาณ

รบกวนจากตัวตรวจจับแสงนี้มีอยู่ด้วยกัน 3 ตัว คือสัญญาณรบกวนควอนตัมหรือช็อต, สัญญาณรบกวนกระแสมืด และสัญญาณรบกวนความร้อน [13] ซึ่งจะกล่าวรายละเอียดต่อไปในหัวข้อ 2.2.3.1– 2.2.3.3 ตามลำดับ

2.2.3.1 สัญญาณรบกวนควอนตัมหรือช็อต (Quantum or Shot Noise)

สัญญาณรบกวนควอนตัมหรือช็อตเป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นระหว่างกระบวนการเปลี่ยนโฟตอนไปเป็นอิเล็กตรอน เกิดจากการแกว่งค่าของกระแสที่เกิดขึ้นเอง เนื่องจากสภาพความไม่ต่อเนื่องของโฟตอนที่เดินทางมาถึงตัวตรวจจับแสง ซึ่งจะแปรผันตรงกับปริมาณของกระแสแสง ค่ากระแสสัญญาณรบกวนควอนตัม (i_Q) หาได้จากสมการที่ (2.9)

$$\langle i_Q^2 \rangle = \sigma_Q^2 = 2qI_p BM^2 F(M) \quad (2.9)$$

ซึ่ง I_p คือค่าเฉลี่ยของกระแสแสง
 B คือค่าแบนด์วิดท์ทางไฟฟ้าของตัวตรวจจับแสง
 M คือค่าคูณเพิ่มของกระแสแสงเมื่อใช้ตัว APD ในกรณี PIN จะมีค่าเป็น 1
 $F(M)$ คือตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise Figure) ที่เกิดจากลักษณะสุ่ม (Random Nature) ของกระบวนการถล่ม ในกรณี PIN จะแทนค่าเป็น 1

2.2.3.2 สัญญาณรบกวนกระแสมืด (Dark Current Noise)

สัญญาณรบกวนกระแสมืดเป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในกรณีที่ไม่มีแสงมาตกกระทบตัวตรวจจับแสงเลย แต่ยังคงมีกระแสแสงผลิตขึ้นมาบ้างอันเนื่องจากไบแอสย้อนกลับที่ป้อนไว้ตลอดเวลาทำให้เกิดเป็น Quantum Noise ของกระแสมืด สัญญาณรบกวนนี้ขึ้นอยู่กับการออกแบบโครงสร้างของตัวรับแสงรวมถึงวัสดุและอุปกรณ์ที่เลือกใช้ กระแสมืด (i_D) หาได้จากสมการที่ (2.10)

$$\langle i_D^2 \rangle = 2qI_D BM^2 F(M) + 2qI_L B \quad (2.10)$$

ซึ่ง I_D คือค่า Bulk Dark Current

I_L คือค่ากระแสรั่วเชิงผิว (Surface Leakage Current)

2.2.3.3 สัญญาณรบกวนความร้อน (Thermal Noise)

สัญญาณรบกวนความร้อนเป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากตัวต้านทานโหลด (Load Resistor, R_L) เกิดจากการแกว่งค่าของกระแสอันเนื่องจากการเคลื่อนที่อย่างสุ่มของอิเล็กตรอนผ่านในตัวต้านทานโหลดภายในตัวตรวจจับ ซึ่งจะแปรผันตรงกับอุณหภูมิ กระแสสัญญาณรบกวนความร้อน (i_T) หาได้จากสมการที่ (2.11)

$$\langle i_T^2 \rangle = \sigma_T^2 = \frac{4k_B T}{R_L} B \quad (2.11)$$

ซึ่ง T คือค่าอุณหภูมิสัมบูรณ์ หน่วยเป็นองศาเคลวิน

k_B คือค่าคงที่ของ Boltzmann ซึ่งมีค่าเท่ากับ $1.38 \times 10^{-23} \text{ J K}^{-1}$

2.2.4 สัญญาณรบกวนจากตัวขยายสัญญาณ (Amplifier Noise)

สัญญาณรบกวนจากตัวขยายสัญญาณได้ โดยแบ่งเป็นกระแสสัญญาณรบกวนอ้างอิงเข้า จาก TIA ($i_{n, TIA}$) และ แรงดันสัญญาณรบกวนอ้างอิงเข้า จากตัวขยายหลัก ($v_{n, MA}$) สามารถหาค่าสัญญาณรบกวนรวมเนื่องจากตัวขยายสัญญาณต่างๆ ได้ดังสมการที่ (2.12) [16]

$$i_{n, TIA}^2 = i_{n, TIA}^2 B_{TIA} + \frac{v_{n, MA}^2 B_{MA}}{R_{TIA}^2} \quad (2.12)$$

ซึ่ง B_{TIA} คือค่าแบนด์วิธของ TIA

B_{MA} คือค่าแบนด์วิธของ MA

R_{TIA} คือค่าอัตราขยายของ TIA

สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นที่ภาครับของทรานส์พอนเดอร์ทั้งหมดก็คือผลรวมของสัญญาณรบกวนจากตัวรับแสงทั้ง 3 ชนิดกับสัญญาณรบกวนจากตัวขยายสัญญาณซึ่งผลรวมของสัญญาณรบกวนจากทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ออกแบบขึ้นจะแสดงในบทที่ 5

2.3 การออกแบบลายวงจรสำหรับวงจรความเร็วสูง

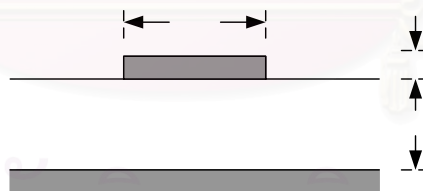
เนื่องจากระบบส่งสัญญาณทางแสงเป็นระบบส่งสัญญาณที่มีความเร็วสูง ดังนั้น วงจรที่จะทำการขับสัญญาณจึงต้องเป็นวงจรที่มีความเร็วสูงตามไปด้วย ดังนั้น การออกแบบลายวงจรเพื่อที่จะประกอบเป็นทรานส์พอนเดอร์ทางแสงนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องออกแบบลายวงจรให้สามารถทำงานได้ในความเร็วสูง ซึ่งจะอธิบายหลักการสำคัญในการออกแบบวงจรความเร็วสูงที่สำคัญและจำเป็นในหัวข้อ 2.3.1-2.3.5

2.3.1 Matching Impedance

ในวงจรความเร็วสูงจำเป็นที่จะต้องพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้า ขาออก และบนลายวงจรให้ในการออกแบบออกแบบให้เป็นลักษณะ Microstrip คือลายวงจรของสัญญาณอยู่ภายนอกแผ่นวงจร มีค่าที่เหมาะสมกันเพื่อไม่ให้เกิดการสะท้อนของสัญญาณ ซึ่งในการออกแบบวงจรมันเราสามารถคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ได้ตามสมการ (2.13) [17]

$$Z_0 \approx \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \cdot \ln \left(\frac{5.98 \cdot H}{0.8 \cdot W + T} \right) \quad (2.13)$$

ซึ่ง ϵ_r คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (สำหรับ FR4 = 4.5) สำหรับค่า H W และ T นั้นแสดงตามรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 ภาคตัดขวางของ Microstrip line

การออกแบบจะมีข้อกำหนดว่าเป็นอิมพีแดนซ์ 50 Ω ตามลักษณะขาออกและเข้าของวงจรที่เลือกใช้ สำหรับเลเซอร์โมดูลมักต้องการอิมพีแดนซ์ขาเข้า 25 Ω ซึ่งต้องออกแบบลายวงจรให้เป็นไปตามข้อกำหนดดังกล่าว

โดยการเลือกวัสดุที่จะใช้ทำเป็นแผ่น PCB ก็มีผลต่อค่าอิมพีแดนซ์โดยจะเป็นตัวกำหนดค่าคงที่ไดอิเล็กตริกในสูตร (2.13)

2.3.2 ระดับสัญญาณดิจิทัลความเร็วสูง

ในระบบส่งสัญญาณแบบดิจิทัลนั้นจะทำการแทนค่าระดับของสัญญาณบิต '0' และ '1' ด้วยระดับของสัญญาณซึ่งจะสามารถเลือกระดับสัญญาณที่ใช้เป็นมาตรฐานได้ ระดับสัญญาณที่นิยมใช้ในการส่งสัญญาณดิจิทัลความเร็วสูงแสดงในตารางที่ 2.1 [17]

ตารางที่ 2.1 มาตรฐานระดับสัญญาณดิจิทัลชนิดต่างๆ พร้อมทั้งระดับสูงสุดต่ำสุดของสัญญาณ และค่าตัดสินบิต

ระดับสัญญาณ	ไฟเลี้ยง	VOH	VOL	VPP	Voffset
LVDS	3.3V	1.4V	1.0V	350-400mV	1.2V
PECL	5V	4.0V	3.2V	800-1000mV	3.6V
LVPECL	3.3V	2.5V	1.5V	800-1000mV	2.0V
CML	5V	5V	4.6V	400mV	4.8V

ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีการนำระดับสัญญาณ LVDS และ LVPECL มาใช้งาน ซึ่งระดับสัญญาณทั้งสองชนิดที่เลือกจะใช้จะใช้ไฟเลี้ยงระดับ 3.3 V จึงไม่จำเป็นต้องมีไฟเลี้ยงหลายระดับให้แก่วงจรรวม สำหรับการเลือกระดับสัญญาณแต่ละชนิดในการต่อวงจรเพื่อ matching impedance ซึ่งจะกล่าวต่อไปในบทที่ 4 เกี่ยวกับการออกแบบลายวงจร

2.3.3 ลายวงจรแบบเดี่ยว (Single-ended) กับแบบผลต่าง (Differential)

ลักษณะของลายเส้นสัญญาณนั้นนอกจากต้องคำนึงถึงระดับของสัญญาณตามหัวข้อ 2.3.2 แล้วยังสามารถเลือกการเชื่อมต่อสัญญาณได้อีก 2 ประเภทคือแบบเดี่ยวและแบบผลต่าง การเชื่อมต่อแบบผลต่างมีข้อดีคือสัญญาณโดยปกติจะถูกสัญญาณรบกวนเข้ามารบกวน ดังนั้นเมื่อเป็นสัญญาณแบบผลต่างสัญญาณรบกวนจะถูกหักล้างไปได้เมื่อเข้าสู่ชิปวงจร ซึ่งเหมาะสมกับวงจรความเร็วสูง แต่การออกแบบลายวงจรแบบผลต่างก็มีข้อควรระวังในเรื่องเส้นของสัญญาณผลต่างต้องเป็นเส้นสัญญาณที่มีความยาวเท่ากัน หากความยาวของเส้นคู่ผลต่างยาวไม่เท่ากันแล้วจะส่งผลให้เกิดความเหลื่อมล้ำของสัญญาณผลต่าง จนอาจจะเป็นผลให้ตัดสินบิตไม่ถูกต้อง

2.3.4 การออกแบบ Ground ในวงจรความเร็วสูง

ในวงจรความเร็วสูงเมื่อเส้นลายวงจรเดินทางใกล้กันหรือเดินทางคนละ Layer แต่แนวทางเดินทับกันอาจจะเกิดการกระโดดข้ามของสัญญาณรบกวนจากเส้นสัญญาณหนึ่งไปยังอีกเส้นสัญญาณหนึ่ง หรือจาก Layer หนึ่งไปยังอีก Layer หนึ่งได้ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องออกแบบ Ground เพื่อป้องกันดังนี้ โดยระหว่าง Layer ที่เป็นลายสัญญาณข้อมูลกับ Layer ที่เป็นชั้นของไฟเลี้ยงจำเป็นต้องมี Layer ที่เป็น Ground plane กั้นกลางเพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำเข้ามารบกวนลายวงจรสัญญาณข้อมูลความเร็วสูง นอกจากนี้ลายวงจรสัญญาณข้อมูลความเร็วสูงที่ขนานกันหรืออยู่ใกล้กันมากควรที่จะแยกออกจากกันหรือมีเส้น Ground วางขนานอยู่เพื่อลดการแทรกสอดกันของสัญญาณ

2.3.5 การเลือกหัวต่อและจุดเชื่อมต่อในวงจรความเร็วสูง

ในการออกแบบวงจรต่างๆ นั้น นอกจากลายวงจรที่ต้องออกแบบให้เหมาะสมกับความเร็วของสัญญาณความถี่ต่างๆ แล้วหัวต่อและจุดเชื่อมต่อต่างๆ ก็มีผลต่อสัญญาณอย่างมาก โดยความเร็วของสัญญาณต้องน้อยกว่าค่า Bandwidth Limit ของหัวต่อนั้นๆ โดยหัวต่อที่นิยมใช้ในวงจรความเร็วสูงจะแสดงดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 หัวต่อที่นิยมใช้ในวงจรความเร็วสูง

ชื่อหัวต่อ	อิมพีแดนซ์	ช่วงความถี่ที่ใช้งาน
BNC	50 หรือ 75 โอห์ม	DC ถึง 4 GHz
SMA	50 โอห์ม	DC ถึง 24 GHz
SMB	50 โอห์ม	DC ถึง 4 GHz
SMC	50 โอห์ม	DC ถึง 10 GHz
TNC	50 โอห์ม	DC ถึง 4 GHz
N-Type	50 โอห์ม	DC ถึง 12.4 GHz
UHF	50 โอห์ม	DC ถึง 300 MHz
Mini-UHF	50 โอห์ม	DC up to 2.5GHz and voltage up to 335V

2.4 การวัดประสิทธิภาพของทรานส์พอนเดอร์ทางแสง

ในการออกแบบและประกอบทรานส์พอนเดอร์ทางแสงโดยวิธีมอดูเลตโดยตรง และวิธีการตรวจจับโดยตรงที่ความเร็ว 2.5 Gb/s หลังจากที่ได้ทำการออกแบบและประกอบสำเร็จ จำเป็นต้องมีการทดสอบเพื่อวัดประสิทธิภาพของอุปกรณ์โดยมีวิธีวัดประสิทธิภาพของอุปกรณ์ได้ ดังนี้

2.4.1 ค่าอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate, BER)

มีมาตรฐานมากมายในการวัดค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่เกิดขึ้นในสายข้อมูลแบบดิจิทัล (Digital Data Stream) โดยพื้นฐานทั่วไปคือการหารจำนวนบิตผิดพลาดที่เกิดขึ้นในช่วงเวลา t (N_e) ด้วยจำนวนบิตทั้งหมดที่ส่งไปในช่วงเวลา t (N_t) ดังแสดงในสมการที่ (2.14)

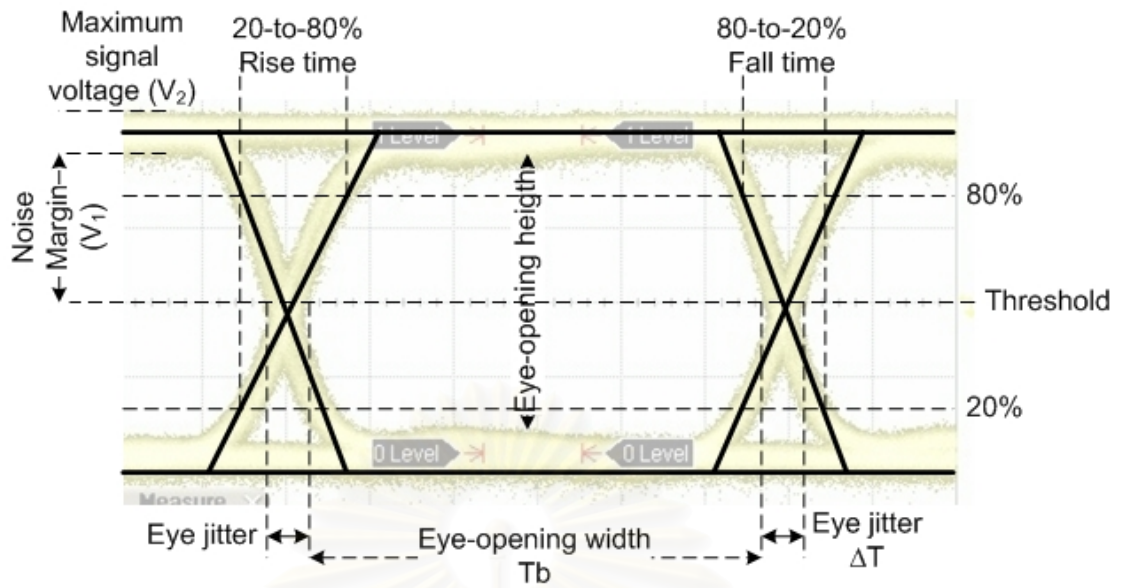
$$BER = \frac{N_e}{N_t} = \frac{N_e}{B \times t} \quad (2.14)$$

โดยที่ $B = 1/T_b$ คืออัตราบิต (Bit rate) ซึ่งเท่ากับส่วนกลับของคาบบิต

ค่า BER ที่ยอมรับได้ในระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงจะต้องมีค่าน้อยกว่า 10^{-9} ซึ่งโดยทั่วไปค่า BER จะมีค่าอยู่ในช่วง 10^{-9} ถึง 10^{-12} [13]

2.4.2 แผนภาพรูปตา (Eye Diagram)

เป็นวิธีที่นิยมใช้ในการบอกประสิทธิภาพของอุปกรณ์รับส่งสัญญาณ โดยอาศัยการจับสัญญาณดิจิทัลที่ได้ส่งผ่านอุปกรณ์ที่ต้องการทดสอบโดยสัญญาณจะมีลักษณะเป็นสัญญาณสุ่ม เมื่อพิจารณาสัญญาณสุ่มทุกๆ 3 บิตจะมีลักษณะเป็นสัญญาณ 8 ชุด คือ 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110 และ 111 ซึ่งเมื่อนำมาซ้อนกันจะได้สัญญาณลักษณะคล้ายรูปตาที่เปิด จึงเป็นที่มาของชื่อแผนภาพรูปตาดังแสดงในรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 แผนภาพรูปตาซึ่งเกิดจากการซ้อนกันของสัญญาณสัญญาณ 8 ชุด คือ 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110 และ 111 พร้อมทั้งค่าตัวแปรต่างๆที่วัดได้จากแผนภาพรูปตา

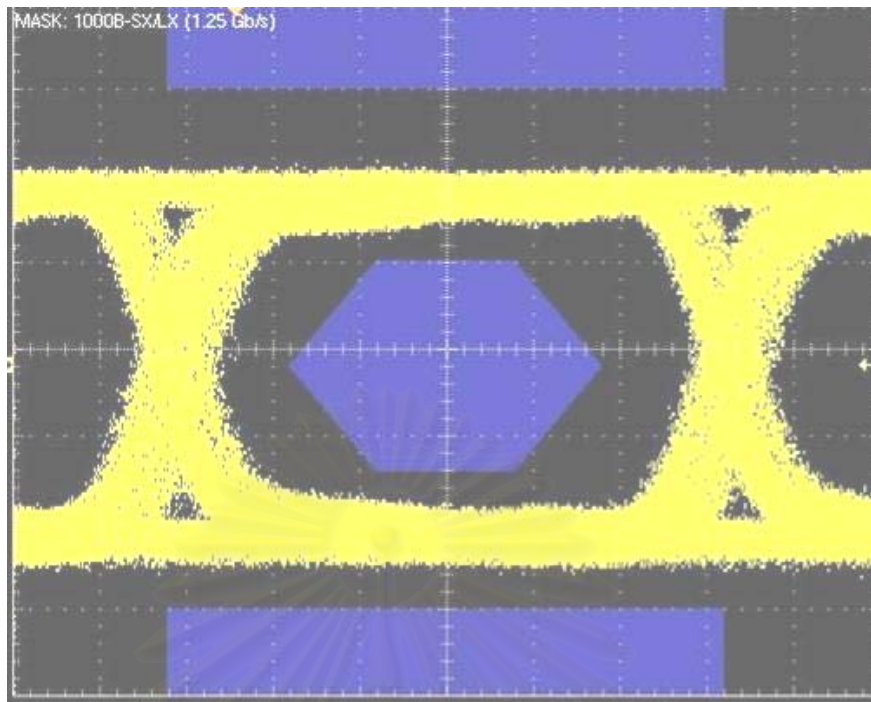
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ 2.3 ตัวแปรต่างๆ ซึ่งเป็นตัวบ่งบอกคุณลักษณะของสัญญาณที่วัดได้จากแผนภาพรูปตา

ตัวแปร	ความหมาย
Eye-opening height	ระดับความต่างของสัญญาณบิต 0 และ 1 ยิ่งค่าสูงยิ่งดี
Eye-opening width	คาบของ 1 บิต (T_b) (ที่ 2.5 Gb/s = 400 ps) ซึ่งยิ่งกว้างเท่ากับคาบบิตเท่าไรยิ่งดี
Jitter	บอกระดับการแกว่งของคาบสัญญาณยิ่งมีค่าน้อยยิ่งดี ถ้ามีค่ามากจะทำให้วงจรกู้คืนสัญญาณนาฬิกาไม่สามารถกู้คืนสัญญาณนาฬิกาถัดออกมาได้ และยังส่งผลให้อัตราความผิดพลาดบิตมีค่าสูงขึ้น
Rise time & Fall time	ช่วงเวลาเพิ่มและลดระดับแรงดันของสัญญาณ เป็นตัวบอกเวลาที่ใช้เปลี่ยนจากบิต '0' ไปเป็นบิต '1' และบิต '1' ไปเป็นบิต '0' ตามลำดับ
Threshold	ระดับแรงดันตัดสินบิต 0 และ 1
Noise margin	$Noise\ margin\% = \frac{V_1}{V_2} \times 100\%$

นอกจากการวัดค่าตัวแปรต่างๆ ดังกล่าวมาในตารางแล้วยังมีอีกวิธีหนึ่งที่ใช้ในการวัดประสิทธิภาพของแผนภาพรูปตาคือการทดสอบด้วยหน้ากากมาตรฐาน (Standard Eye Mask Test) ซึ่งมีลักษณะเป็นหน้ากากที่ครอบลงไปบนแผนภาพรูปตา

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 2.18 หน้ากากมาตรฐานเพื่อใช้ในการทดสอบประสิทธิภาพของสัญญาณโดยแบ่งเป็น หน้ากากที่อยู่ด้านบนของสัญญาณ อยู่กลางสัญญาณและอยู่ล่างสัญญาณรูปตา

หน้ากากรูปตาดังกล่าวแบ่งเป็น 3 ส่วนคือ ส่วนบนของสัญญาณเพื่อทำการวัดเกี่ยวกับการเกิด Overshoot ของสัญญาณ ช่วงกลางแผนภาพรูปตาเพื่อวัดเกี่ยวกับ Rise Time & Fall Time Jitter Eye-opening width และ Eye-opening height ว่าเป็นไปตามมาตรฐานหรือไม่ และส่วนล่างของสัญญาณเพื่อวัดการเกิด Undershoot ของสัญญาณโดย

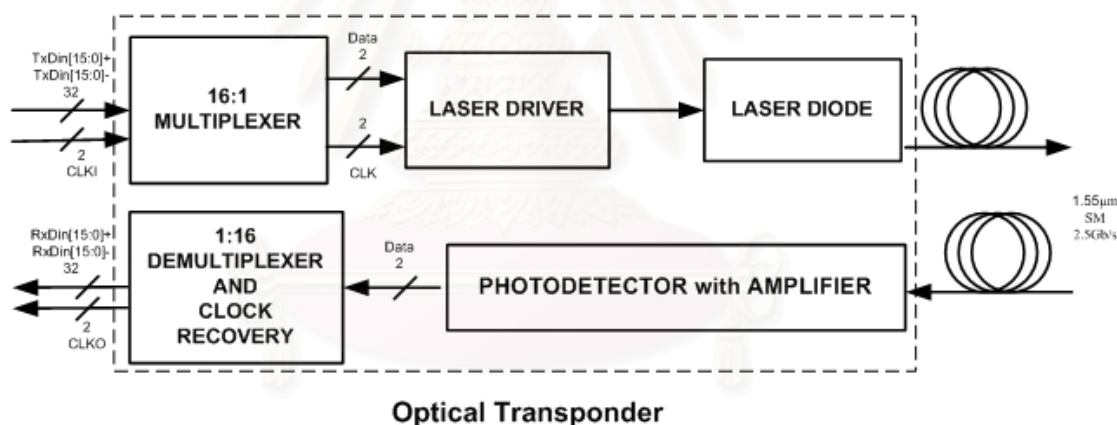
ในบทที่ 2 ที่กล่าวมาจะเป็นส่วนของรายละเอียดทั่วไปของส่วนประกอบของอุปกรณ์รับส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสง ซึ่งในบทที่ 3 จะกล่าวเจาะเข้าไปในรายละเอียดของอุปกรณ์ส่วนต่างๆ ที่เลือกใช้เพื่อประกอบเป็นทรานส์พอนเดอร์ทางแสงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 3

การออกแบบทรานส์พอนเดอร์ทางแสงโดยใช้เทคนิคการมอดูเลตโดยตรง และการตรวจจับโดยตรงที่อัตราส่ง 2.5 Gb/s

ในปัจจุบันการสื่อสารทางแสงเข้ามามีบทบาทสำคัญกับการสื่อสารในประเทศไทยเป็นอย่างมาก เครือข่ายเส้นใยนำแสงถูกวางครอบคลุมทั่วประเทศ เมื่อมีการใช้ระบบการสื่อสารทางแสงเข้ามาร่วมกับการสื่อสารทางไฟฟ้าที่ใช้กันมายาวนาน ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องใช้อุปกรณ์แปลงสัญญาณทางแสงเป็นสัญญาณทางไฟฟ้า และสัญญาณทางไฟฟ้าเป็นสัญญาณทางแสงมากขึ้น ดังนั้นอุปกรณ์เหล่านี้จึงเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญในการเชื่อมระหว่างโครงข่ายการสื่อสารความเร็วสูงกับโครงข่ายการสื่อสารที่ใช้ในปัจจุบัน ซึ่งในปัจจุบันนั้นอุปกรณ์เหล่านี้ต้องนำเข้ามาจากต่างประเทศส่งผลให้มีต้นทุนต่อชิ้นสูงจึงเป็นที่มาในการออกแบบทรานส์พอนเดอร์ทางแสงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เพื่อให้ประเทศไทยสามารถพึ่งพาอุปกรณ์ที่ประกอบในประเทศได้



รูปที่ 3.1 แผนภาพส่วนประกอบทรานส์พอนเดอร์ทางแสงซึ่งวงจรจะถูกแบ่งเป็น 2 ส่วนคือหนึ่งภาคส่งสัญญาณทางแสงที่ประกอบด้วย ซีเรียลไลเซอร์ ตัวขับเลเซอร์ และเลเซอร์ และสองภาครับสัญญาณทางแสงที่ประกอบด้วย ตัวรับแสง ตัวขยายสัญญาณ และตัวดีซีเรียลไลเซอร์ โดยทรานส์พอนเดอร์ทางแสงนี้รับ-ส่งสัญญาณทางไฟฟ้าความเร็ว 155 Mb/s 16 ช่องสัญญาณและรับ-ส่งสัญญาณแสงที่ความเร็ว 2.5 Gb/s

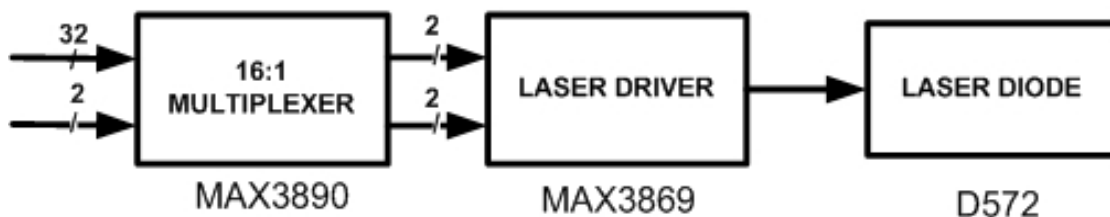
รูปที่ 3.1 แสดงแผนภาพส่วนประกอบทรานส์พอนเดอร์ทางแสงทั่วไป โดยในโครงร่างวิทยานิพนธ์นี้จะทำการออกแบบและประกอบทรานส์พอนเดอร์ทางแสง โดยใช้เทคนิคการมอดูเลตโดยตรง และการตรวจจับโดยตรงที่ความเร็ว 2.5 Gb/s ต่อไปจะทำการทดลอง ทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ประกอบขึ้นโดยรับส่งข้อมูลผ่านเส้นใยนำแสงแบบโหมดเดียว

ในการประกอบทรานส์พอนเดอร์ทางแสงโดยวิธีมอดูเลตโดยตรง และการตรวจจับโดยตรงที่ความเร็ว 2.5 Gb/s มีปัจจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบดังนี้ ทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ออกแบบจะต้องถูกนำไปใช้งานกับเครือข่ายเส้นใยนำแสงแบบโหมดเดียวซึ่งมีแบนด์วิดท์สำหรับใช้ส่งข้อมูลได้กว้างกว่าเส้นใยนำแสงแบบหลายโหมดและเมื่อต้องการให้ได้ระยะทางไกลจึงเลือกส่งคลื่นแสง ที่ช่วงความยาวคลื่น 1,550 nm ซึ่งมีค่าลดทอนต่ำมากถึง ประมาณ 0.3 dB/km โดยให้ทรานส์พอนเดอร์ที่ออกแบบมีอัตราเร็วในการส่งข้อมูลตามมาตรฐาน SONET/SDH คือ ที่ความเร็ว OC-48/SDH-16 (หรือประมาณ 2.5 Gb/s) โดยต้องผ่านมาตรฐาน ITU-T G.957 และสามารถส่งข้อมูลผ่านเส้นใยนำแสงที่มีความยาวรวมถึง 15 กิโลเมตร (ซึ่งเป็นระยะทางมาตรฐานที่ถูกกำหนดว่าระยะ Intermediate-reach/Short-haul) โดยจะต้องมีอัตราความผิดพลาดบิตน้อยกว่า 10^{-9} เมื่อทดสอบด้วยสัญญาณข้อมูลชนิด PRBS (Pseudo-Random Binary Sequence) 2^7-1 polynomial ซึ่งเป็นรูปแบบตามมาตรฐาน ITU-T V.29

ตามข้อกำหนดขั้นต้นสามารถคำนวณค่าการลดทอนที่คาดว่าจะเกิดขึ้นได้เป็น 64.5% โดยมีช่วงเวลา 1 คาบของบิตเป็น 400 ps ในการออกแบบเลือกใช้ระดับสัญญาณ LVDS (Low Voltage Differential Signal) ตามมาตรฐาน IEEE1596.3 ลักษณะเป็นสัญญาณแบบคู่ผลต่างที่มีระดับสัญญาณอยู่ในช่วงประมาณ 250-400 mV ซึ่งเหมาะสำหรับการส่งสัญญาณดิจิทัลความเร็วสูง โดยสัญญาณแสงที่สร้างขึ้นต้องมีค่าสัดส่วนเอกซ์ทิงชันเกิน 8.2 dB ตามมาตรฐาน ITU-T G.957 [18]

ในส่วนของวงจรจะถูกแบ่งเป็น 2 ส่วนคือภาคส่งสัญญาณทางแสงและภาครับสัญญาณทางแสง โดยมีรายละเอียดของวงจรที่เลือกใช้ในการประกอบดังที่จะกล่าวต่อไปในหัวข้อ 3.1 และ 3.2 ตามลำดับ

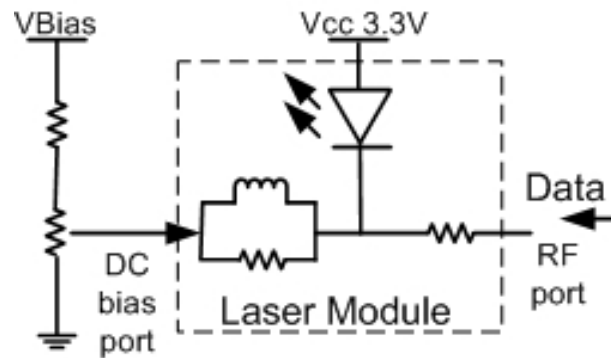
3.1 ภาคส่งสัญญาณทางแสง



รูปที่ 3.2 ส่วนประกอบตัวส่งสัญญาณทางแสงและอุปกรณ์ที่เลือกใช้(จากซ้าย) คือ ซีเรียลไลเซอร์ ตัวขับเลเซอร์ และเลเซอร์ โดยใช้วงจรรวม model MAX3890 MAX3869 จากบริษัท Maxim และเลเซอร์โมดูล model D572 จากบริษัท Triquint Semiconductor ตามลำดับ

ในส่วนภาคส่งสัญญาณทางแสงนี้จะมีการทำงานโดยรับข้อมูลอัตราความเร็ว 155 Mb/s ที่ขนานกันเข้ามา 16 สัญญาณ ก่อนทำการรวมสัญญาณด้วยตัวซีเรียลไลเซอร์ (Serializer) จาก 16 สัญญาณเป็น 1 สัญญาณที่มีอัตราความเร็ว 2.5 Gb/s จากนั้นนำข้อมูลที่ได้ไปทำการปรับระดับของสัญญาณให้เหมาะสมในการขับตัวเลเซอร์ที่ตัวขับเลเซอร์ ก่อนส่งเข้าสู่ตัวเลเซอร์เพื่อทำการมอดูเลตแบบโดยตรง ดังแสดงในรูปที่ 3.2

เพื่อลดปัญหาการกระจายออกของสัญญาณเนื่องจากโครมาติกดิสเพอร์ชัน (Chromatic Dispersion, CD) เลเซอร์ที่เลือกใช้จึงเป็นแบบ Distributed Feedback (DFB) เนื่องจากมีความกว้างของสเปกตรัม (Spectrum width) แคบมากทำให้ไม่จำเป็นต้องมีการใช้เส้นใยนำแสงแบบ Dispersion Compensation Fiber, DCF เพื่อลดปัญหาการกระจายออกของสัญญาณและเป็นการลดต้นทุนของการวางสายใยแก้วนำแสงชนิดใหม่นี้ นอกจากนั้นเลเซอร์ที่เลือกใช้ยังเป็นแบบ Uncooled ที่ไม่จำเป็นต้องมีตัวทำความเย็นแบบ Thermo Electric Cooler (TEC) สำหรับระบายความร้อนของตัวเลเซอร์โมดูล จึงไม่จำเป็นต้องมีวงจรที่ซับซ้อนสำหรับควบคุม TEC



รูปที่ 3.3 วงจรไบแอสที่ในตัวเลเซอร์โมดูลที่ทำหน้าที่รับสัญญาณไบแอสจาก วงจรไบแอสผ่านทาง DC Bias port และรับสัญญาณมอดูเลตผ่านทาง RF Port เพื่อ ใช้ในการขับเลเซอร์

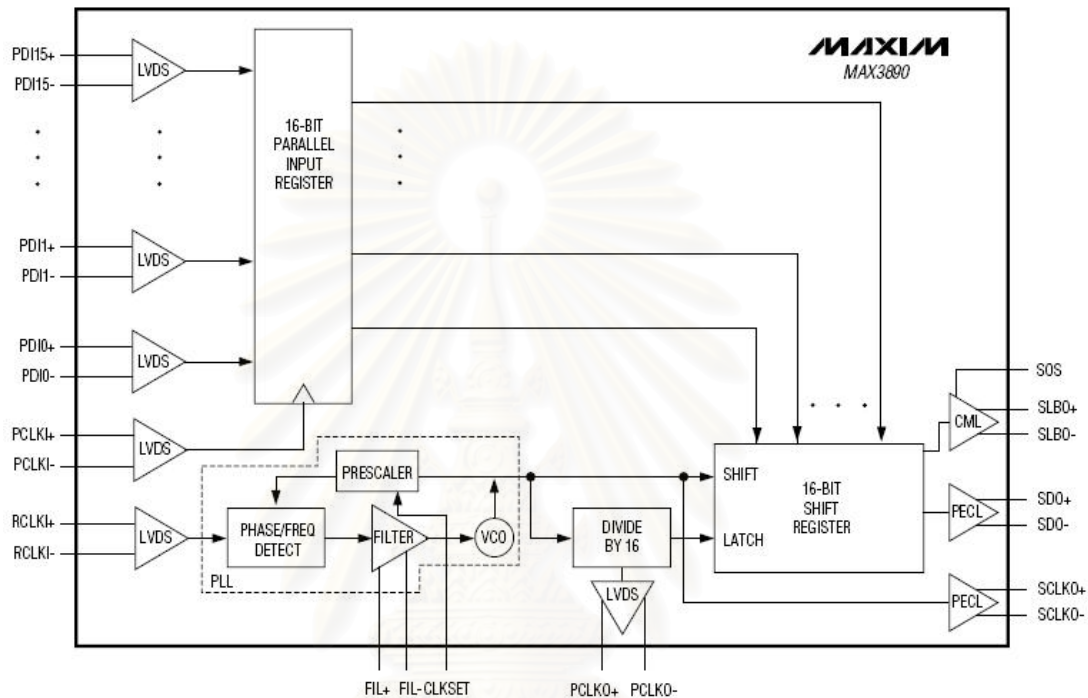
เลเซอร์จะทำงานได้ต้องได้รับทั้งกระแสไบแอสและกระแสมอดูเลตดังอธิบายไว้ใน หัวข้อ 2.1.1.3 ซึ่งได้ต่อวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.3 เริ่มต้นจาก Vcc ที่ทำหน้าที่เป็นไฟเลี้ยงให้กับ เลเซอร์ ในการไบแอสเลเซอร์ทำโดยการป้อน VBIAS เข้าไปที่ DC bias port ให้เลเซอร์อยู่ในสถานะ forward biased และในการมอดูเลตสัญญาณแสงทำโดยการป้อนกระแสมอดูเลตที่ได้จากตัวขับ เลเซอร์เข้าสู่ RF port โดยให้มีขนาด peak-to-peak มากพอที่จะให้ค่าสัดส่วนเอกซ์ทิงชัน (Extinction Ratio, ER) ของสัญญาณแสงส่งเกิน 8.2 dB ซึ่งเป็นค่าขั้นต่ำตามมาตรฐาน [18] ในการมอดูเลตสัญญาณแสงให้ได้ ER สูงจะส่งผลดีต่อค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่มีค่าน้อยลง ตัว ขับสัญญาณที่เลือกใช้ต้องมีความสามารถที่จะขยายขนาด peak-to-peak ของกระแสมอดูเลตให้ได้ประมาณ 60 มิลลิแอมป์ ดังนั้นตัวขับเลเซอร์ของบริษัท Maxim คือ IC เบอร์ MAX3869 ที่ สามารถเตรียมกระแสมอดูเลตได้ตั้งแต่ 5 มิลลิแอมป์ ถึง 60 มิลลิแอมป์ ที่ความเร็ว 2.5 Gb/s จึง ถูกเลือกใช้

ในส่วนในตัวชิปเรียลไทม์เลเซอร์จะต้องจัดเรียงสัญญาณขนาน 16 ช่องสัญญาณที่ ความเร็ว 155 Mb/s มาเป็นสัญญาณอนุกรม 1 ช่องสัญญาณที่ความเร็ว 2.5 Gb/s เพื่อใช้กับตัว ขับเลเซอร์ MAX3869 ได้โดยไม่ต้องปรับระดับสัญญาณเป็นมาตรฐานอื่น นอกจากนี้เพื่อลด ปัญหาสัญญาณรบกวนของทั้ง 16 ช่องสัญญาณจึงเลือกใช้สัญญาณข้อมูลผลต่างแบบ LVDS มา เป็นสัญญาณทางขาเข้า ดังนั้นตัวชิปเรียลไทม์เลเซอร์ของบริษัท Maxim เบอร์ MAX3890 จึงถูกเลือกใช้ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

รายละเอียดของส่วนประกอบต่างๆที่เลือกใช้ในภาคส่งจะกล่าวในหัวข้อ 3.1.1- 3.1.3 ต่อไป

3.1.1 ตัวซีเรียลไลเซอร์ที่เลือกใช้

ตัวซีเรียลไลเซอร์ที่ถูกเลือกใช้เป็นวงจรรวม (Integrate circuit, IC) ของบริษัท MAXIM model MAX3890 โดยตัววงจรรวมนี้จะทำการคูณเพิ่มความถี่ของสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงให้ด้วย



รูปที่ 3.4 วงจรภายในของตัวซีเรียลไลเซอร์ที่ใช้ในการทดลอง (ของบริษัท MAXIM model MAX3890) ซึ่งทำหน้าที่รวมสัญญาณขนาน 16 ช่องสัญญาณ ความเร็ว 155 Mb/s ให้ออกมาเป็นสัญญาณแบบอนุกรม 1 ช่องสัญญาณความเร็ว 2.5 Gb/s

การทำงานของตัวซีเรียลไลเซอร์ที่ใช้ในการทดลองแสดงดังรูปที่ 3.4 เริ่มต้นจากสัญญาณนาฬิกาและข้อมูลจำนวน 16 สัญญาณที่ความเร็ว 155 Mb/s จะถูกป้อนเข้าไปยัง RCLK และ PDI0-PDI15 ตามลำดับในลักษณะของสัญญาณแบบผลต่าง (Differential Signal) สัญญาณขาเข้าทั้งหมดอยู่ที่ระดับ LVDS [19]

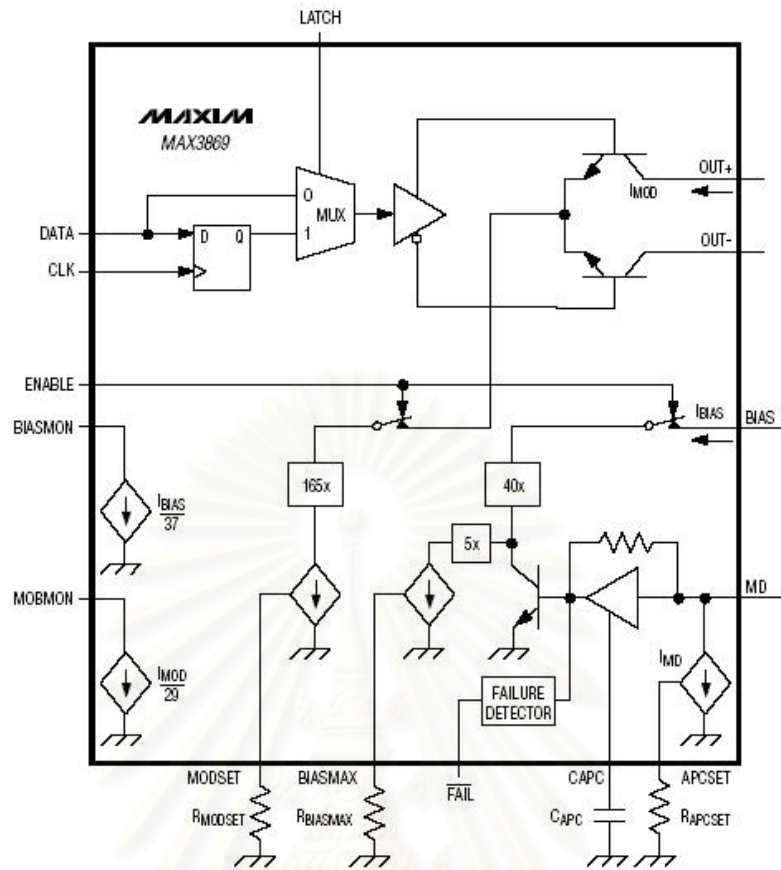
ในส่วนของสัญญาณนาฬิกาจะผ่านกรรมวิธี 2 ขั้นตอน ภายในตัวซีเรียลไลเซอร์ ขั้นตอนแรกคือสัญญาณนาฬิกาถูกคูณขึ้นออกมาเป็นสัญญาณนาฬิกาที่มีความถี่ 2.5 GHz ก่อน จะทำการหารความถี่แล้วส่งออกมาที่ PCLKO สัญญาณนาฬิกาที่ถูกหารจะมีความถี่เท่าเดิมคือ

155 เมกะเฮิรตซ์ ที่มีเฟสตรงกับสัญญาณนาฬิกา 2.5 GHz ซึ่งจะถูกป้อนเข้าไปยัง PCLKI เพื่อไปสั่งให้รีจิสเตอร์ขาเข้าแบบขนาน (Parallels Input Register) ทำการเลื่อนข้อมูลขนานที่เข้ามาทาง PDI0 ถึง PDI15 ไปยังรีจิสเตอร์แบบเลื่อน (Shift Register)

ขั้นตอนที่สอง คือสัญญาณนาฬิกาถูกคูณขึ้นออกมาเป็นสัญญาณนาฬิกาที่มีความถี่ 2.5 GHz ซึ่งเกิดจากสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงถูกส่งเข้าไปยัง Phase Lock Loop เพื่อทำการทำให้เฟสของสัญญาณนาฬิกาที่คุณออกมานั้นตรงกับสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง สัญญาณนาฬิกาที่ถูกคูณขึ้นมาได้นี้จะมีหน้าที่ไปสั่งรีจิสเตอร์แบบเลื่อน ให้เลื่อนสัญญาณขนานจากรีจิสเตอร์ขาเข้าแบบขนาน ออกมาเป็นสัญญาณอนุกรมที่ SDO และให้สัญญาณนาฬิกา 2.5 GHz ออกทาง SCLKO โดยมีระดับสัญญาณแบบ LVPECL [20]

3.1.2 ตัวขับเคลื่อนเซอร์ที่เลือกใช้

หลังจากสัญญาณขนานผ่านการรวมสัญญาณเป็นอนุกรมแล้ว สัญญาณข้อมูลและสัญญาณนาฬิกาที่ได้ก็จะถูกส่งเข้าไปยังตัวขับเคลื่อนเซอร์ ซึ่งทำหน้าที่จัดเตรียมกระแสไปแอสและกระแสข้อมูลให้เหมาะสมสำหรับขับตัวเลเซอร์ โดยในการทดลองเลือกใช้วงจรรวมขับเคลื่อนเซอร์ของบริษัท MAXIM รุ่น MAX3869

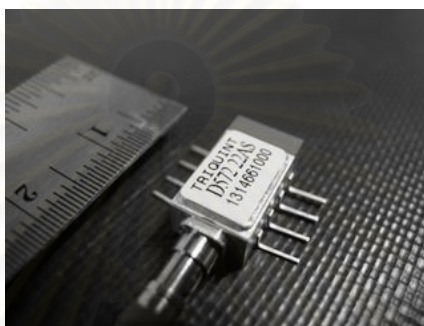


รูปที่ 3.5 วงจรภายในของตัวขับเลเซอร์ที่ใช้ในการทดลอง (ของบริษัท MAXIM model MAX3869) ซึ่งทำหน้าที่เตรียมกระแสหลอดเลเซอร์เพื่อขับตัวเลเซอร์

รูปที่ 3.5 แสดงการทำงานของตัวขับเลเซอร์ที่เลือกใช้โดยมีส่วนประกอบสำคัญแบ่งเป็น 3 ส่วน คือ (1) ส่วนด้านบนจะเป็นส่วนปรับระดับสัญญาณที่รับเข้ามา สัญญาณข้อมูลจากตำแหน่ง Data จะถูกส่งเข้าไปที่ D flip-flop และสัญญาณนาฬิกาที่รับเข้ามาจะไปทำการขับตัว D flip-flop ให้ได้สัญญาณตามคาบของสัญญาณนาฬิกา หลังจากนั้นจะถูกป้อนเข้าไปที่วงจรปรับระดับเพื่อปรับระดับสัญญาณให้ได้ตามต้องการโดยปรับค่า R_{modset} แล้วส่งไปเป็นกระแสข้อมูลขับเลเซอร์ที่ OUT, (2) ส่วนกลางของรูปจะสามารถปรับระดับของกระแสไบแอสโดยการปรับค่า $R_{biasmax}$ และ(3) ในวงจรรวมตัวนี้มีส่วนควบคุมกำลังแบบอัตโนมัติ (Automatic Power Control, APC) หากต้องการใช้จะทำการต่อ Photodetector ที่มีอยู่ในตัว Laser Module เข้ากับขา MD ซึ่งจะทำให้กำลังขาออกทางแสงของเลเซอร์ถูกควบคุมโดยอัตโนมัติด้วยกระแสไบแอส [21] แต่เนื่องจากต้องการให้ตัวทรานส์พอนเดอร์ทางแสงในวิทยานิพนธ์นี้สามารถเลือกปรับค่าต่างๆได้เองเพื่อสามารถนำไปใช้ในการวิจัยต่อไปได้จึงไม่ทำการต่อส่วนควบคุมกำลังขาออกทางแสงอัตโนมัติ แต่สามารถปรับกำลังขาออกทางแสงได้โดยปรับผ่าน R_{modset} และ $R_{biasmax}$ ได้

ตัวขับเลเซอร์ตัวนี้สามารถปรับระดับของกระแสในการมอดูเลตได้สูงถึง 60 mA ซึ่งเพียงพอที่จะใช้กับเลเซอร์ที่เลือกมาเพื่อให้มีค่า ER เกิน 8.2 dB ซึ่งจะอธิบายเกี่ยวกับตัวเลเซอร์ในหัวข้อต่อไป ในการเชื่อมต่อระหว่างตัวขับสัญญาณกับเลเซอร์จะทำแบบ AC-coupling เพื่อให้สามารถสวิตช์เปลี่ยนระดับสัญญาณได้อย่างรวดเร็ว

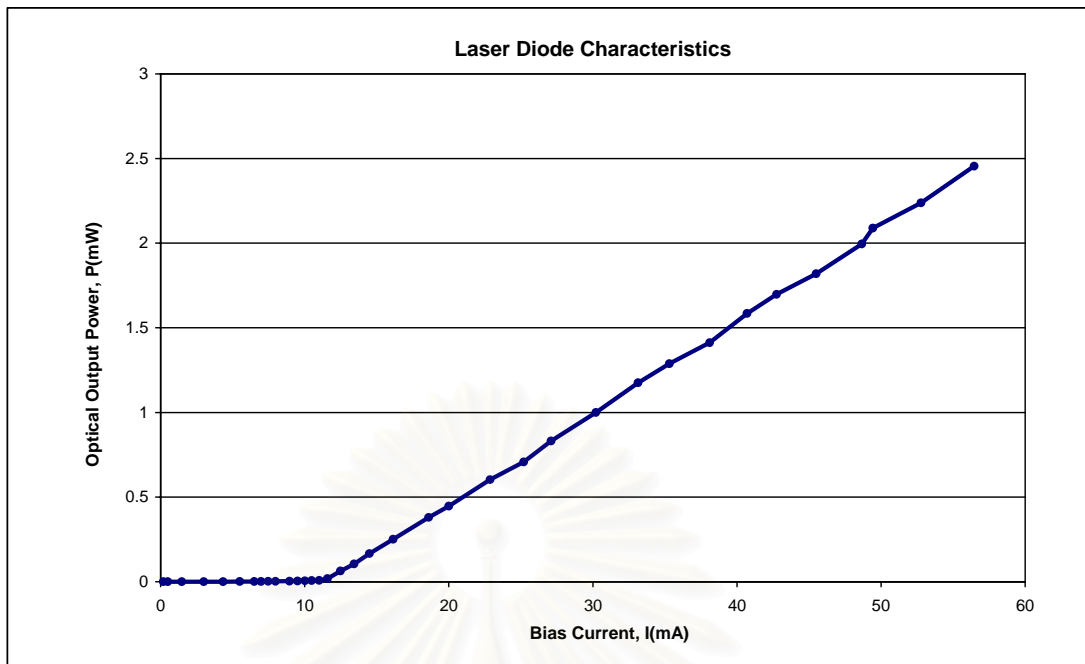
3.1.3 ตัวเลเซอร์ที่เลือกใช้



รูปที่ 3.6 เลเซอร์ที่ใช้ในการทดลอง(ของบริษัท Triquint Semiconductor model D572) เป็นเลเซอร์แบบ Uncooled สร้างสัญญาณแสงที่มีความยาวคลื่น 1,550 nm

ในส่วนของตัวเลเซอร์ไดโอด จะใช้ตัวเลเซอร์ชนิด Distributed Feedback Laser (DFB) ที่มีความยาวคลื่น 1,550 nm แบบ Uncooled ซึ่งจะมีขนาดเล็กและมีวงจรถับข้อน้อยกว่าแบบที่มี Thermo Electric Cooler (TEC) รวมอยู่ด้วย ดังแสดงในรูปที่ 3.6 [22]

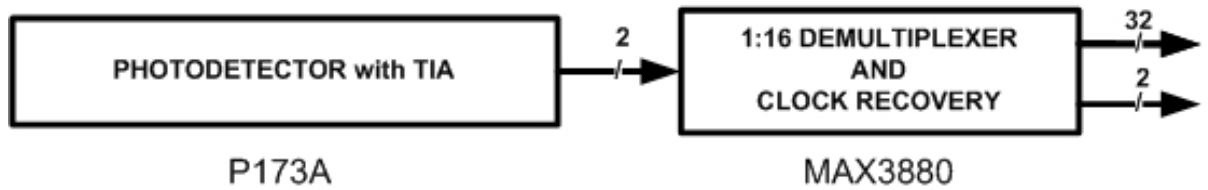
เมื่อวัดค่ากำลังทางแสงด้วยตัว Optical Power Monitor และวัดค่ากระแสป้อนเข้ากับเลเซอร์ด้วยตัวมัลติมิเตอร์ จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุตทางแสงและกระแสขับเลเซอร์แสดงดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังทางแสงและกระแสขับของเลเซอร์ที่ใช้ในการทดลอง

จากการวัดคุณลักษณะสมบัติของตัวเลเซอร์ที่เลือกใช้ได้ค่ากระแสขีดเริ่มเปลี่ยน (Threshold Current, I_{th}) เท่ากับ 11.55 มิลลิแอมป์ ค่าความชันของเส้นกราฟซึ่งหมายถึงประสิทธิภาพการแปลงกระแสเป็นพลังงานแสงซึ่งเท่ากับ 0.0538 W/A ค่าสัดส่วนเอกซ์ทิงชันมากที่สุดที่จะเป็นไปได้เท่ากับ 13.01 dB ซึ่งเกินกว่า 8.2 dB ที่กำหนดไว้ เลเซอร์ตัวนี้สามารถให้พลังงานทางแสงสูงสุด 2.5 mW และมีค่าความกว้างของสเปกตรัมแสงเท่ากับ 0.09 nm ซึ่งเมื่อนำไปคำนวณหาค่าการกระจายออกของสัญญาณที่ระยะทาง 15 กิโลเมตรซึ่งเป็นระยะทางมาตรฐาน Intermediate Reach ตามที่ตั้งเป้าหมายไว้ จะได้ผลเป็น 27 ps คิดเป็น 6% เมื่อเทียบกับคาบิตของสัญญาณความเร็ว 2.5 Gb/s (ซึ่งมีคาบิตเท่ากับ 400 ps) จึงทำให้ข้อมูลได้รับผลกระทบจากปัญหา CD น้อยมาก [13]

3.2 ภาครับสัญญาณทางแสง



รูปที่ 3.8 ส่วนประกอบของตัวรับสัญญาณทางแสงซึ่งประกอบไปด้วยตัวรับแสง ตัวขยายสัญญาณ ตัวกู้คืนสัญญาณนาฬิกา และตัวดีซีเรียลไคเซอร์

เมื่อข้อมูลแสงที่ถูกมอดูเลตด้วยอัตราความเร็ว 2.5 Gb/s จากตัวส่งสัญญาณทางแสงเดินทางผ่านเส้นใยนำแสงมายังตัวรับแสงสัญญาณทางแสง ขั้นตอนแรกคือตัวรับแสง (Photodetector) จะทำการแปลงสัญญาณแสงออกมาเป็นสัญญาณไฟฟ้าที่อัตราความเร็ว 2.5 Gb/s สัญญาณที่ได้จะถูกส่งต่อไปยังตัวขยายสัญญาณเพื่อปรับขนาดสัญญาณให้เหมาะสม ก่อนทำการแยกสัญญาณที่ตัวดีซีเรียลไคเซอร์ (Deserializer) โดยสัญญาณที่ได้ออกมาจากตัวดีซีเรียลไคเซอร์นั้นจะมีอัตราความเร็ว 155 Mb/s เป็นจำนวน 16 สัญญาณ เหมือนเช่นเดิมกับสัญญาณข้อมูลเริ่มต้น

ตัวตรวจจับแสงจะต้องสามารถตรวจจับแสงความยาวคลื่น 1,550 nm ได้ จากที่มีอยู่ในท้องตลาดมากมายการเลือกตัวตรวจจับแสงต้องดูที่ค่าความไวในการตอบสนองซึ่งถ้ายังมีค่าต่ำยิ่งถือว่ามีประสิทธิภาพในการตรวจจับแสงดี ตัวตรวจจับแสงแบบ APD จึงถูกเลือกมาใช้งาน เพราะมีค่าความไวในการตอบสนองที่ดีมากคือต่ำมากรวมทั้งราคาของ APD ในปัจจุบันนั้นแพงกว่า PIN ไม่มาก อีกทั้งได้ขนาดของสัญญาณที่ใหญ่กว่าด้วยเนื่องจากมีตัวคูณเพิ่มกระแส จึงคุ้มค่าในการเลือกใช้งานนอกจากนี้หากตัวตรวจจับแสงที่เลือกใช้มีตัวขยายสัญญาณต่อรวมมาด้วยเช่น TIA ที่ทำหน้าที่แปลงสัญญาณไฟฟ้าจากรูปกระแสเป็นแรงดันพร้อมขยายขนาดของสัญญาณด้วยจะเป็นการลดขั้นตอนการเลือกตัวขยายสัญญาณในภายหลัง ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเลือกตัวรับแสงแบบ APD ที่มี TIA รวมอยู่ในโมดูลด้วย

หลังจากที่สัญญาณไฟฟ้าความเร็ว 2.5 Gb/s ถูกขยายใหญ่ขึ้นแล้วจะถูกส่งเข้าสู่ตัวดีซีเรียลไคเซอร์ ตัวดีซีเรียลไคเซอร์ที่เลือกใช้เป็นวงจรรวมเบอร์ MAX3880 ของบริษัท MAXIM บริษัทเดียวกับตัวดีซีเรียลไคเซอร์เนื่องจากสัญญาณขาออกจะเป็นแบบ LVDS เช่นเดียวกันกับขาเข้าอีกทั้งตัวดีซีเรียลไคเซอร์นี้ยังรวมส่วนของการกู้คืนสัญญาณนาฬิกาจากสัญญาณข้อมูลเข้าไว้

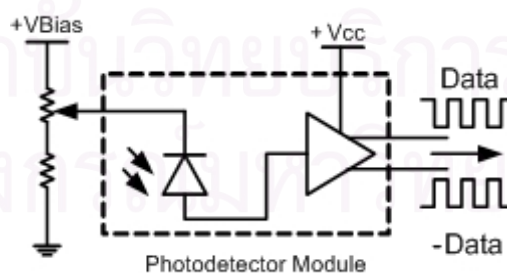
ในชิปตัวนี้ด้วยส่วนประกอบของภาครับแสงตามรูปและมีรายละเอียดอธิบายในหัวข้อ 3.2.1-3.2.2 ตามลำดับ

3.2.1 ตัวรับแสง

ตัวรับแสงทำหน้าที่ตรวจจับสัญญาณแสงที่ส่งผ่านเส้นใยนำแสงแล้วเปลี่ยนเป็นสัญญาณทางไฟฟ้า ในกรณีนี้เลือกใช้ตัวรับแสงแบบ APD ที่มีค่าความไวในการตอบสนองน้อยมากอยู่ที่ค่า -34 dBm ตัวรับแสงตัวนี้มี TIA รวมอยู่ด้วยโดยมีค่า Transimpedance ของตัว TIA ที่รวมอยู่ในโมดูลสูงถึง $4\text{k}\Omega$ และสามารถตรวจจับแสงที่มีความยาวคลื่น $1,550$ nm [23] ได้ ขนาดและรูปร่างของตัวรับแสงมีแสดงในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 ตัวรับแสงที่ใช้ในการทดลอง(ของบริษัท Triquint Semiconductor model P173A) เป็นตัวรับแสงประเภท APD และมี TIA รวมอยู่ในโมดูลด้วย

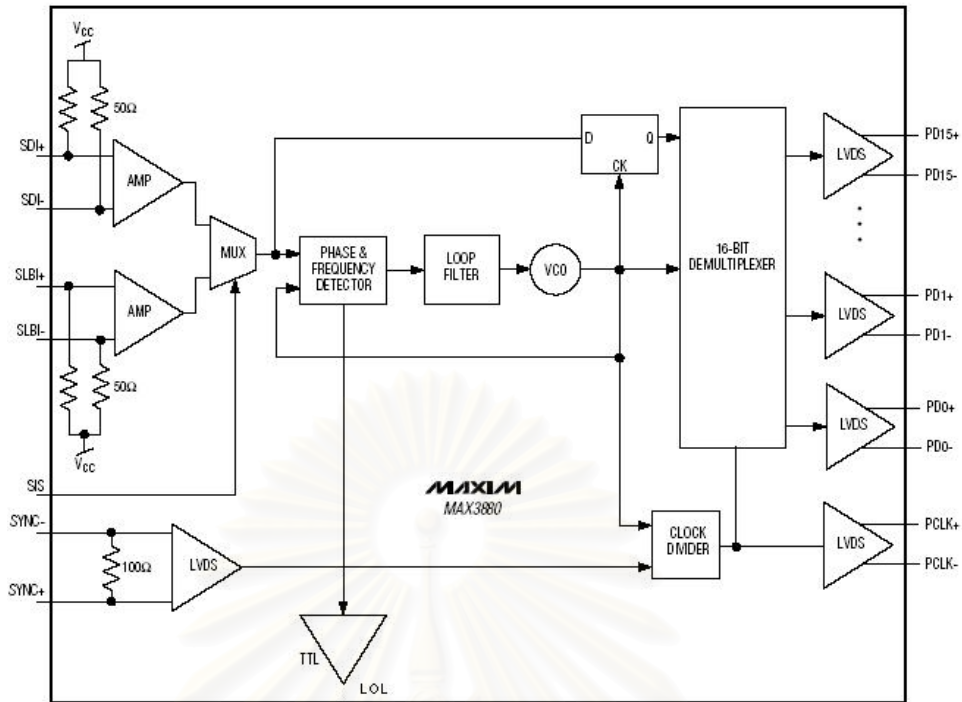


รูปที่ 3.10 วงจรที่ใช้ต่อกับตัวรับแสงเพื่อให้ตัวรับแสงทำงานต้องทำการไบแอสย้อนตัว APD ด้วยวงจรไบแอสและทำการป้อนไฟเลี้ยงให้แก่ TIA

รูปที่ 3.10 ตัว APD นี้ประกอบด้วยตัว APD ต่ออยู่กับวงจรไบแอสและ Linear Preamplifier ซึ่งจะทำหน้าที่เป็น TIA ขยายสัญญาณขั้นต้นทำการแปลงสัญญาณเป็นโดเมนแรงดันก่อนเข้าสู่ตัวขยายสัญญาณหลังในขั้นต่อไป ในการไบแอสนี้จะใช้การไบแอสย้อนกลับ ตัวรับแสงดังแสดงในวงจร เมื่อตัวรับแสงได้รับแสงก็จะทำการตรวจจับโดยตรงคือแปลงกำลังทางแสงที่รับได้ออกมาเป็นกระแส เนื่องจากตัวรับแสงที่ใช้เป็นชนิด APD ค่าตัวคูณเพิ่มกระแสในสมการที่ 2.3 สามารถถูกปรับให้มากขึ้นได้ด้วยการปรับค่าไบแอสป้อนย้อนกลับให้มากขึ้น โดยมีค่าไบแอสอยู่ระหว่าง 26 – 34 โวลต์ ระดับสัญญาณขาออกสูงสุดที่วัดได้คือ 200 mVp-p

3.2.2 ตัวดิซีเรียลไลเซอร์ที่เลือกใช้

ในส่วนของตัวดิซีเรียลไลเซอร์ ใช้วงจรแยกสัญญาณอนุกรมเป็นสัญญาณขนาน (Deserializer IC) เพื่อแยกสัญญาณ 2.5 Gb/s เป็น 155 Mb/s วงจรที่ใช้เป็นของบริษัท MAXIM model MAX3880 ประกอบไปด้วยตัวดิซีเรียลไลเซอร์ วงจรกู้คืนสัญญาณนาฬิกา และวงจร Retime สัญญาณข้อมูล โดยตัววงจรตัวนี้จะทำการกู้คืนสัญญาณนาฬิกาจากข้อมูลที่ได้รับมาด้วย หลังจากการกู้คืนสัญญาณนาฬิกาจะนำสัญญาณนาฬิกาที่ได้มาเป็นตัว Retime สัญญาณข้อมูลขนาน 16 ช่องสัญญาณเพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลกลับคืนมาดังเช่นก่อนการรวมสัญญาณในภาคส่ง



รูปที่ 3.11 วงจรภายในของตัวดิชิเรียลไลเซอร์ที่ใช้ในการทดลอง(ของบริษัท MAXIM model MAX3880) ทำหน้ารับสัญญาณข้อมูลความเร็ว 2.5 Gb/s 1 ช่องสัญญาณทำการกู้คืนสัญญาณนาฬิกาจากสัญญาณข้อมูลที่ได้รับมา หลังจากนั้น จะทำการกู้คืนสัญญาณข้อมูลและแยกสัญญาณออกเป็นสัญญาณข้อมูลความเร็ว 155 Mb/s 16 ช่องสัญญาณ

รูปที่ 3.11 แสดงการทำงานของตัวดิชิเรียลไลเซอร์ซึ่งจะรับสัญญาณเข้ามาที่ ตำแหน่ง SDI ถูกขยายขนาดที่ตัวขยายสัญญาณ ถัดไปคือการตรวจจับเฟสและความถี่ที่ Phase & frequency detector ก่อนส่งสัญญาณต่อไปเพื่อทำการสังเคราะห์สัญญาณนาฬิกาออกมา สัญญาณนาฬิกาที่ถูกกู้คืนได้จะถูกส่งไปสามแห่งคือ (1) ไปเป็นจังหวะในการกู้คืนสัญญาณข้อมูลที่ D flip-flop, (2) เป็นสัญญาณเพื่อสั่งการเลื่อนข้อมูลมาเก็บในบัฟเฟอร์แบบขนาน 16 บิต และ (3) จะถูกหารความถี่ลงเป็น 155 เมกะเฮิรตซ์ เพื่อใช้เป็นสัญญาณบอกจังหวะในการเลื่อนข้อมูล ขนาน 16 ชุดออกมาที่อัตราความเร็ว 155 Mb/s ผ่านบัฟเฟอร์เพื่อให้ระดับสัญญาณออกเป็นแบบ LVDS [24]

รายละเอียดที่กล่าวมาในบทที่ 3 เป็นรายละเอียดของอุปกรณ์ต่างๆที่เลือกใช้ในการประกอบทรานส์พอนเดอร์ทางแสงโดยเริ่มจาก ชิเรียลไลเซอร์ ตัวขับเลเซอร์ เลเซอร์ ตัวรับแสง และดิชิเรียลไลเซอร์ ส่วนรายละเอียดในการประกอบทรานส์พอนเดอร์ทางแสงจะอธิบายในบทที่ 4 ต่อไป

บทที่ 4

การออกแบบลายวงจรและการประกอบทรานส์ฟอนเดอร์ทางแสง

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดการออกแบบลายวงจรของตัวทรานส์ฟอนเดอร์ทางแสงซึ่งใช้เทคนิคการมอดูเลตโดยตรงและการตรวจจับโดยตรงที่ความเร็วข้อมูล 2.5 Gb/s ที่ได้ประกอบขึ้น

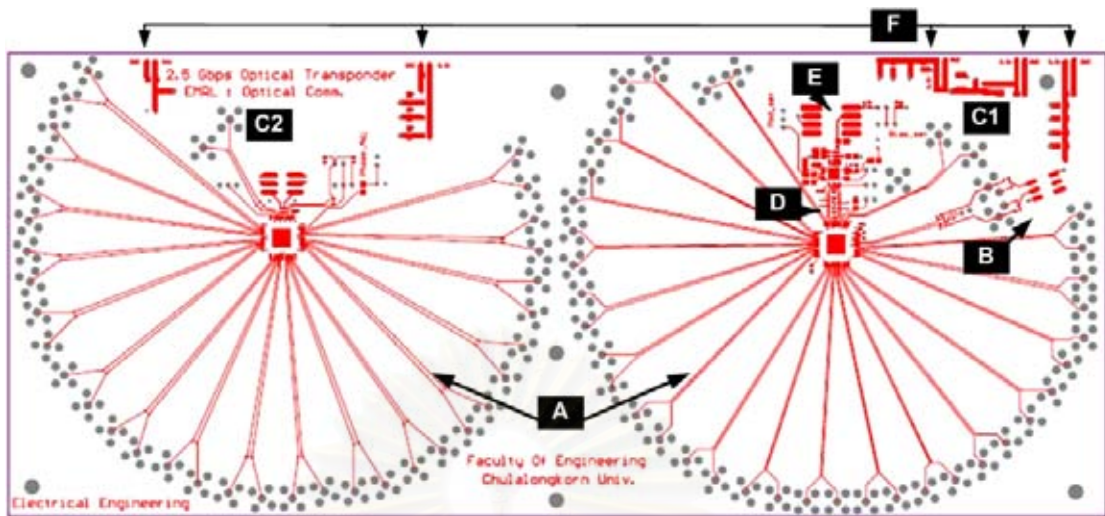
การออกแบบลายวงจรความเร็วสูงนั้นต้องมีการคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ของลายวงจรให้เหมาะกับวงจรรวมที่เลือกมาใช้, ออกแบบ Ground plane ของแผ่น PCB, การเลือกหัวต่อในการรับสัญญาณซึ่งได้อธิบายไว้ในหัวข้อ 2.3 ซึ่งจะนำมาเป็นหลักในการออกแบบทรานส์ฟอนเดอร์ทางแสงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ก่อนที่จะทำการออกแบบลายวงจรมันจำเป็นต้องทำการเลือกอุปกรณ์ที่จะประกอบเป็นทรานส์ฟอนเดอร์ทางแสง ซึ่งได้อธิบายการหลักการเลือกสรรคูปกรณ์ต่างๆ ไปแล้วในบทที่ 3 หลังจากนั้นก่อนที่จะวาดลายวงจรจะต้องทำความเข้าใจการทำงานของวงจรมีผ่าน Data Sheet ของวงจรรวมนั้นๆ และใน Data Sheet นี้จะเป็นตัวบ่งบอกค่าต่างๆ ที่จำเป็นในการวาดลายวงจร เช่น ขนาดของชิป, ขนาดของขาชิป, ข้อแนะนำในการออกแบบลายวงจร, คุณลักษณะสมบัติทางไฟฟ้าและทางแสงของชิปที่เลือกใช้, ข้อควรระวังในการออกแบบลายวงจรและการบัดกรี เป็นต้น ข้อมูลที่กล่าวมาจะเป็นข้อมูลที่สำคัญในการออกแบบลายวงจรซึ่งจำเป็นที่ผู้ที่จะออกแบบลายวงจรต้องทำความเข้าใจก่อนที่จะทำการออกแบบ

การทำการจำลองการทำงาน (Simulation) ก็เป็นอีกหนึ่งขั้นตอนที่ใช้สำหรับลดปัญหาของการทำแผ่น PCB โดยในปัจจุบันมีโปรแกรมที่ใช้ในการจำลองการทำงานอยู่มากมาย เนื่องจากราคายังค่อนข้างสูงจึงไม่ได้ถูกนำมาใช้ในการออกแบบลายวงจรในวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้วิธีการคำนวณขนาดของลายวงจรและสั่งกัด PCB มาทำการทดลองเมื่อมีจุดที่ยังมีปัญหาที่จะทำการออกแบบจุดที่มีปัญหาใหม่ ซึ่งในอนาคตหากมีโปรแกรมที่สามารถจำลองการทำงานก่อนที่จะนำไปทำ PCB จริงๆ ได้ก็จะเป็นการลดต้นทุนในการพัฒนาได้

ในบทที่ 4 นี้จะอธิบายการออกแบบวงจรทรานส์ฟอนเดอร์ทางแสงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งจะใช้ทฤษฎีที่กล่าวมาในบทที่ 2 และข้อมูลของอุปกรณ์ที่เลือกใช้ที่แสดงในบทที่ 3 มาใช้ประกอบในการออกแบบวงจรซึ่งจะกล่าวต่อไปในหัวข้อ 4.1 และ 4.2 ตามลำดับ

4.1 ลายวงจร

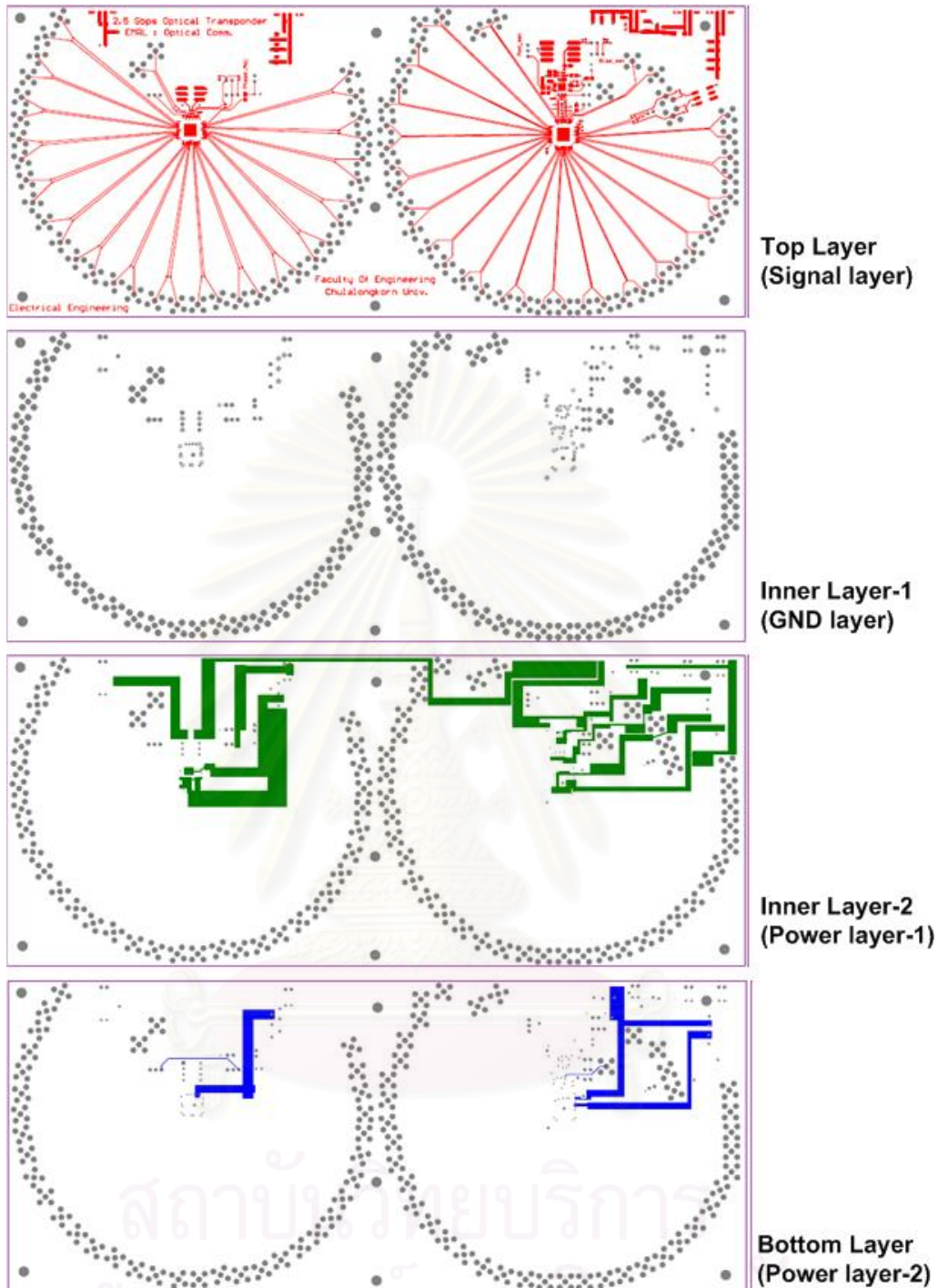


รูปที่ 4.1 ลายวงจรตัวทรานส์พอนเดอร์ทางแสงความเร็ว 2.5 Gb/s ทางด้านขวาเป็นลายวงจรของภาคส่งและทางด้านซ้ายเป็นลายวงจรของทางภาครับ

จากรูปที่ 4.1 แสดงลายวงจรของตัวทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ได้ออกแบบขึ้นในงานวิทยานิพนธ์นี้โดยวงจรนี้อยู่บนแผ่น PCB (Print Circuit Board) ชนิด FR4 ความหนาของแผ่นวงจรที่สมบรูณ์ 1 มิลลิเมตร โดยมีทั้งหมด 4 ชั้นแบ่งเป็น

- Top Layer ใช้สำหรับเดินเส้นสัญญาณไฟฟ้าข้อมูล
- Inner Layer 1 (GND) เป็นชั้นกราวด์กั้นระหว่างสัญญาณข้อมูลกับไฟเลี้ยง เพื่อไม่ให้สัญญาณข้อมูลเกิดการรบกวนกันของสัญญาณรบกวนที่มาจากไฟเลี้ยง
- Inner Layer 2 (PWR) ใช้สำหรับเดินเส้นไฟเลี้ยง DR_VCC, PD_34, M_PLL, M_VCO, D_VCC, D_PLL, VCC_CLK, LD_3.3, AMP_3.3, DR_VCCL
- Bottom Layer ใช้สำหรับเดินเส้นไฟเลี้ยง D_VCO, M_DIC, M_O

โดยมีลักษณะลายวงจรของแต่ละชั้นตามรูปที่ 4.2

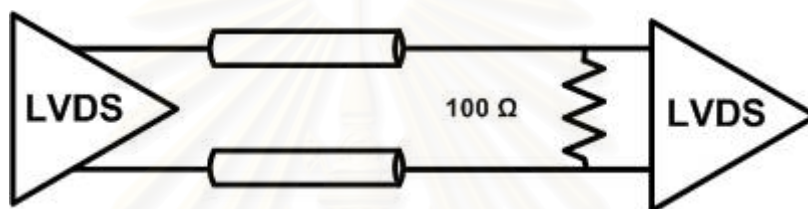


รูปที่ 4.2 ลายวงจรของทรานส์พอนเดอร์ทางแสงบนชั้นต่างๆทั้ง 4 ชั้นโดยแบ่งเป็น Top Layer ใช้สำหรับเดินเส้นสัญญาณข้อมูล Inner Layer 1 (GND) เป็นชั้นกราวด์กั้นระหว่างสัญญาณข้อมูลกับไฟเลี้ยง Inner Layer 2 (PWR) และ Bottom Layer ใช้สำหรับเดินเส้นไฟเลี้ยง

จากรูปที่ 4.1 จะแบ่งส่วนของลายวงจรออกเป็น A-F ซึ่งจะอธิบายแต่ละส่วนตามหัวข้อ 4.1.1 - 4.1.6

4.1.1 ส่วนลายวงจรเส้นสัญญาณ 155 Mb/s (ส่วน A)

ลายวงจรบริเวณนี้เลือกใช้ขนาด 11 mil ซึ่งมีขนาดเท่ากับขาของตัวซีเรียลไลเซอร์และดิซีเรียลไลเซอร์พอดี สัญญาณผ่านเป็นสัญญาณระดับ LVDS ซึ่งเป็นสัญญาณแบบผลต่างที่มีค่าแรงดันที่ระดับบิต '0' และบิต '1' ที่ประมาณ 0.925 V และ 1.475 V ตามลำดับหรือก็คือมีผลต่างของระดับสัญญาณประมาณ 250-400 mV [25] ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ขาออกอยู่ที่ 100 โอห์มทำให้จำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานสำหรับ matching impedance ตามรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 การเชื่อมต่อวงจรระดับสัญญาณ LVDS กับระดับสัญญาณ LVDS ซึ่งจะต้องมีตัวต้านทานสำหรับ matching impedance 100 โอห์มขนานอยู่กับสัญญาณคู่ผลต่าง

สำหรับภาคส่งวงจร (ด้านขวามือ) ของรูปที่ 4.1 นั้น ในตัวซีเรียลไลเซอร์ที่เลือกใช้มีการต่อตัวต้านทาน 100 โอห์ม ไว้ภายในตัววงจรแล้วจึงไม่จำเป็นต้องต่อตัวต้านทานอีก ส่วนทางภาครับจะต้องต่อตัวต้านทานตามรูปแบบที่กำหนดไว้

อีกสิ่งหนึ่งที่สำคัญเป็นอย่างยิ่งสำหรับการออกแบบลายวงจรของสัญญาณแบบผลต่างก็คือจำเป็นต้องให้ความยาวของเส้นสัญญาณคู่ขนานของผลต่างมีความยาวใกล้เคียงกันมากที่สุด โดยลายวงจรของเส้นสัญญาณของแต่ละคู่ไม่ควรเหลื่อมกันเกิน 1 ส่วน 10 ของคาบบิต และเพื่อป้องกันปัญหาของสัญญาณรบกวนจึงเลือกใช้จุดเชื่อมต่อ (connector) เป็นแบบ SMB ซึ่งสามารถใช้งานได้ความเร็วสูงถึง 4 GHz

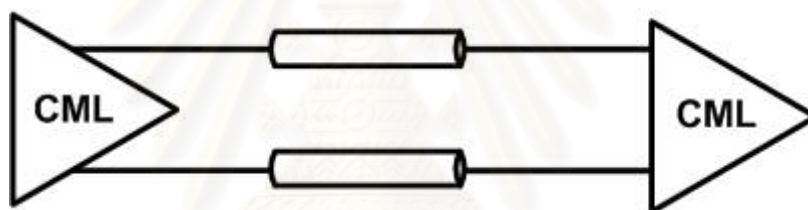
4.1.2 ส่วนลายวงจรเส้นสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง 155 เมกะเฮิร์ตซ์ (ส่วน B)

ลายวงจรส่วนนี้ทำหน้าที่รับสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง 155 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยออกแบบให้สามารถเลือกได้ว่าจะรับสัญญาณระดับ PECL (Positive Emitter Coupled Logic) จาก VCXO (Voltage Controlled Crystal Oscillator) หรือรับสัญญาณจากภายนอกผ่านจุด

เชื่อมต่อแบบ SMA โดยมีการเตรียมตัวต้านทางไว้สำหรับการ matching impedance หากทำการรับสัญญาณนาฬิกาในระดับ LVDS หรือ CML (Common Mode Logic) จากภายนอก โดยการเชื่อมต่อตัวต้านทานสำหรับแปลง CML to LVDS และ PECL to LVDS นั้นจะไม่ขอกกล่าวถึงในที่นี้ แต่สามารถศึกษาเพิ่มเติมได้จาก [25]

4.1.3 ส่วนลายวงจรการป้อนกลับ (Loop back) ทางไฟฟ้าเพื่อใช้สำหรับการทดสอบวงจร (ส่วน C1 และ C2)

ส่วนนี้จะป้อนสัญญาณจากทางซีเรียลไลเซอร์ตรงไปสู่อุปกรณ์ซีเรียลไลเซอร์ได้ทันที เพื่อทำการทดสอบระบบทางไฟฟ้า เนื่องจากสัญญาณนี้เป็นสัญญาณแบบ CML ซึ่งเป็นสัญญาณแบบผลต่างที่มีค่าแรงดันที่ระดับบิต '0' และบิต '1' ที่ประมาณ 0.4 V และ 1.2 V ตามลำดับหรือก็คือมีผลต่างของระดับสัญญาณประมาณ 800 mV ที่มีรูปแบบการเชื่อมต่อเป็นดังรูปที่ 4.4 [25]



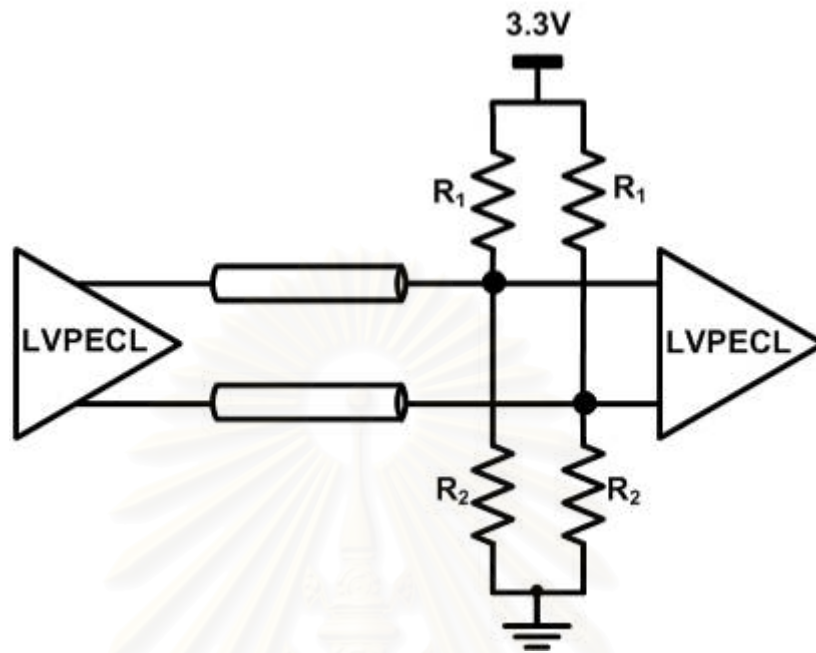
รูปที่ 4.4 การเชื่อมต่อวงจรระดับสัญญาณ CML กับระดับสัญญาณ CML สามารถต่อตรงเข้าหากันได้ทันที

จุดเชื่อมต่อเลือกใช้เป็น SMA เนื่องจากเป็นสัญญาณที่มีความเร็วสูงถึง 2.5 Gb/s ซึ่งใกล้เคียงกับขีดจำกัดทางความเร็วสูงสุดที่สามารถใช้งานได้ของ SMB ซึ่งอยู่ที่ประมาณ 4 GHz

4.1.4 ส่วนลายวงจรเส้นสัญญาณข้อมูล 2.5 Gb/s และสัญญาณนาฬิกา 2.5 GHz จาก ซีเรียลไลเซอร์ไปสู่ตัวขับเลเซอร์ (ส่วน D)

ส่วนของลายวงจรบริเวณที่ออกจากซีเรียลไลเซอร์ไปจนถึงตัวขับเลเซอร์นั้นมีทั้งหมด 4 เส้นสัญญาณคือ คู่สัญญาณผลต่างของสัญญาณข้อมูล และคู่สัญญาณผลต่างของสัญญาณนาฬิกา สัญญาณทั้งหมดเป็นแบบผลต่าง LVPECL ซึ่งเป็นสัญญาณแบบผลต่างที่มีค่าแรงดันที่ระดับบิต '0' และบิต '1' ที่ประมาณ 1.6 V และ 2.4 V ตามลำดับหรือก็คือมีผลต่างของ

ระดับสัญญาณประมาณ 800 mV ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการต่อตัวต้านทานเพื่อ matching impedance ตามรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 การเชื่อมต่อวงจรระดับสัญญาณ LVPECL กับระดับสัญญาณ LVPECL จะต้องทำการต่อตัวต้านทานสำหรับ matching impedance

โดยค่าตัวต้านทานชุดที่ 1 และ 2 นั้นมีค่าเป็น 130 โอห์ม และ 82 โอห์ม ตามลำดับ ซึ่งค่าตัวต้านทานชุดที่ 1 และ 2 ดังกล่าวสามารถเปลี่ยนได้โดยการคำนวณตามสมการ (4.1) [25] คือ

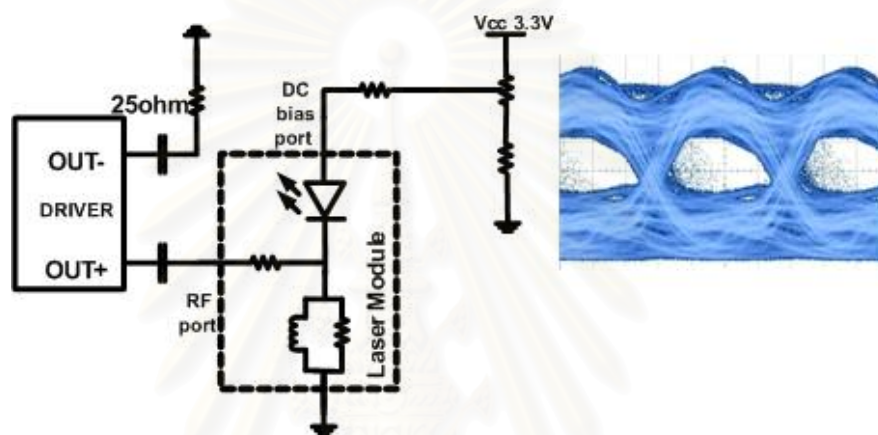
$$\frac{R_2 \times (3.3V)}{R_1 + R_2} = 2V \quad \text{และ} \quad R_1 // R_2 = 50\Omega \quad (4.1)$$

เพื่อลดระยะทางระหว่างตัวขับเลเซอร์กับชิปเรย์ลไดเซอร์ให้ห่างน้อยที่สุดตัวต้านทานชุดที่ 1 และ 2 นั้นจึงเลือกใช้ขนาดเบอร์ 0402 โดยยังต้องคำนึงถึงลายวงจรของสัญญาณ ผลต่างว่าต้องไม่ให้ความยาวต่างกันเกินไป นอกจากนี้ลายวงจรของเส้นสัญญาณนาฬิกา กับสัญญาณข้อมูลนั้นต้องมีความยาวใกล้เคียงกัน เพราะจะมีผลในการกู้คืนสัญญาณที่ตัวขับเลเซอร์ได้หากสัญญาณนาฬิกาสู่มสัญญาณข้อมูลผิดจังหวะ

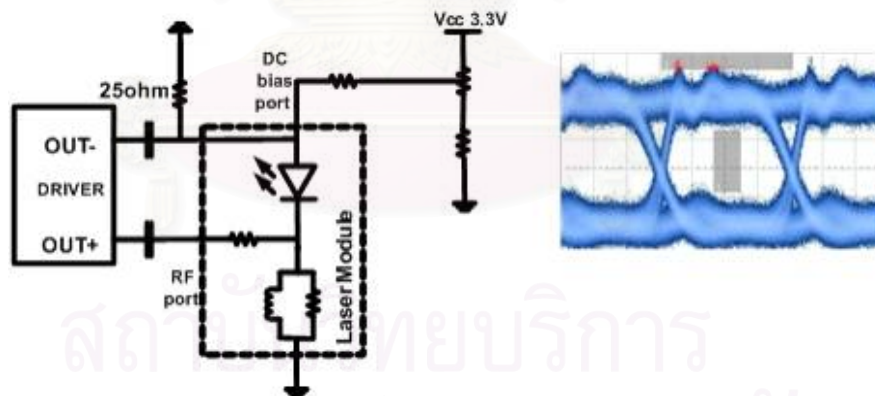
ในส่วนเส้นวงจรของสัญญาณนาฬิกามีการแยกสัญญาณมาเข้าที่จุดเชื่อมต่อ SMA ด้วยเพื่อใช้เป็นสัญญาณ Trigger เมื่อต้องการวัดสัญญาณความเร็วสูงด้วยเครื่องมือวัด DCA (Digital Communication Analyzer)

4.1.5 ส่วนลายวงจรเลเซอร์ (ส่วน E)

ลายวงจรที่จุดนี้เลือกใช้การขับสัญญาณแบบผลต่าง (Differential Drive) ซึ่งปรับจากวงจรขับแบบเดี่ยว (Single-ended Drive) ซึ่งใช้ในตอนแรกสัญญาณที่ได้จากวงจรขับแบบเดี่ยวนั้นมีอัตราส่วนของสัญญาณข้อมูลกับสัญญาณรบกวนที่มากจึงจำเป็นต้องทำการปรับเปลี่ยนวิธีการขับสัญญาณ โดยสัญญาณและวงจรก่อนเปลี่ยนและหลังเปลี่ยนมีลักษณะดังรูปที่ 4.6



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.6 วงจรการขับสัญญาณและลักษณะสัญญาณแสงขาออกที่วัดได้ด้วย DCA ในกรณี (ก) ก่อนเปลี่ยนลักษณะการขับ (แบบเดี่ยว) (ข) หลังเปลี่ยนลักษณะการขับ (แบบผลต่าง)

การขับแบบผลต่างมีข้อดีคือทำให้กระแสไหลได้สะดวกขึ้น ข้อเสียของการขับแบบผลต่างคือต้องใช้พลังงานที่สูงขึ้นแต่สัญญาณที่ได้นั้นมีลักษณะที่ดีกว่าโดยมีอัตราส่วนของ

สัญญาณกับสัญญาณรบกวนที่มีค่าสูงกว่าการขับแบบเดี่ยวซึ่งรายละเอียดของการขับเลเซอร์แบบเดี่ยวและแบบผลต่างสามารถศึกษาเพิ่มเติมได้ที่ [26] และรายละเอียดในการประกอบเลเซอร์เข้ากับตัวขับเลเซอร์ และการปรับปรุงสัญญาณรูปตาสสามารถศึกษาเพิ่มเติมได้ใน [27]

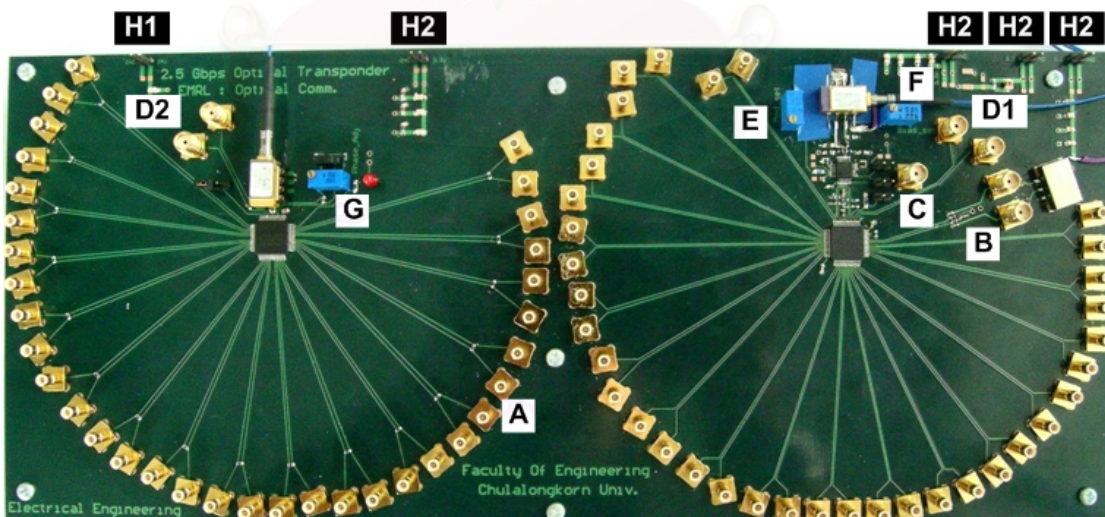
4.1.6 ส่วนลายสัญญาณไฟเลี้ยง (ส่วน F)

สำหรับลายวงจรไฟเลี้ยงจะรับไฟเลี้ยงจากชั้น Top layer แล้วไฟเลี้ยงจะถูกแยกเป็นหลายเส้นทางสำหรับป้อนวงจรส่วนต่างๆ โดยจะมีตัวเหนี่ยวนำ L ซึ่งทำหน้าที่เป็น Choke เพื่อลดสัญญาณรบกวนประเภท AC ที่จะแทรกเข้าไปในไฟเลี้ยง การออกแบบทำการเดินไฟเลี้ยงที่ Inner layer-2 และ Bottom layer ซึ่งจะมีชั้นกราวด์กั้น เพื่อไม่ให้สัญญาณรบกวนในไฟเลี้ยงมีผลต่อสัญญาณข้อมูลที่อยู่บน Top layer

4.2 ทราานส์พอนเดอร์ทางแสงต้นแบบที่ประกอบขึ้น

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงทราานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ประกอบขึ้นมา โดยแบ่งเป็นสองหัวข้อคือหนึ่งส่วนควบคุมและการเชื่อมต่อ และสองคือรายละเอียดและฟังก์การทำงานของทราานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ประกอบขึ้นซึ่งจะกล่าวรายละเอียดในหัวข้อ 4.2.1 และ 4.1.6 ตามลำดับ




4.2.1 ส่วนควบคุมและการเชื่อมต่อ



รูปที่ 4.7 วงจรทราานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ประกอบวงจร ชิเรียลไลเซอร์ ตัวขับเลเซอร์ เลเซอร์ ตัวรับแสงและดิชิเรียลไลเซอร์ และส่วนประกอบอื่นๆลงบนบอร์ด

จากรูปที่ 4.7 วงจรทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ประกอบซึ่งมีส่วนประกอบที่ใช้ในการควบคุมไม่ว่าจะเป็นการปรับกระแสไบแอส การปรับกระแสสมอดูเลต การปรับเฟสของดิทรีเรียลไลเซอร์ซึ่งจะมีรายละเอียดของบริเวณส่วนควบคุมและเชื่อมต่อพร้อมหน้าที่ตามตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 แสดงส่วนควบคุมและการเชื่อมต่อพร้อมหน้าที่ในวงจรถานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ประกอบขึ้น

บริเวณ	รูปภาพส่วนประกอบ	หน้าที่
A		รับและส่งสัญญาณความเร็ว 155 Mb/s
B		จุดเชื่อมต่อสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงขาเข้าโดยหากจะใช้งานต้องนำตัวต้านทาน 50 โอห์มที่ต่อเชื่อมกับ VCXO ออกก่อน นอกจากนี้จะต้องเลือกว่าสัญญาณนาฬิกาขาเข้าจากภายนอกที่ต้องการเป็นระดับ CML หรือ LVDS ถ้าเป็นระดับ CML ต้องทำการ เชื่อม JP_RCLK ด้วย
C		สัญญาณนาฬิกาจากชิพเรียลไลเซอร์เพื่อใช้เป็น Trigger สำหรับ DCA เมื่อต้องการที่จะไม่ส่งสัญญาณออกจากตัวขับเลเซอร์จะทำการเชื่อม JP_EN เมื่อไม่ต้องการใช้สัญญาณนาฬิกาในการสร้างสัญญาณกลับมาใหม่ที่ตัวขับเลเซอร์ให้ทำการเชื่อม JP_LATCH

D		<p>จุดป้อนกลับสัญญาณ สำหรับการทำให้ system loop back</p> <p>หากต้องการทำให้ระบบ system loop back ภาครับต้องเชื่อม JP_SIS กับ Vcc และภาคส่ง จะต้องไม่เชื่อม JP_SOS</p> <p>[โดยปรกติ JP_SIS จะเชื่อมกับกราวด์เพื่อรับสัญญาณจากโมดูลตัวรับแสง]</p>
E		<p>ปรับกระแสหลอดเลเซอร์ได้ระหว่าง 0-56 มิลลิแอมป์</p>
F		<p>ปรับกระแสไบแอสได้ระหว่าง 0-30 มิลลิแอมป์ (สามารถเปลี่ยนค่าตัวต้านทานเพื่อเพิ่มหรือลดกระแสไบแอสสูงสุดได้)</p>
G		<p>ปรับเฟสของ Phase lock loop ที่ตัวดิซีเรียลไลเซอร์ ต้องทำการเชื่อม JP_Phase_adj เสียก่อน</p>
H		<p>จุดป้อนไฟเลี้ยงโดยมีไฟเลี้ยงที่ใช้ 2 ค่าคือ H1 26-34V และ H2 3.3V</p>

ในตารางที่ 4.1 แสดงรูปประกอบของส่วนควบคุมและส่วนเชื่อมต่อพร้อมหน้าที่ของแต่ละส่วน สำหรับรายละเอียดและตำแหน่งของจุดเชื่อมต่อต่างๆ ดังกล่าวจะถูกแสดงอยู่ในภาคผนวก ค.

4.2.2 รายละเอียดของทรานส์พอนเดอร์ทางแสง

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของตัวทรานส์พอนเดอร์ทางแสงโดยวิธีมอดูเลตโดยตรงและวิธีการตรวจจับโดยตรงที่ความเร็ว 2.5 Gb/s ที่ได้ประกอบขึ้น

4.2.2.1 ลักษณะเฉพาะหลัก (Key Features)

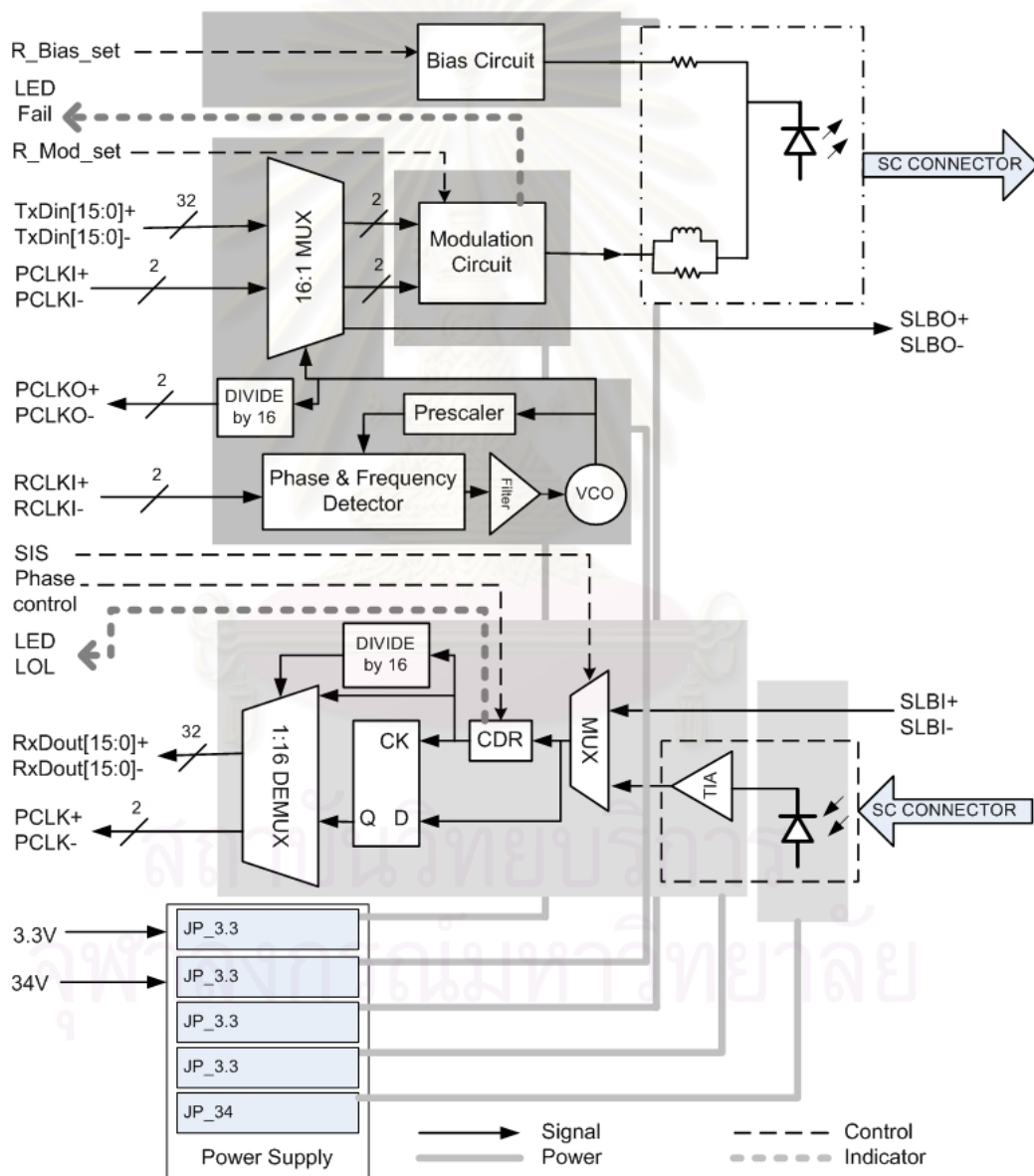
- ส่งสัญญาณทางแสงความเร็ว 2.5 Gb/s
- รวมสัญญาณความเร็ว 155 Mb/s 16 ช่องสัญญาณเป็น 2.5 Gb/s 1 ช่องสัญญาณ แยกสัญญาณความเร็ว 2.5 Gb/s 1 ช่องสัญญาณกลับออกเป็นสัญญาณความเร็ว 155 Mb/s 16 ช่องสัญญาณ
- สัญญาณขาเข้าและขาออกเป็นสัญญาณผลต่างแบบ LVDS
- ใช้สัญญาณนาฬิกาอ้างอิงที่ความเร็ว 155.52 เมกะบิตต่อวินาที
- สื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวแบบมาตรฐานด้วยระยะทาง 15 กิโลเมตร (เหมาะสำหรับใช้งานกับ SR (Short Reach) และ IR (Intermediate Reach))
- ส่งสัญญาณทางแสงโดยวิธีมอดูเลตโดยตรง ที่สัญญาณแสงความยาวคลื่นช่วง 1,550 nm โดยใช้เลเซอร์ชนิด DFB แบบ Uncooled
- รับสัญญาณทางแสงโดยวิธีการตรวจจับโดยตรงโดยมีค่าความไวในการตอบสนองที่ -34 dBm ในช่วงความยาวคลื่น 1250-1610 nm
- สามารถประยุกต์ใช้งานกับการส่งข้อมูลตามมาตรฐาน OC-48 SONET/SDH

4.2.2.2 การทำงานของทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ออกแบบขึ้น

รูปที่ 4.8 การทำงานของทรานส์พอนเดอร์ทางแสงโดยวิธีมอดูเลตโดยตรงและวิธีการตรวจจับโดยตรงที่ความเร็ว 2.5 Gb/s ที่ออกแบบและประกอบขึ้นโดยรับสัญญาณ LVDS ทาง TxDin [15:0] +และ- จำนวน 16 ช่องสัญญาณผลต่างพร้อมสัญญาณนาฬิกา PCLKI ซึ่งจะถูกนำไปรวมกันเป็น 1 ช่องสัญญาณด้วยตัวชิปเรียลไทม์ไดเวลก่อนบ่อนต่อให้กับวงจรรับ โดยสามารถ

ควบคุมกระแสไปแอสและมอดูเลตได้ผ่านทาง R_Mod_set และ R_Bias_set สัญญาณจะถูกส่งให้กับเลเซอร์เพื่อขับเลเซอร์ให้ผลิตสัญญาณแสงออกไปยังเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวต่อไป

ที่ภาคส่งยังมี RCLKI เพื่อรับสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงขนาด 155.52 เมกกะเฮิร์ต สัญญาณนาฬิกาจะถูกส่งไปยัง Phase lock loop เพื่อ Synchronous กับสัญญาณนาฬิกาของตัวชิปเรียลไทม์เซอร์ก่อนส่งสัญญาณที่ Synchronous กันแล้วกลับออกมาทาง PCLKO เพื่อป้อนให้กับตัวกำเนิดสัญญาณดังแสดงในรูป



รูปที่ 4.8 ขั้นตอนการทำงาน ส่วนควบคุมต่างๆรวมทั้งไฟเลี้ยงของทรานส์พอนเดอร์ทางแสงโดยแบ่งเป็นภาคส่งสัญญาณที่ครึ่งบนของภาพและภาครับสัญญาณที่ครึ่งล่างของภาพ

นอกจากนี้สัญญาณทางแสงที่ส่งไปจะถูกรับด้วยตัวรับแสงและขยายด้วย TIA ก่อนที่จะถูกส่งต่อไปยังวงจรถูกคั้นสัญญาณนาฬิกา สัญญาณนาฬิกาที่ถูกคั้นได้จะถูกนำไปทำการกู้คั้นสัญญาณข้อมูลและแยกสัญญาณกลับออกเป็น 155 Mb/s 16 ช่องสัญญาณออกทาง RxDout [15:0] + และ - นอกจากนี้ยังสามารถทำการทดสอบ system loop back ทางไฟฟ้าได้โดยเชื่อม SLBO+และ- เข้ากับ SLBI+ และ -

ไฟเลี้ยงจะแยกกันเป็น 5 ส่วนโดยจะแบ่งเป็น 3.3 V 4 ชุดและ 34 V 1 ชุดซึ่งแยกจ่ายวงจรจุดต่างๆ ซึ่งทั้งหมดรวมเป็นทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ความเร็ว 2.5 Gb/s โดยใช้เทคนิคการมอดูเลตโดยตรงที่ภาคส่ง และการตรวจจับโดยตรงที่ภาครับ

ในบทที่ 4 แสดงลายวงจรของทรานส์พอนเดอร์ทางแสง ส่วนควบคุม จุดเชื่อมต่อต่างๆ รวมทั้งหน้าที่การทำงานของทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ประกอบขึ้น โดย Schematic ที่แสดงการเชื่อมต่อของวงจรที่ออกแบบขึ้นจะแสดงที่ภาคผนวกและรายละเอียดของผลการวัดประสิทธิภาพของทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ตำแหน่งต่างๆจะนำเสนอในบทที่ 5 ต่อไป

บทที่ 5

ผลการวัดประสิทธิภาพของทรานส์พอนเดอร์ทางแสง

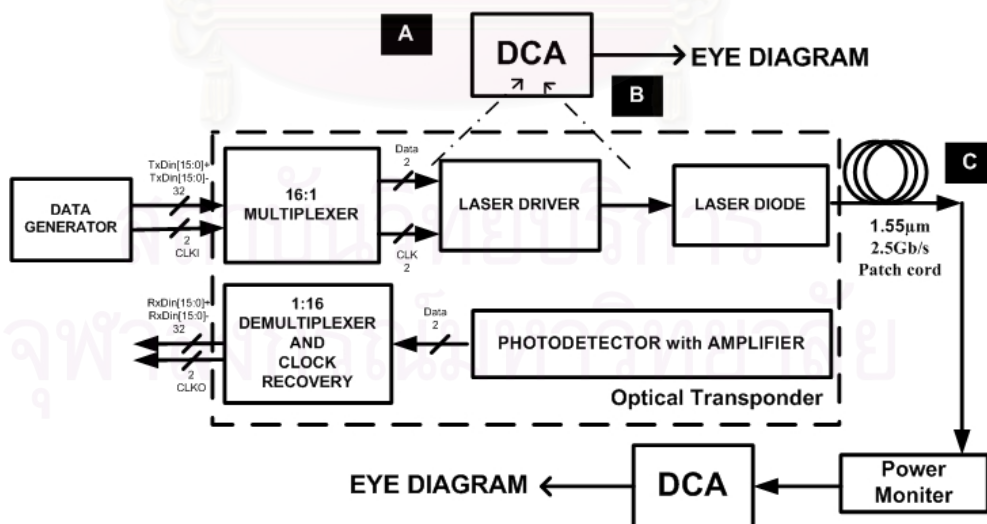
ในบทนี้จะนำเสนอผลการวัดประสิทธิภาพของตัวทรานส์พอนเดอร์ทางแสง ต้นแบบที่ประกอบขึ้นโดยทำการทดสอบการทำงานแบบแยกส่วนทางภาคส่ง ทางภาครับ และการทำงานโดยรวมทั้งการส่งสัญญาณจากภาคส่งและรับด้วยภาครับโดยพิจารณา ดังนี้

- การวัดประสิทธิภาพสัญญาณภาคส่งโดยการวิเคราะห์แผนภาพรูปตา
- การวัดประสิทธิภาพของสัญญาณภาครับโดยการวิเคราะห์แผนภาพรูปตา
- การวัดประสิทธิภาพในการรับส่งสัญญาณข้อมูลผ่านเส้นใยนำแสง

ต่อไปจะกล่าวถึงรายละเอียดการทดสอบทรานส์พอนเดอร์ทางแสงโดยกล่าวแยกเป็นหัวข้อตามวิธีการวัดและทดสอบทรานส์พอนเดอร์ทางแสงในหัวข้อ 5.1-5.3 ตามลำดับ

5.1 การวัดประสิทธิภาพสัญญาณภาคส่งโดยการวิเคราะห์แผนภาพรูปตา

ในการทดสอบภาคส่งสัญญาณทางแสงของทรานส์พอนเดอร์จะทำการวัดสัญญาณโดยพิจารณาตามรูปที่ 5.1

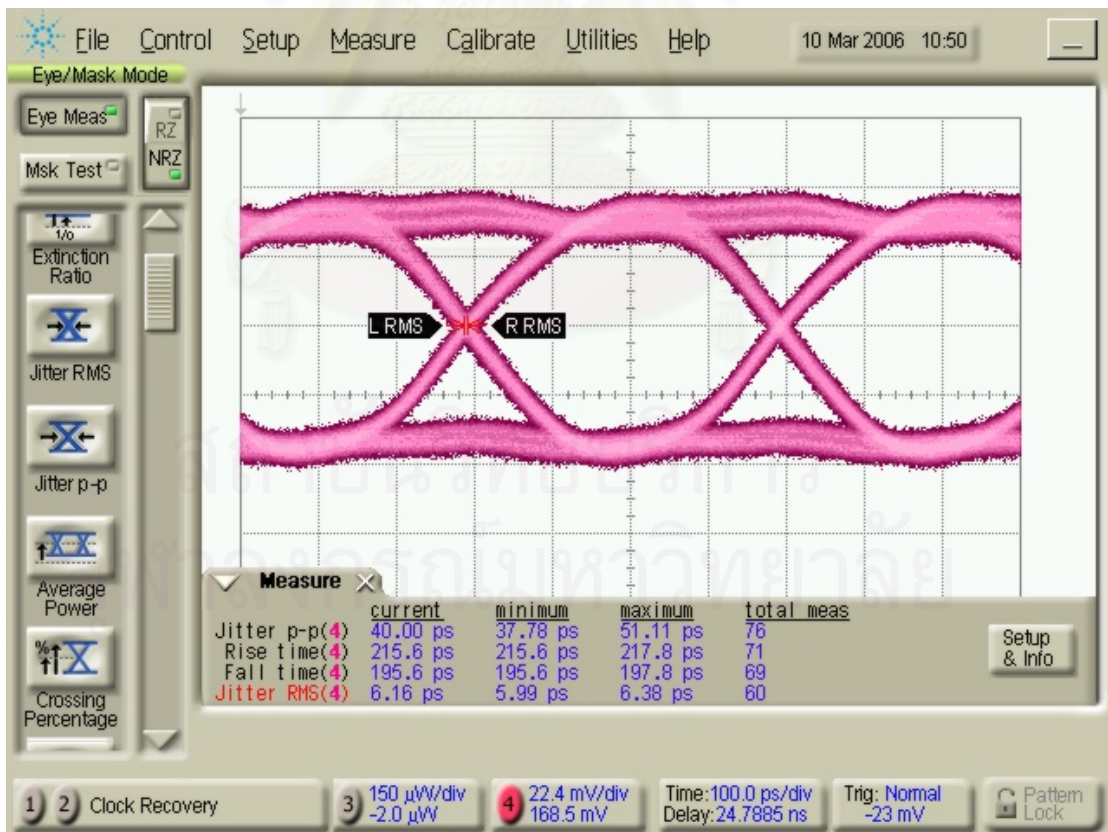


รูปที่ 5.1 แผนภาพแสดงตำแหน่งการวัดแผนภาพรูปตาของภาคส่งโดยทำการวัดแยกเป็นตำแหน่ง [A] หลังจากซีเรียลไลเซอร์ [B] หลังจากตัวขับเลเซอร์ และ [C] หลังจากเลเซอร์

พิจารณาจากรูปที่ 5.1 เริ่มจากตัวสร้างสัญญาณจะสร้างสัญญาณข้อมูลแบบ PRBS ความยาว 2^7-1 ที่ความเร็ว 155 Mb/s จำนวน 16 ช่องสัญญาณเข้าสู่ภาคส่งของทรานส์พอนเดอร์ทางแสง หลังจากนั้นทำการวัดกำลังทางแสงขาออกของสัญญาณข้อมูลก่อนป้อนเข้าสู่ Digital Communication Analyzer (DCA) เพื่อวิเคราะห์แผนภาพรูปตาของสัญญาณซึ่งจะบ่งบอกถึงประสิทธิภาพของสัญญาณได้ตามที่กล่าวมาแล้วในตารางที่ 2.1 โดยทำการทดสอบที่ภาคส่งที่ตำแหน่งต่างๆ ดังนี้คือ จุด A วัดสัญญาณที่ได้จากซีเรียลไลเซอร์ จุด B วัดสัญญาณที่ได้จากตัวขับเลเซอร์ และที่จุด C วัดสัญญาณแสงที่ได้จากเลเซอร์ ซึ่งจะกล่าวถึงผลการวัดที่จุดต่างๆ ตามหัวข้อ 5.1.1-5.1.3

5.1.1 สัญญาณที่ได้จากซีเรียลไลเซอร์ (จุด A)

ในการวัดสัญญาณที่ออกจากซีเรียลไลเซอร์จะใช้ High Impedance Probe ซึ่งต่อเข้ากับ DCA โดยใช้ Trigger จากสัญญาณนาฬิกาซึ่งได้ออกแบบลายวงจรเตรียมไว้ สัญญาณที่วัดได้เป็นไปตามรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 แผนภาพรูปตาของสัญญาณที่ออกจากซีเรียลไลเซอร์ (ตำแหน่ง A)

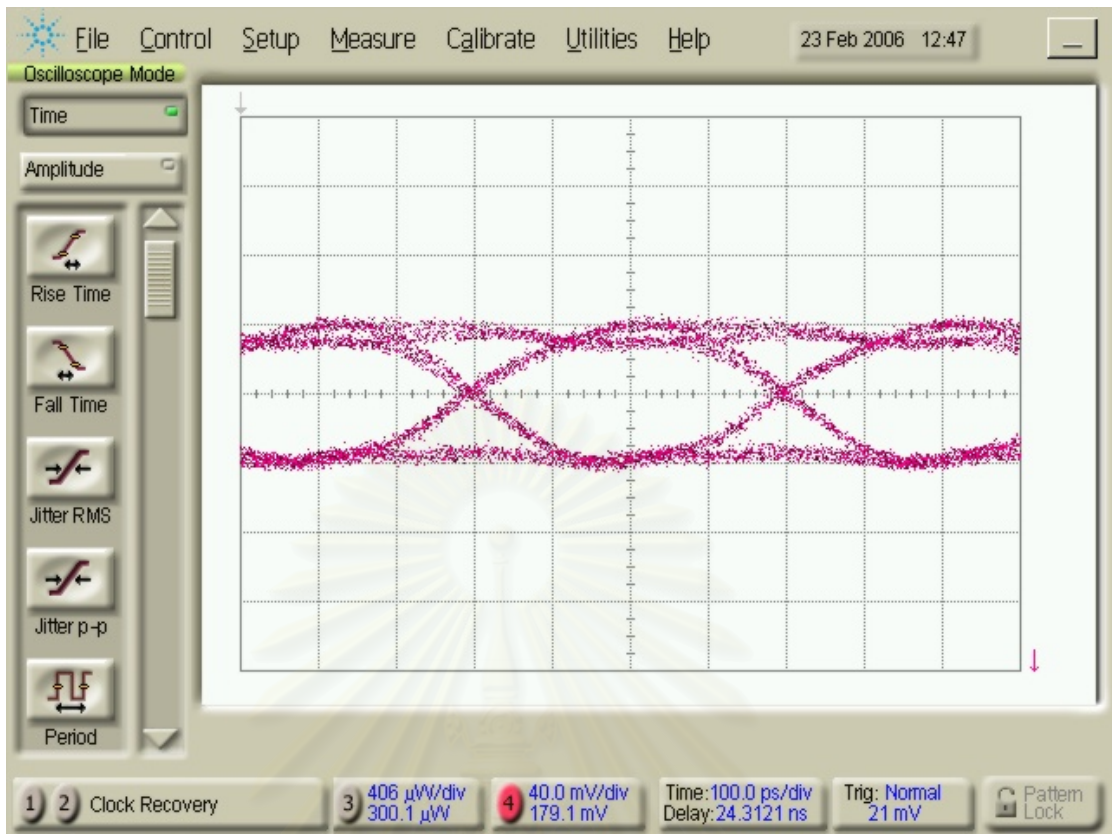
สัญญาณที่ได้มีคาบบิต 402 ns เป็นสัญญาณแบบ LVPECL วัดค่า Rise time และ Fall time ที่ 10%-90% ได้เท่ากับ 215 ps และ 195 ps ตามลำดับ ซึ่งค่า Rise time ของ NRZ ตามมาตรฐานต้องไม่เกิน 70% ของคาบบิตหรือ 280 ps ซึ่งที่วัดได้ยังผ่านตามมาตรฐาน [15] เมื่อวัดค่า Jitter p-p วัดได้เท่ากับ 40 ps คิดเป็น 10% ของคาบบิต

เนื่องจากสัญญาณจากตัวชิปเรียวไลเซอร์นี้จะถูกส่งต่อไปยังตัวขับเลเซอร์ ซึ่งที่ตัวขับเลเซอร์นี้จะทำหน้าที่สร้างรูปสัญญาณใหม่โดยใช้สัญญาณนาฬิกาที่เข้ามาด้วยเป็นตัวสร้างสัญญาณใหม่ ดังนั้นค่า Rise time Fall time และ Jitter เหล่านี้จึงยังไม่ใช่ค่าของสัญญาณทางแสง

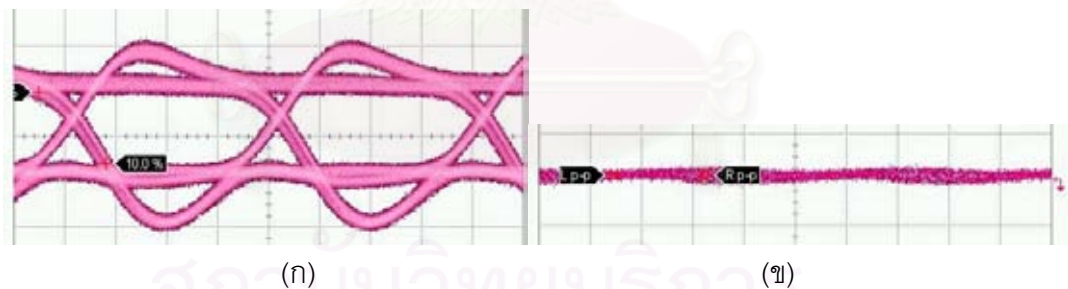
5.1.2 สัญญาณที่ได้จากตัวขับเลเซอร์ (จุด B)

ในการวัดสัญญาณหลังตัวขับเลเซอร์นั้นจะใช้ High Impedance Probe ซึ่งต่อเข้ากับ DCA เช่นกันสำหรับ Trigger ยังคงใช้สัญญาณนาฬิกาจากชิปเรียวไลเซอร์ดั้งเดิมเนื่องจากตัวขับเลเซอร์ไม่ได้สร้างสัญญาณนาฬิกาออกมาด้วย สัญญาณที่วัดได้นี้เป็นสัญญาณที่เกิดจากการสร้างสัญญาณใหม่ภายในตัวขับเลเซอร์ด้วยสัญญาณข้อมูลและสัญญาณนาฬิกาที่ได้จากชิปเรียวไลเซอร์

ค่า Rise time และ Fall time ที่วัดที่ 10%-90% มีค่าเท่ากับ 124 ps และ 131 ps ตามลำดับ จะเห็นได้ว่า Rise time และ Fall time ของสัญญาณดีขึ้นเนื่องจากการสร้างสัญญาณใหม่ภายในตัวขับเลเซอร์และวัดค่า Jitter p-p ได้เท่ากับ 51 ps ตามรูปที่ 5.3 และจากวงจรไบแอสและมอดูเลตที่ออกแบบขึ้นจะสามารถปรับระดับของกระแสไบแอสและกระแสมอดูเลตได้ในช่วง 0-30 มิลลิแอมป์และ 0-56 มิลลิแอมป์ตามลำดับ โดยจะได้รูปสัญญาณเมื่อทำการปรับกระแสมอดูเลตมากที่สุดและน้อยที่สุดตามรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.3 แผนภาพรูปตาของสัญญาณหลังตัวขับเลเซอร์ (ตำแหน่งB)



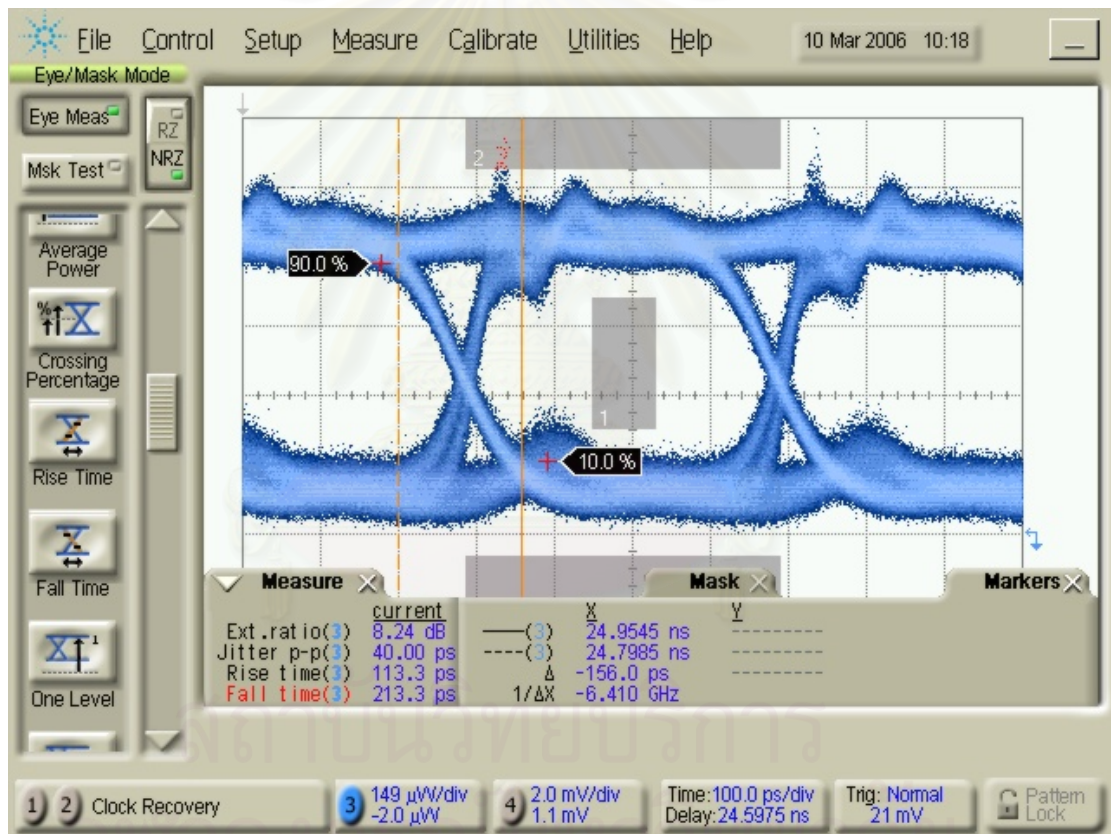
รูปที่ 5.4 แผนภาพรูปตาของสัญญาณที่ออกจากตัวขับเลเซอร์ (ก) เมื่อปรับกระแสอดดูเลตให้มีค่ามากที่สุด (ข) เมื่อปรับกระแสอดดูเลตให้มีค่าน้อยที่สุด

จากรูปที่ 5.4 (ก) แผนภาพรูปตาเมื่อปรับกระแสอดดูเลตมากที่สุดจะเห็นได้ว่าเกิดปรากฏการณ์ Overshoot และ Undershoot เด่นชัดมากขึ้น ดังนั้นการปรับระดับสัญญาณอดดูเลตไม่ควรปรับจนถึงสุด เพราะจะส่งผลต่อการแปลงสัญญาณทางไฟฟ้าเป็นสัญญาณทางแสงที่ตัวเลเซอร์ ทำให้มีความหนาของสัญญาณบิต '0' และ '1' เพิ่มมากขึ้น ซึ่งไม่เป็นผลดีต่อค่าอัตราความผิดพลาดบิตของสัญญาณ

สัญญาณที่ได้จากตัวขับเลเซอร์นี้เองจะถูกนำไปขับตัวเลเซอร์เพื่อเปลี่ยนสัญญาณทางไฟฟ้าไปเป็นสัญญาณทางแสงโดยการปรับกระแสไบแอสและกระแสมอดูเลตในค่าต่างๆ จะส่งผลไปถึงค่าสัดส่วนเอ็กซ์ทิงชันของสัญญาณแสงที่ได้นั้นเอง

5.1.3 สัญญาณที่ได้จากเลเซอร์ (จุด C)

ในการวัดสัญญาณแสงออกจากเลเซอร์นั้นจะใช้โมดูลทางแสงของ DCA สำหรับการ Trigger สัญญาณจะใช้สัญญาณนาฬิกาที่ถูกกู้คืนมาจากโมดูลกู้คืนสัญญาณนาฬิกาบน DCA โดยก่อนที่จะทำการวัดสัญญาณแสงด้วย DCA จะใช้ Power Monitor เพื่อวัดระดับกำลังทางแสงของสัญญาณก่อน



รูปที่ 5.5 แผนภาพรูปตาของสัญญาณแสงจากทรานส์พอนเดอร์(ตำแหน่ง C) ที่กำลังทางแสง 0 dBm

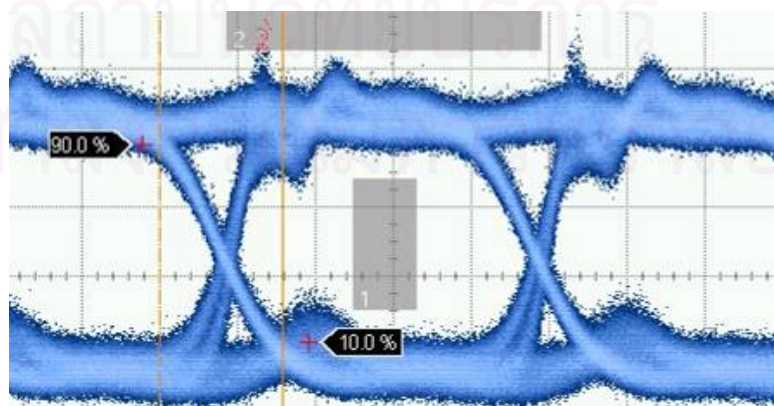
รูปที่ 5.5 แสดงแผนภาพรูปตาของสัญญาณแสงจากทรานส์พอนเดอร์ที่ กำลังทางแสง 0 dBm ซึ่งเป็นกำลังทางแสงสูงสุดที่ปรับได้ (สามารถเพิ่มกำลังทางแสงได้หากปรับปรุงวงจร

ไบแอสเลเซอร์ตามที่อธิบายไว้ในตารางที่ 4.1 จากแผนภาพรูปตาที่ได้จะทำการวิเคราะห์หาค่าตัวแปรต่างๆ ที่บ่งบอกถึงสมรรถนะของภาคส่งของทรานส์พอนเดอร์

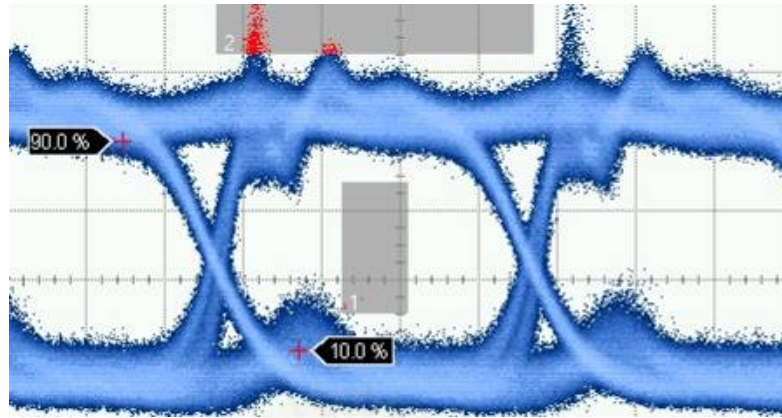
ค่า Rise time และ Fall time ที่ 10%-90% มีค่าเท่ากับ 113 ps และ 156 ps ตามลำดับ ซึ่งค่อนข้างจะสูงเมื่อเทียบกับคาบบิตคือ 400 ps คิดเป็น 33.25% และ 39.0% ของคาบบิต สาเหตุเนื่องมาจากตัวเลเซอร์ที่เลือกใช้มีค่าการตอบสนองที่ตามคุณลักษณะของเลเซอร์ค่อนข้างช้าคืออยู่ในช่วง 125-175 ns [22] แต่เมื่อพิจารณา Rise time ยังยอมรับได้เนื่องจากยังผ่านมาตรฐานคือ 70% ของคาบบิต ส่วนค่า Jitter p-p ที่วัดได้มีค่าเท่ากับ 40 ps

ถัดไปคือการทดสอบสัญญาณข้อมูลกับหน้ากากมาตรฐาน (Standard eye mask test) ตามมาตรฐาน ITU-T G.691 [28] สำหรับสัญญาณ 2.5 Gb/s ปรากฏว่าภายในกรอบสี่เหลี่ยมตรงกลางในแผนภาพรูปตาไม่มีความผิดพลาดของบิตข้อมูลเกิดขึ้นเลย สำหรับกรอบสี่เหลี่ยมบนและล่างภายนอกแผนภาพรูปตามีความผิดพลาดขึ้นเนื่องจากการ Overshoot ของสัญญาณบิตที่ 1 ซึ่งเป็นผลสืบเนื่องมาจากเลเซอร์ที่มีการเปลี่ยนแปลงของระดับกระแสขั้วจากค่าที่ต่ำกว่าค่าขีดเริ่มเปลี่ยนจึงทำให้เกิดการหน่วงที่ขอบขาขึ้น ซึ่งจะทำให้เกิดพลังงานสะสมมากขึ้นจนทำให้เกิดการพุ่งเกินของสัญญาณ และสัญญาณรบกวนของบิตที่ 1 ที่มีขนาดกว้างซึ่งเป็นผลสืบเนื่องจากการออกแบบลายวงจรช่วงต่อระหว่างตัวขับเลเซอร์และตัวเลเซอร์ยังไม่ดีเพียงพอทำให้เกิดการสะท้อนเกิดขึ้น แต่ถึงกระนั้นความผิดพลาดของบิตข้อมูลที่เกิดภายนอกกรอบสี่เหลี่ยมตรงกลางแผนภาพรูปตาก็จะไม่มีผลต่อการตัดสินใจบิตที่ภาครับ

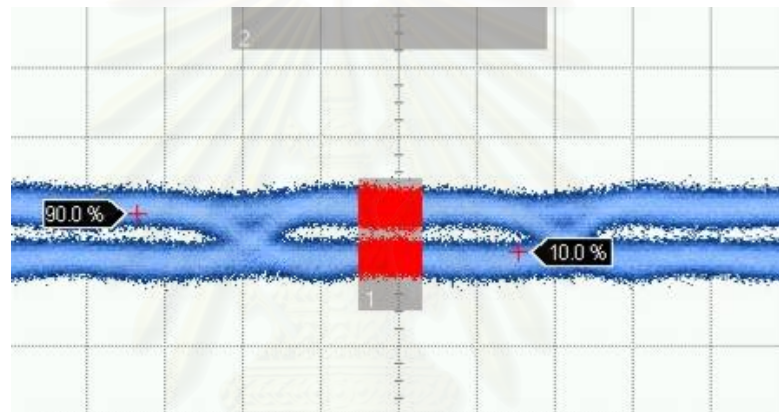
ค่าสัดส่วนเอ็กซ์ทิงชันมีค่าเท่ากับ 8.29 dB ซึ่งเป็นไปตามมาตรฐานคือ 8.2 dB และต้นแบบทรานส์พอนเดอร์ทางแสงนี้สามารถปรับค่าสัดส่วนเอ็กซ์ทิงชันได้สูงถึง 8.89 dB



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 5.6 แผนภาพรูปตาของสัญญาณแสงที่ค่าสัดส่วนเอกซ์ทิงชันต่างๆ

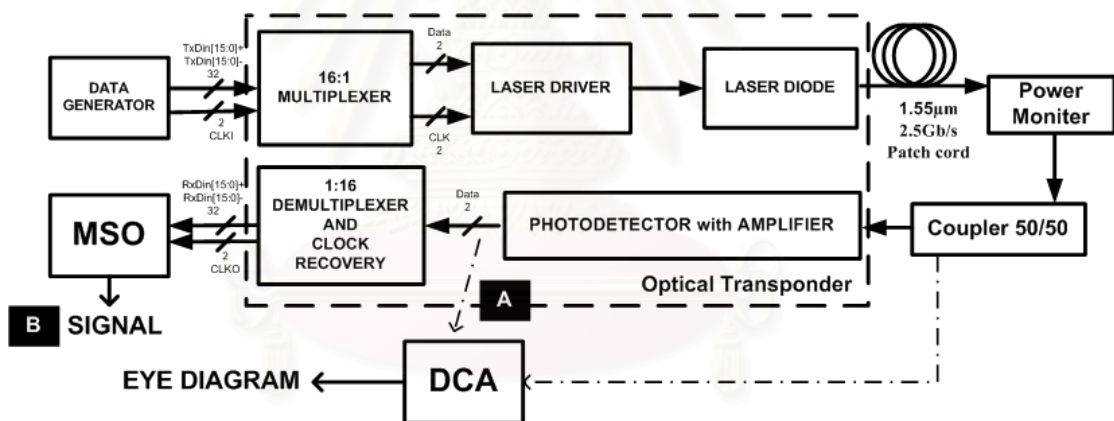
(ก) 8.24 dB (ข) 8.89 dB (ค) 1.2 dB

จากรูปที่ 5.6 คือแผนภาพรูปตาของสัญญาณแสงเมื่อมีค่าสัดส่วนเอกซ์ทิงชัน(ก) เท่ากับ 8.24 dB (ขนาดเท่ากับมาตรฐาน 8.2 dB) (ข) เท่ากับ 8.89 dB (ค่าสัดส่วนเอกซ์ทิงชันสูงสุดที่ไม่เกิดจุดผิดพลาดบนหน้ากากทดสอบมาตรฐานบริเวณตรงกลางแผนภาพรูปตา) (ค) เท่ากับ 1.2 dB (ค่าสัดส่วนเอกซ์ทิงชันต่ำสุด) สัญญาณรูปตาที่มีค่าสัดส่วนเอกซ์ทิงชันต่ำจะมีสัดส่วนของสัญญาณข้อมูลต่อสัญญาณรบกวนที่ต่ำด้วย ดังนั้นหากทางภาคส่งเลือกปรับสัญญาณแสงให้มีค่าสัดส่วนเอกซ์ทิงชันที่ต่ำมากถึงแม้กำลังทางแสงที่ภาครับจะสูงเพียงใดก็ตาม ค่าอัตราความผิดพลาดบิตก็จะมีค่าสูง โดยตามปรกติทรานส์พอนเดอร์ที่มีขายทั่วไปจะกำหนดค่าสัดส่วนเอกซ์ทิงชันให้มีค่าคงที่ซึ่งสูงกว่า 8.2 dB ตามที่มาตรฐานกำหนด แต่เนื่องจากทรานส์พอน

เดอริ์ทางแสงต้นแบบนี้ต้องออกแบบเพื่อใช้สำหรับเป็นชุดทดสอบเพื่อการทำการทดลองและการเรียนรู้ด้วยดังนั้นจึงสามารถปรับระดับค่าสัดส่วนเอกซ์ทิงชันได้

จากการทดสอบภาคส่งของทรานส์พอนเดอริ์ทางแสงที่ออกแบบขึ้นนี้ถือว่าผ่านเกณฑ์การทำงานของตัวส่งตามที่มาตรฐานกำหนดไว้ไม่ว่าจะเป็น ค่า Rise time Fall time ค่า Jitter p-p และค่าสัดส่วนเอกซ์ทิงชัน อีกทั้งได้ผ่านการทดสอบกับหน้ากามาตรฐาน ในหัวข้อต่อไปจะทำการวัดประสิทธิภาพทางภาพรับของทรานส์พอนเดอริ์ทางแสงซึ่งในตอนท้ายของหัวข้อต่อไปนั้นจำเป็นที่จะต้องใช้ภาคส่งสัญญาณนี้ในการสร้างสัญญาณแสงเพื่อทดสอบประสิทธิภาพทางภาพรับของทรานส์พอนเดอริ์ทางแสงที่ออกแบบขึ้น เนื่องจากยังไม่มีตัวส่งสัญญาณทางแสงอ้างอิงมาใช้ในการทดสอบ แต่จากการวัดประสิทธิภาพทางภาคส่งดังที่ได้กล่าวมาก็ถือว่าตัวส่งที่ออกแบบขึ้นก็ผ่านมาตรฐานการใช้งานดังนั้นจึงสามารถนำมาใช้ทดแทนตัวส่งสัญญาณทางแสงอ้างอิงได้

5.2 การวัดประสิทธิภาพของสัญญาณภาครับโดยการวิเคราะห์แผนภาพรูปตา



รูปที่ 5.7 แผนภาพแสดงตำแหน่งการวัดประสิทธิภาพของสัญญาณภาครับโดยการวิเคราะห์แผนภาพรูปตาซึ่งแบ่งเป็น ตำแหน่ง [A] หลังโมดูลตัวรับแสง และ [B] หลังตัวดิซิเรียลไลเซอร์

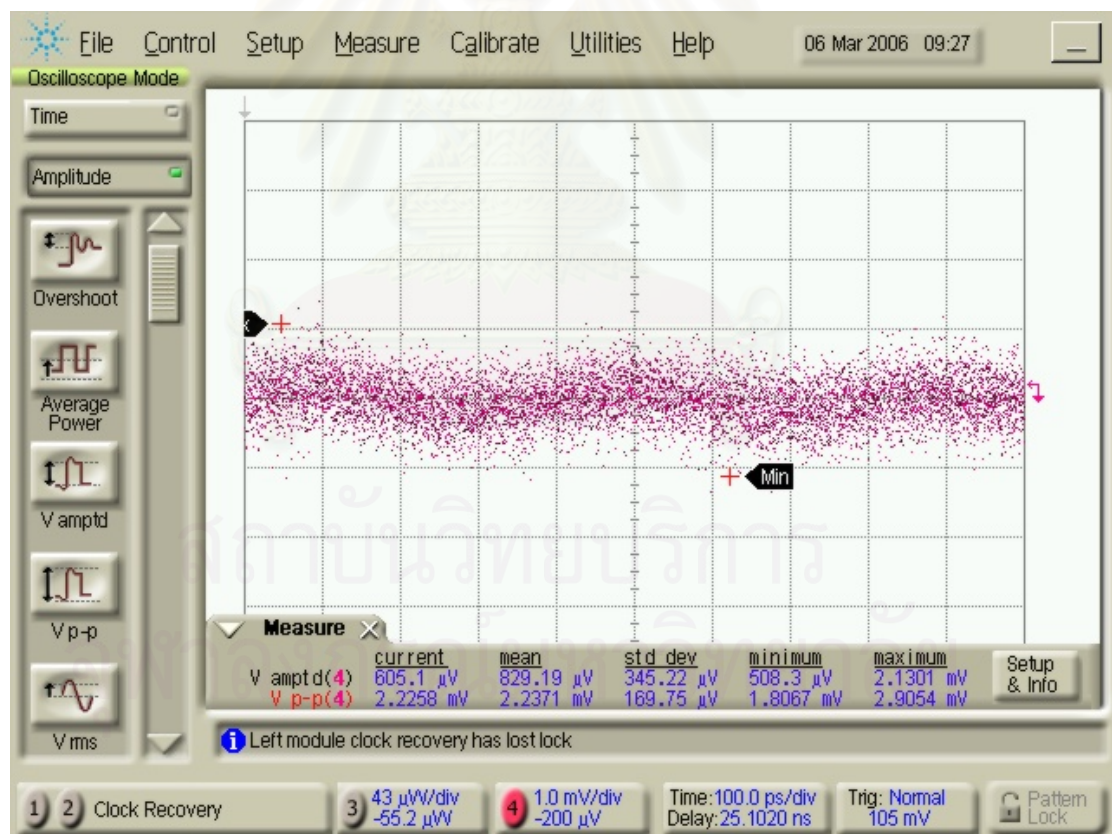
จากรูปที่ 5.7 เริ่มจากตัวสร้างสัญญาณสร้างสัญญาณ PRBS ความยาว 2^7-1 ความเร็ว 155 Mb/s จำนวน 16 ช่องสัญญาณเข้าสู่ภาคส่งของทรานส์พอนเดอริ์ทางแสงหลังจากนั้นสัญญาณก็ถูกส่งต่อจากภาคส่งไปยังภาครับโดยผ่านตัว Coupler 50/50 เพื่อแบ่งสัญญาณแสงออกไป 2 ทางเท่าๆกันคือส่งตรงให้ภาครับ และส่งให้กับ DCA เพื่อใช้ในการกู้คืนสัญญาณ

นาฬิกาที่ตัว DCA โดยทำการทดสอบวัดสัญญาณที่ภาครับออกเป็นตำแหน่งต่างๆดังนี้คือ จุด A วัดสัญญาณที่ได้จากตัวรับแสง จุด B วัดสัญญาณที่ได้จากตัวดิซิริเรียลไลเซอร์ โดยใช้เครื่องมือ Mixed Signal Oscilloscope (MSO) ซึ่งจะกล่าวถึงผลการวัดที่จุดต่างๆตามหัวข้อ 5.2.1 และ 5.2.2

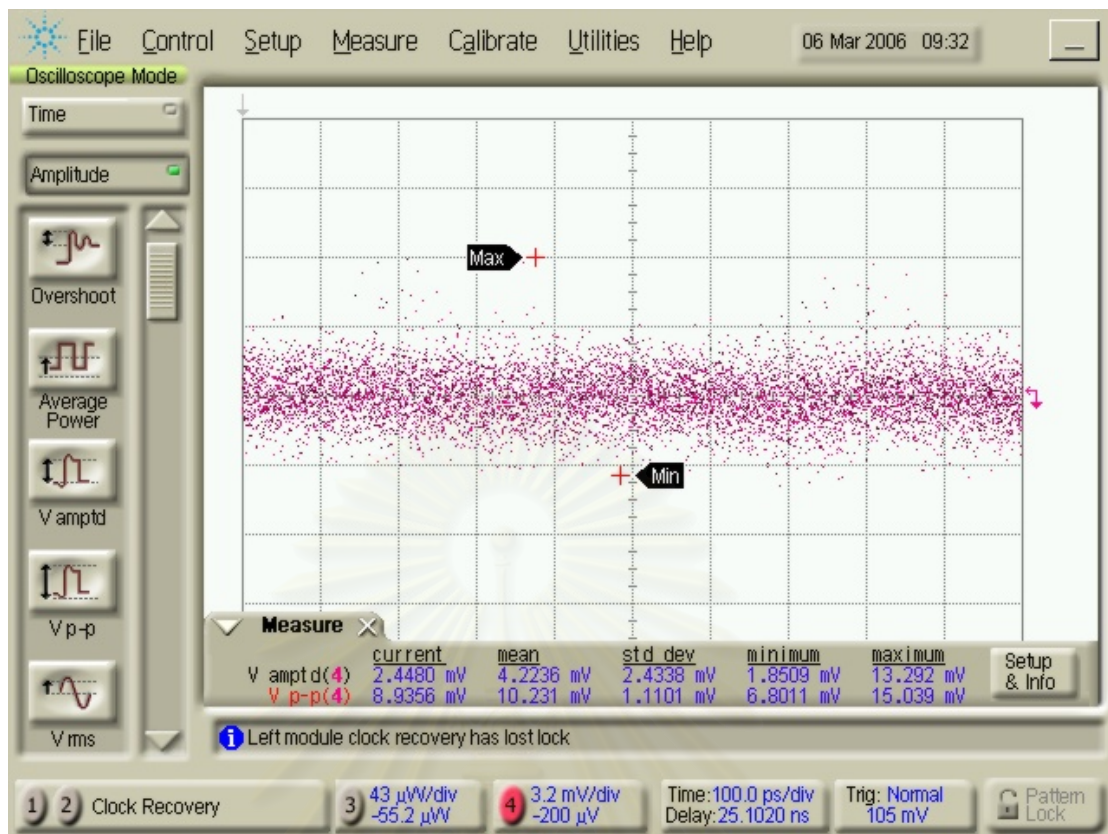
5.2.1 สัญญาณที่ได้จากตัวรับแสง

ในการวัดสัญญาณข้อมูลจากตัวรับแสงนั้นจะใช้โมดูลทางไฟฟ้าของ DCA โดยใช้สัญญาณ Trigger ที่ได้จากการกู้คืนสัญญาณนาฬิกาจากโมดูลกู้คืนสัญญาณนาฬิกา

เมื่อไม่ทำการป้อนแสงให้กับตัวรับแสงก็ยังคงมีสัญญาณออกมาซึ่งเกิดจากสัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับแสงดังที่กล่าวไว้ในหัวข้อ 2.2.3 รวมกับสัญญาณรบกวนจากตัวขยายสัญญาณจากหัวข้อ 2.2.4 มีขนาดและลักษณะของสัญญาณรบกวนดังรูปที่ 5.8



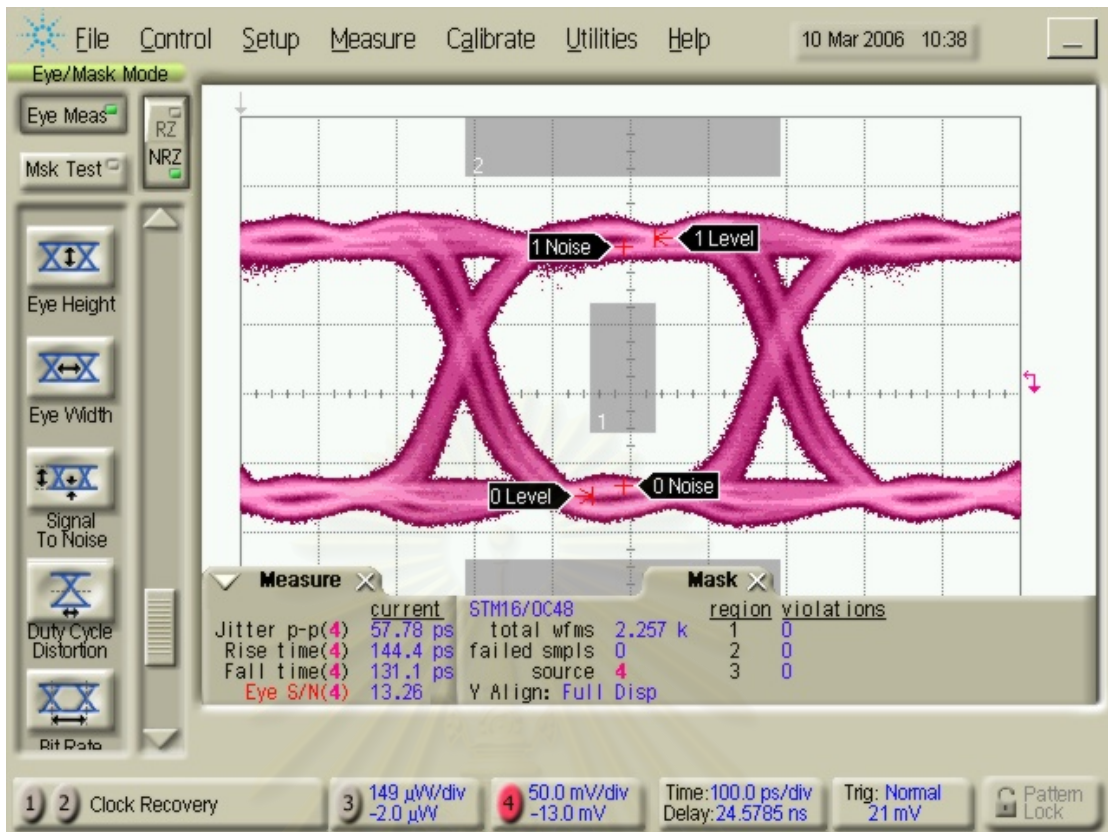
(ก)



(ข)

รูปที่ 5.8 สัญญาณทางภาครับเมื่อไม่มีการรับสัญญาณทางแสง (ก) เมื่อไม่ได้ไบแอสย้อนกลับตัวรับแสงแต่จ่ายไฟให้ TIA (ข) เมื่อไบแอสย้อนกลับตัวรับแสงที่ 34V และจ่ายไฟให้ TIA

เมื่อพิจารณาสัญญาณจากภาครับเมื่อไม่มีการรับสัญญาณทางแสงจะพบว่า มีระดับสัญญาณรบกวนออกมาซึ่งวัดได้เป็น 0.6 mV และ 2.44mV ตามลำดับเมื่อเทียบกับ 25 mV ซึ่งคือระดับสัญญาณต่ำสุดที่ดิซิจิเรียลไคเซอร์จะสามารถกู้คืนสัญญาณนาฬิกากลับมาได้นั้นถือว่าอยู่ในระดับที่ต่ำมากจนสามารถละเลยได้



รูปที่ 5.9 แผนภาพรูปตาของสัญญาณจากตัวรับแสง (ตำแหน่งA)

เมื่อป้อนแสงให้กลับตัวรับแสง สัญญาณข้อมูล 2.5 Gb/s ที่รับได้เป็นดังรูปที่ 5.9 โดยทำการไบแอสย้อนกลับตัว APD ที่ 33.75 V ซึ่งเมื่อทดสอบกับหน้ากามาตรฐานแล้วไม่ว่าจะเป็นทั้งที่ตรงกลางของแผนภาพรูปตาหรือบริเวณข้างบนและข้างล่างก็ไม่เกิดจุดผิดพลาดขึ้น

จากการทดลองวัดสัญญาณได้ค่า Rise time และ Fall time เท่ากับ 144.4 และ 131.1 ตามลำดับซึ่งค่า Rise time ที่วัดได้เป็น 36% ของคาบิตสำหรับสัญญาณ NRZ จะยอมรับได้ถึง 70% ของคาบิต

ส่วนค่า Jitter p-p ที่วัดได้มีค่าสูงสุดที่ 95.51 ps ซึ่งมีขนาดมากกว่าสัญญาณแสงจากภาคส่ง ระดับสัญญาณที่วัดได้นั้นมีขนาดแปรผันตามการไบแอสตัวรับแสงซึ่งอยู่ในช่วง 26-34 V ในแต่ละระดับการไบแอสสัญญาณที่ออกมาจากโมดูลตัวรับแสง (รวม TIA ด้วย)

ตารางที่ 5.1 เนื่องจากมีการใช้ตัว Coupler ดังนั้นจากสัญญาณส่งที่ 0 dBm จึงวัดได้ออกมาเหลือเพียง -3 dBm เท่านั้นเราจะทำการวัดขนาดของสัญญาณจนถึงที่ -34 dBm ซึ่งที่พลังงานแสงต่ำกว่านี้จะเกินความสามารถในการตรวจจับของตัว APD

ตารางที่ 5.1 แสดงระดับของสัญญาณที่วัดได้เมื่อไบแอสย่นตัวรับแสงที่ระดับต่างๆ และรับแสงที่ระดับกำลังแสงต่างๆ

ระดับกำลังแสงที่รับ (dBm)	ระดับสัญญาณที่รับได้ (mV)				
	26 V	29 V	30.5 V	32 V	34 V
-3 dBm	194	194	195	196	198
-6 dBm	191	192	194	194	198
-9 dBm	192	191	191	192	194
-12 dBm	188	192	191	189	190
-15 dBm	183	184	186	188	187
-18 dBm	161	167	170	175	177
-21 dBm	142	142	141	147	159
-24 dBm	81	84	98	97	101
-27 dBm	55	60	61	71	69
-29 dBm	19	20	23	25	32
-30 dBm	11	10	19	21	26
-32 dBm	9	9	15	16	19
-34 dBm	-	-	9	9	10

ตารางที่ 5.1 เมื่อพิจารณาจากตัวดิซิริเรียลไลเซอร์ที่ใช้ซึ่งรับสัญญาณในช่วง 25 – 400 mV ดังนั้นสัญญาณที่ทำให้ตัวดิซิริเรียลไลเซอร์สามารถกู้คืนสัญญาณข้อมูลและสัญญาณนาฬิกาได้จึงอยู่ในช่วงที่แรเงาในตาราง ดังนั้นหากต้องการให้ดิซิริเรียลไลเซอร์กู้คืนสัญญาณและสัญญาณนาฬิกาได้เมื่อรับสัญญาณแสงที่ระดับ -30 dBm ควรปรับค่าไบแอสให้อยู่ที่ 34 V

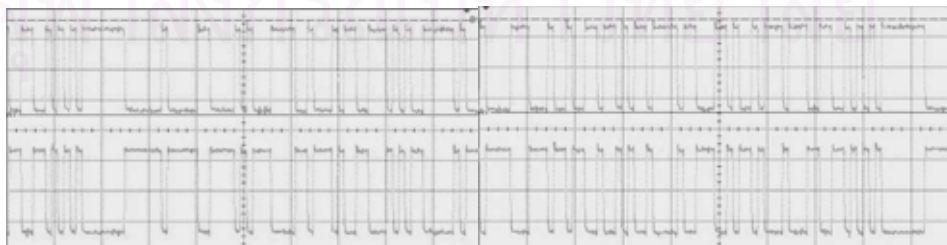
เมื่อไม่มีความจำเป็นที่จะต้องรับสัญญาณแสงที่ค่าต่ำกว่า -30 dBm ก็สามารถใช้ค่าไบแอสให้อยู่ที่ระดับต่ำลงไปได้ โดยที่ระดับสัญญาณแสง -27 dBm สามารถเลือกใช้ค่าไบแอสระดับใดก็ได้เนื่องจากระดับสัญญาณขาออกสูงพอที่ตัวดิซีเรียลไลเซอร์จะกักสัญญาณและสัญญาณนาฬิกา

ระดับของสัญญาณแสงนี้มีความสำคัญเพราะเป็นตัวกำหนดว่าตัวดิซีเรียลไลเซอร์จะกักสัญญาณและสัญญาณนาฬิกาได้หรือไม่ซึ่งจะส่งผลให้อัตราความผิดพลาดบิตมีค่าสูงหากดิซีเรียลไลเซอร์ไม่สามารถกักสัญญาณและสัญญาณนาฬิกาได้ ซึ่งจากตารางข้างบนแสดงให้เห็นว่าทรานส์พอนเดอร์ทางแสงนี้จะรับสัญญาณแสงได้ต่ำสุดที่ประมาณ -30 dBm (เมื่อไบแอสด้วยระดับสัญญาณ 34 V) เท่านั้น หากต่ำกว่านี้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตจะสูงมาก ดังนั้นในการทดสอบการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงเพื่อวัดอัตราความผิดพลาดบิตในหัวข้อต่อไปจะทำการตั้งค่าไบแอสระดับ 34 V เพื่อให้ได้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่น้อยที่สุดที่กำลังทางแสงที่รับที่มีค่าต่ำสุด

5.2.2 สัญญาณที่ได้จากตัวดิซีเรียลไลเซอร์

ในการวัดสัญญาณที่ออกจากตัวทรานส์พอนเดอร์ซึ่งมีความเร็ว 155 Mb/s นั้นจะใช้ MSO ในการวัดสัญญาณซึ่งมีข้อดีเนื่องจากสามารถเห็นรูปสัญญาณได้โดยไม่ต้องใช้ Trigger เมื่อวัดสัญญาณโดยใช้โหมดแผนภาพรูปตานี้จะเห็นลักษณะของสัญญาณเพียงโดยรวมเท่านั้น ซึ่งบางครั้งสัญญาณที่มีลักษณะรูปตาสวยอาจจะส่งบิตที่ผิดมากก็ได้ ดังนั้นการวัดสัญญาณด้วย MSO จึงเป็นการตรวจสอบค่าของสัญญาณในโหมด Oscilloscope ซึ่งจะเห็นรูปแบบของสัญญาณที่ส่งมาได้ นอกเหนือจากการใช้โหมดแบบรูปตา

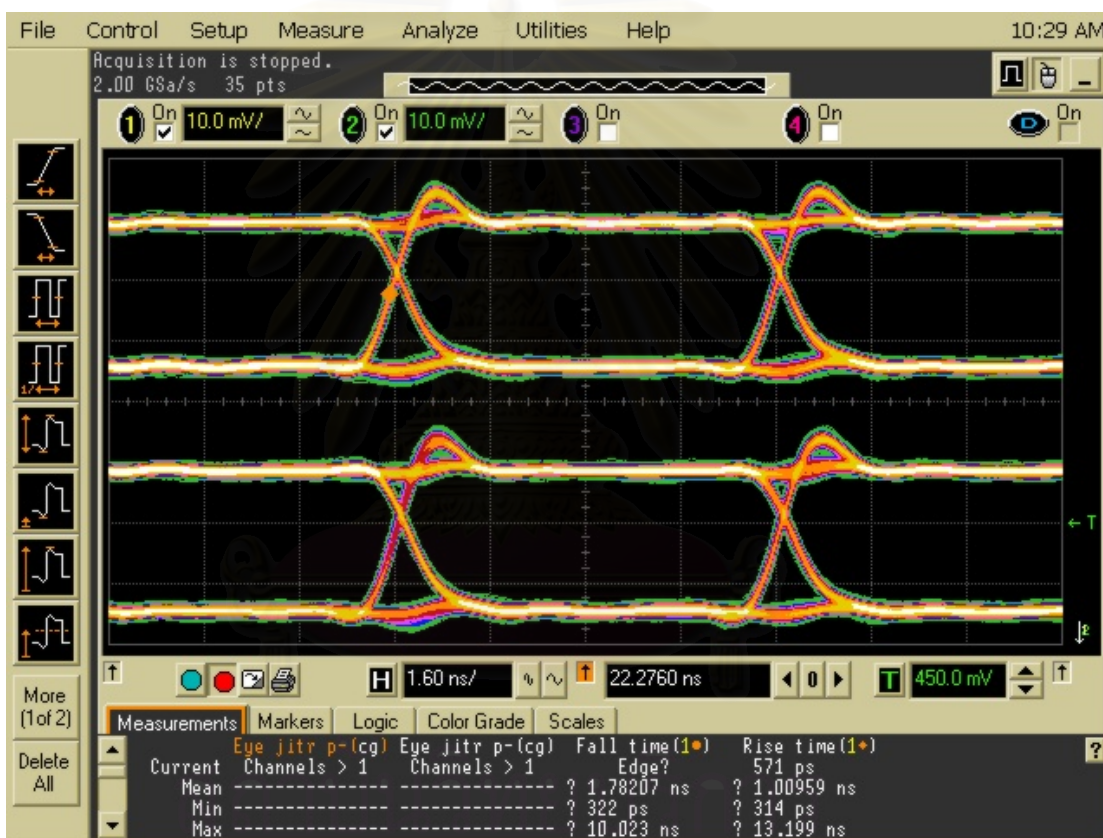
เนื่องจากสัญญาณที่ส่งเข้าไปเป็นสัญญาณ PRBS ความยาว 2^7-1 หรือ 127 บิต ดังนั้นบิตข้อมูลจะซ้ำกันทุกๆ 127 บิตดังแสดงในรูปที่ 5.10



รูปที่ 5.10 สัญญาณ PRBS ความยาว 2^7-1 แบบผลต่างที่ออกจากดิซีเรียลไลเซอร์ที่ภาครับของทรานส์พอนเดอร์ (ตำแหน่ง B)

สัญญาณที่ออกมาจากดิซิริเรียลไลเซอร์เป็นสัญญาณ PRBS ขนาด 2^7-1 ซึ่งมี Sequence ของสัญญาณเป็นดังนี้ 1 1 1 1 1 1 0 1 0 1 0 1 0 0 1 1 0 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 1 1 0 1 1 1 1 0 1 1 0 1 1 1 0 1 0 0 1 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 0 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1 0 1 1 1 1 1 0 0 1 0 1 0 1 1 1 0 0 1 0 0 1 0 0 1 0 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1 0 1 1 1 1 1 0 0 1 0 1 0 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0

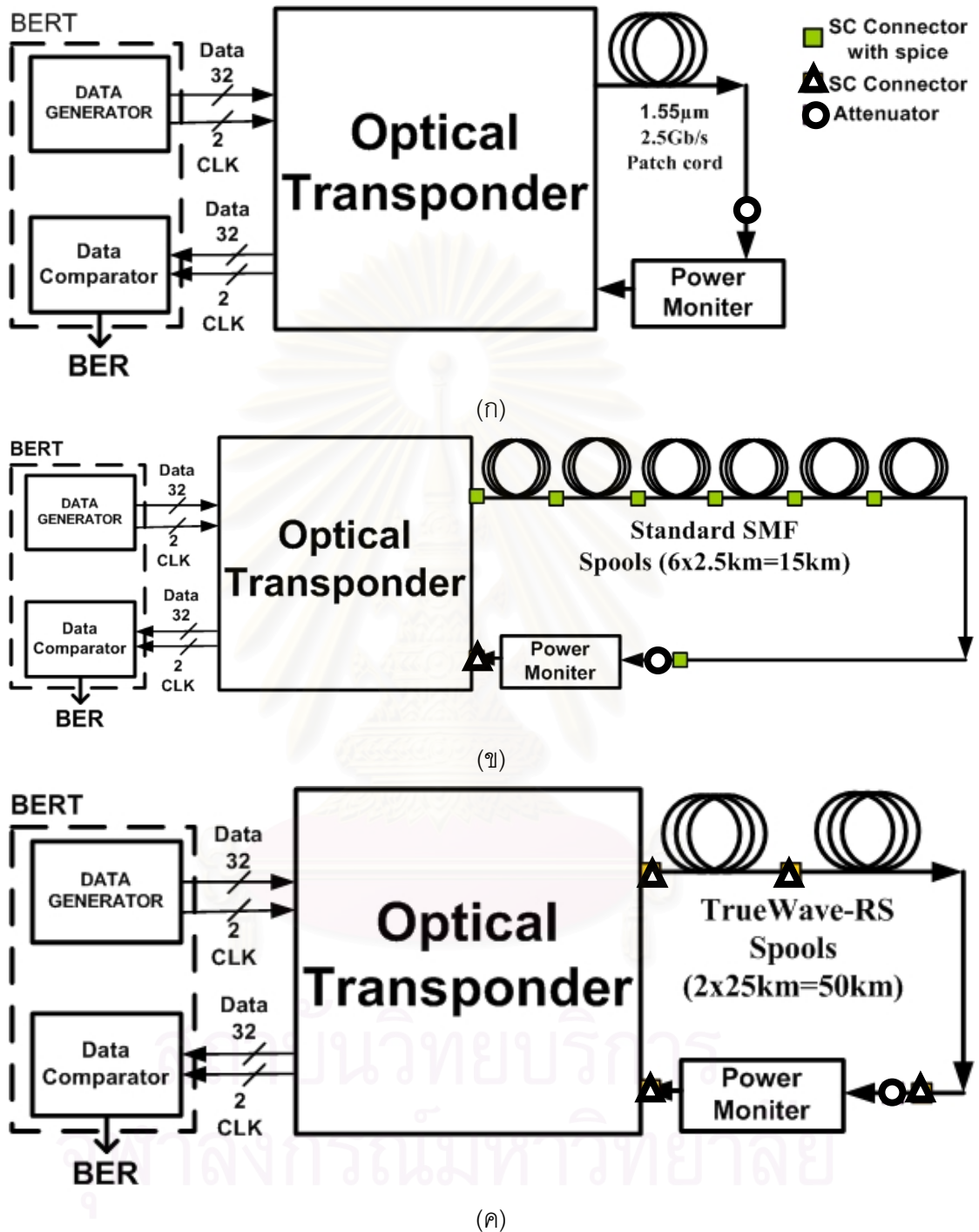
สัญญาณเป็นแบบระดับ LVDS มีค่า Jitter p-p ที่น้อยมากเมื่อเทียบกับคาบบิต ทางด้านค่า Rise time และ Fall time เท่ากับ 1 ns และ 1.7 ns ดังแสดงในรูปที่ 5.11



รูปที่ 5.11 สัญญาณออกจากดิซิริเรียลไลเซอร์ในภาครับของทรานส์พอนเดอร์ (ตำแหน่ง B)

การวัดประสิทธิภาพของภาครับนี้สรุปได้ว่าภาครับสามารถรับแสงได้ที่ระดับกำลังแสงต่ำสุด -30 dBm เมื่อไบแอสย่อนที่ 34 V ซึ่งหากต่ำกว่านี้จะไม่สามารถกู้คืนสัญญาณทางแสงได้ และจะส่งผลต่ออัตราความผิดพลาดบิตที่วัดได้ในหัวข้อต่อไป

5.3 การวัดคุณสมบัติในการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสง



รูปที่ 5.12 แผนภาพแสดงการวัดอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสง (ก) กรณี Loop Back (ข) กรณีผ่านเส้นใยนำแสงแบบโหมดเดียวมาตรฐานระยะ 15 กิโลเมตร (ค) กรณีผ่านเส้นใยนำแสงแบบ TrueWave ระยะ 50 กิโลเมตร

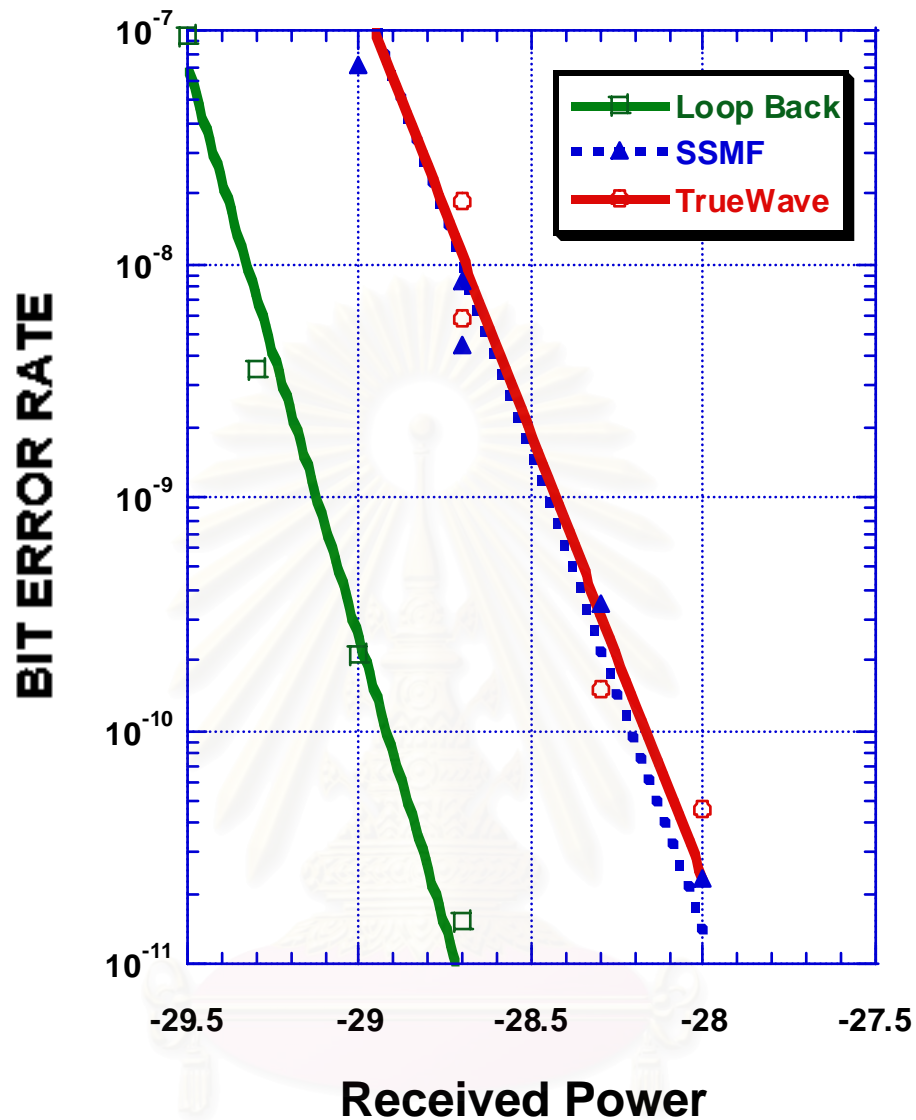
จากรูปที่ 5.12 ทำการวัดค่าอัตราความผิดพลาดบิตของสัญญาณที่ผ่านทรานส์พอนเดอร์ทางแสงโดยเริ่มจากสร้างสัญญาณ PRBS จากตัวสร้างสัญญาณส่งสัญญาณเข้าสู่ทรานส์พอนเดอร์ทางภาคส่ง หลังจากนั้นสัญญาณทางแสงจะถูกส่งเข้าไปยังม้วนเส้นใยนำแสง (Optical Fiber Spools) โดยแบ่งพิจารณาเป็น 3 กรณีคือ (ก) แบบ Loop Back คือสัญญาณแสงถูกป้อนกลับสู่ภาครับทันที (ข) ผ่านเส้นใยนำแสงแบบโหมดเดี่ยวมาตรฐานระยะ 15 กิโลเมตร และ (ค) ผ่านเส้นใยนำแสงแบบ TrueWave ระยะ 50 กิโลเมตร โดยในการวัดจะมีการเปลี่ยนค่าของกำลังทางแสงเป็นค่าต่างๆ แล้วหาความสัมพันธ์ของอัตราความผิดพลาดบิตต่อกำลังทางแสงที่รับในกรณีต่างๆ

ความแตกต่างระหว่างการส่งสัญญาณแบบ Loop Back กับแบบที่ส่งผ่านเส้นใยนำแสงคือในกรณีหลังจะมีปัญหาดีสเพอร์ชันเกิดขึ้นซึ่งจะส่งผลให้การส่งข้อมูลอาจจะมี ความผิดพลาดขึ้นได้ ส่วนการเปรียบเทียบกรณีที่เป็นเส้นใยนำแสงแบบโหมดเดี่ยวมาตรฐานระยะ 15 กิโลเมตรกับเส้นใยนำแสงแบบ TrueWave ระยะ 50 กิโลเมตรนั้น เส้นใยนำแสงทั้งสองชนิดมีที่ แตกต่างกัน ซึ่งจะแสดงความแตกต่างของค่าดีสเพอร์ชันตามตารางที่ 5.2

ตารางที่ 5.2 ความแตกต่างของการทดลองหาอัตราผิดพลาดบิตทั้ง 3 กรณี

	Loop Back	Standard Single Mode Fiber	TrueWave Single Mode Fiber
Dispersion@1,550 ; ps/(nm ·km)	18	18	5
Pulse spreading ; (t_{GVD} ;ps)	$18 \times 0 \times 0.09 = 0$	$18 \times 15 \times 0.09 = 27$	$5 \times 50 \times 0.09 = 25$
Attenuation loss + Insertion loss	-0.2 dB	-4.5 dB	-12.5 dB

จากตารางข้างบนค่าการกระจายออกของพัลส์จากการคำนวณในกรณี (ข) และ (ค) นั้นมีค่าเกือบเท่ากัน ดังนั้นเมื่อทำการหาอัตราความผิดพลาดบิตจึงน่าที่จะได้ความสัมพันธ์ที่ใกล้เคียงกันซึ่งหลังจากการทดลองได้ลักษณะความสัมพันธ์เป็นไปตามรูปที่ 5.13



รูปที่ 5.13 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังแสงที่รับเมื่อทดสอบกรณี Loop Back (เส้นที่สีเขียว) กรณีผ่านเส้นใยนำแสงแบบโหมดเดี่ยวมาตรฐานระยะ 15 กิโลเมตร (เส้นประสามเหลี่ยม) กรณีผ่านเส้นใยนำแสงแบบ TrueWave ระยะ 50 กิโลเมตร (เส้นที่วงกลม)

จากกราฟแกนนตั้งคือค่าอัตราความผิดพลาดบิตแกนนอนคือค่ากำลังทางแสงที่รับที่ตัวทรานส์พอนเดอร์ เมื่อพิจารณาเส้นกราฟของทั้ง 3 กรณีจะเห็นได้ว่าในกรณี Loop Back สัญญาณจะไม่มีผลของดิสเพอร์ชันมาเกี่ยวข้อง ดังนั้นสัญญาณจึงมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำ

กว่าในอีก 2 กรณีถัดมา เมื่อพิจารณาต่อไปถึงสองกรณีหลังจากการคำนวณจะเห็นได้ว่าผลของดิสเพอร์ชันมีค่าเกือบเท่ากันดังนั้นจึงได้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ใกล้เคียงกันด้วยซึ่งก็เป็นไปตามที่คำนวณไว้ก่อนหน้านี้

เมื่อพิจารณาที่อัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ 10^{-9} จะเห็นได้ว่ากรณีแรกอยู่ที่ค่ากำลังทางแสง -29.1 dBm ส่วนอีกสองกรณีหลังอยู่ที่ค่า -28.4 dBm ซึ่งจะได้ค่า Power penalty ประมาณ 0.7 dB ซึ่งสอดคล้องกับค่า Power penalty ในการหาอัตราความผิดพลาดบิตก่อนที่จะทำการประกอบต้นแบบขึ้นซึ่งตอนนั้นสามารถวัดค่า Power penalty ได้เป็น 0.65 dB โดยใช้ Evaluation board มาต่อกัน

ในบทที่ 5 นี้เป็นผลการวัดประสิทธิภาพของทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ประกอบขึ้นโดยแบ่งการวัดเป็นการวัดประสิทธิภาพทางภาคส่ง ภาครับ และทำยที่วัดประสิทธิภาพในการรับส่งสัญญาณซึ่งต้องใช้ทั้งภาคส่งและภาครับทำงานร่วมกัน โดยทรานส์พอนเดอร์ทางแสงนี้สามารถสร้างสัญญาณทางแสงกำลังแสงสูงสุดได้ 0 dBm มีค่าสัดส่วนเอกซ์ทิงชันได้ถึง 8.89 dB ซึ่งเกิน 8.2 dB ตามที่มาตรฐานได้กำหนดไว้ โดยมีค่า Jitter p-p เป็น 40 ps มีค่า Rise time และ Fall time เท่ากับ 113 ps และ 156 ps ตามลำดับ ซึ่งค่า Jitter p-p ที่วัดได้ยังอยู่ในช่วงที่ดิจิทัลรีเลย์ไลเซอร์สามารถกู้คืนสัญญาณกลับได้ ส่วนค่า Rise time และ Fall time ยังอยู่ภายในช่วง 70% ของคาบบิตตามมาตรฐานของการส่งสัญญาณแบบ NRZ สำหรับภาครับสามารถรับสัญญาณทางแสงได้ต่ำถึงระดับ -29.1 dBm ในขณะที่ค่า BER เท่ากับ 10^{-9} ซึ่งเมื่อนำค่าประสิทธิภาพของตัวส่งสัญญาณทางแสงมาหาขีดจำกัดของการทำงานจะได้ดังตารางที่ 5.3

ตารางที่ 5.3 แสดงขีดจำกัดของระยะทางส่งสัญญาณของทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ประกอบขึ้น

	ข้อกำหนด	ระยะทางที่แสงจะเดินทางได้ไกลสุด
ผลจาก Dispersion	$T_{r,budget} < 70\% T_b$	$(18 \times 0.09 \times L)^2 + (113.3)^2 + (350/2.5)^2 = 280^2$ L = 132 กิโลเมตร
ผลจาก Attenuation	Power Budget	$0 - (-29.1) - 0.4(Loss_{ins}) - 6dB(\text{system margin}) = 0.25 \times L$ L = 90 กิโลเมตร

จากตารางจะพบว่าขีดจำกัดในการส่งสัญญาณแสงจะอยู่ที่ค่าลดทอนซึ่งสามารถส่งและรับสัญญาณด้วยทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ออกแบบขึ้นนี้โดยไม่มีตัวขยายสัญญาณได้

ระยะทางไกลที่สุด 90 กิโลเมตรซึ่งถือว่าไกลกว่ามาตรฐานระยะทาง SR และ IR โดยระยะทางที่คำนวณได้นี้ถือว่าส่งได้ไกลถึงระดับ LR (Long Reach) (80 กิโลเมตร ที่ความยาวคลื่น 1,550 nm)

ในบทนี้แสดงการทดสอบประสิทธิภาพของทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ประกอบขึ้นโดยการทดสอบเป็น ทางภาคส่ง ทางภาครับ และการทดสอบส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสง โดยจากการทดสอบปรากฏว่าทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ออกแบบและประกอบขึ้นสามารถทำงานได้ตามมาตรฐานโดยสามารถสร้างสัญญาณทางแสงที่อัตราส่ง 2.5 Gb/s จากสัญญาณทางไฟฟ้าความเร็ว 155 Mb/s 16 ช่องสัญญาณ โดยสัญญาณแสงที่ได้ผ่านการทดสอบหน้ากากมาตรฐานและมีค่าสัดส่วนเอกซ์ทิงชันมากกว่า 8.2 dB

ทางภาครับสามารถรับสัญญาณทางแสงและแปลงกลับออกมาเป็นสัญญาณทางไฟฟ้า 16 ช่องสัญญาณโดยสามารถรับสัญญาณแสงที่ความพลังงานทางแสงต่ำสุดถึง -29 โดยมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตอยู่ที่ระดับ 10^{-9} และผ่านการทดสอบส่งและรับสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสงระยะทาง 15 กิโลเมตรโดยอัตราความผิดพลาดบิตไม่เกิน 10^{-9} ได้สำเร็จ

จากการทดสอบต่างๆที่กล่าวมาในบทที่ 5 นี้เป็นการทดสอบตามมาตรฐานที่ใช้กันในเชิงพาณิชย์ ซึ่งถือได้ว่าทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ประกอบขึ้นเป็นไปตามมาตรฐานที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันซึ่งแสดงอยู่ในตารางที่ 5.4

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ 5.4 ตารางแสดงการเปรียบเทียบคุณสมบัติทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ออกแบบขึ้นเทียบกับมาตรฐาน ITU-T G.957

	Parameter	Unit	Values	Phototype
	Operating wavelength range	nm	1,430-1,580	1,550
Tx	maximum -20 dB spectrum width	nm	< 1	0.09
	Minimum side mode suppression ratio	dB	30	43.68
	Mean launched power:			
	- maximum	dBm	0	0
	- minimum	dBm	-5	
	Minimum extinction ratio	dB	8.2	1.2-8.9
Rx	Minimum sensitivity	dBm	-18	-29
	Minimum Overload	dB	-9	-3
	Optical Path penalty	dB	>1	0.7

ทรานส์พอนเดอร์ที่ออกแบบขึ้นผ่านตามมาตรฐาน ITU-T G.957 ซึ่งถูกนำไปใช้อ้างอิงกับตัวทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่มีขายกันในเชิงพาณิชย์ซึ่งสรุปได้ว่า ทรานส์พอนเดอร์ทางแสงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นไปตามมาตรฐานและสามารถส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงระยะทาง 15 กิโลเมตร โดยอัตราความผิดพลาดบิตไม่เกิน 10^{-9} ได้

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการออกแบบและประกอบทรานส์พอนเดอร์ทางแสง โดยใช้เทคนิคการมอดูเลตโดยตรงที่ภาคส่งและเทคนิคการตรวจจับโดยตรงที่ภาครับ ซึ่งสามารถส่งสัญญาณข้อมูลที่อัตราส่ง 2.5 Gb/s ตามมาตรฐาน SONET/SDH และสามารถส่งสัญญาณแสงด้วยระดับพลังงานขาออกสูงสุดที่ 0 dBm ในขณะที่อัตราการตอบสนองของพลังงานของสัญญาณแสงที่ภาคตัวรับมีค่าต่ำมากถึงระดับ -34 dBm และใช้การรับส่งสัญญาณทางไฟฟ้าด้วยระดับสัญญาณ LVDS

จากการศึกษางานที่เกี่ยวข้องกับตัวรับส่งสัญญาณทางแสงที่เคยมีมา พบว่าอุปกรณ์รับส่งสัญญาณทางแสงมีหลายหลายแบบแบ่งออกได้ตามลักษณะการใช้งาน เช่น ทรานส์ฟเวอร์ ทรานส์พอนเดอร์ ในงานวิจัยนี้กำหนดเป้าหมายเป็นทรานส์พอนเดอร์ทางแสง เพราะเนื่องจากทรานส์ฟเวอร์มีหน้าที่การทำงานและมีองค์ประกอบที่เป็นเพียงส่วนหนึ่งของทรานส์พอนเดอร์เท่านั้น ดังนั้นเมื่อทำการออกแบบและทดสอบการใช้งานของทรานส์พอนเดอร์ต้นแบบเป็นที่เรียบร้อยแล้ว ก็สามารถนำข้อมูลการออกแบบดังกล่าวมาปรับปรุงโดยตัดออกเพียงบางส่วนก็จะสามารถออกแบบทรานส์ฟเวอร์ได้ทันที

ความเร็วในการส่งสัญญาณก็เป็นอีกปัจจัยหนึ่งที่สำคัญในการออกแบบ เมื่อพิจารณาตามหน้าที่ของทรานส์พอนเดอร์ ทรานส์พอนเดอร์จะถูกติดตั้งอยู่ตามสถานีเชื่อมต่อโครงข่าย (Network Node) เพื่อทำการรวมสัญญาณจากหลายๆ สถานีเชื่อมต่อโครงข่ายเข้าถึง (Access Node) และแปลงออกไปเป็นสัญญาณแสงเพื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสงไปยังสถานีเชื่อมต่อโครงข่ายปลายทางที่ติดตั้งทรานส์พอนเดอร์ทางแสงเช่นเดียวกัน สัญญาณทางแสงก็就会被แปลงกลับพร้อมแยกออกเป็นสัญญาณไฟฟ้าเพื่อส่งต่อไปยังสถานีเชื่อมต่อโครงข่ายที่เข้าถึงโดยใช้มาตรฐานการส่งข้อมูลแบบ SONET/SDH ซึ่งลักษณะการใช้งานดังกล่าวเรียกว่าระบบเครือข่ายนครหลวง (metropolitan area network: MAN) ซึ่งในปัจจุบันความเร็วที่ใช้ในประเทศไทยอยู่ที่ 51.84 Mb/s, 155.52 Mb/s, 622.08 Mb/s, 2.488 Gb/s และ 9.953 Gb/s (OC-1, OC-3, OC-12, OC-48 และ OC-192 ตามลำดับ) ในงานวิจัยนี้จึงเลือกที่จะออกแบบทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่มีความเร็วของ

สัญญาณแสงที่ 2.488 Gb/s และสัญญาณทางไฟฟ้า 16 ช่องสัญญาณโดยแต่ละช่องสัญญาณที่ความเร็ว 155.52 Mb/s เนื่องจากเป็นความเร็วที่เหมาะสมและมีการใช้งานจริงในประเทศไทย

จากการศึกษางานวิจัยต่อมา ก็พบว่าเทคนิคที่ใช้ในการส่งและรับสัญญาณแสงก็มีหลากหลาย ทางภาคส่งก็มีเทคนิคการมอดูเลตแสงลักษณะต่างๆ ซึ่งในแต่ละเทคนิคในการส่งก็จะมีเทคนิคในการรับสัญญาณแสงในรูปแบบที่ต่างกัน งานวิจัยนี้ได้เลือกเทคนิคการออกแบบโดยคำนึงถึงความง่ายในการใช้งานและต้นทุนที่ต่ำในการผลิต ดังนั้นเทคนิคการมอดูเลตโดยตรงที่ภาคส่งและเทคนิคการตรวจจับโดยตรงที่ภาครับจึงถูกเลือกมาใช้ ซึ่งเทคนิคการมอดูเลตโดยตรงนี้สามารถใช้งานที่ความเร็ว 2.5 Gb/s ได้โดยยังไม่ถึงขีดจำกัดเนื่องจากความสามารถในการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของกระแสขั้วของตัวเลเซอร์ยังเร็วพอ ในขณะที่มีราคาต้นทุนที่ต่ำกว่าเทคนิคอื่นๆ

ทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ออกแบบแบ่งออกเป็น 2 ส่วนได้แก่ ส่วนภาคส่งซึ่งทำหน้าที่รับสัญญาณทางไฟฟ้าความเร็ว 155.52 Mb/s ทั้งหมด 16 ช่องสัญญาณ เพื่อทำการรวมสัญญาณโดยวิธี TDM เป็นสัญญาณความเร็ว 2.5 Gb/s 1 ช่องสัญญาณ แล้วปรับระดับสัญญาณให้เหมาะสมก่อนส่งต่อไปขับเลเซอร์ ทำให้ได้ออกมาเป็นสัญญาณทางแสงความเร็ว 2.5 Gb/s ส่วนที่สองคือภาครับซึ่งทำหน้าที่ตรงข้ามกับภาคส่ง โดยตรวจจับสัญญาณแสงที่ความเร็ว 2.5 Gb/s แล้วขยายสัญญาณให้เหมาะสมก่อนเพื่อคืนสัญญาณข้อมูลและสัญญาณนาฬิกาแล้วแยกข้อมูลสัญญาณตามวิธี TDM เพื่อให้ได้สัญญาณ 155 Mb/s 16 ช่องสัญญาณกลับออกมา

ในการประกอบอุปกรณ์ต่างๆของทรานส์พอนเดอร์เข้าด้วยกันจะต้องเริ่มต้นที่การออกแบบลายวงจร โดยในที่นี้เลือกใช้แผ่นวงจรแบบชนิดหลายชั้น โดยมี 4 ชั้นคือ Top layer เป็นชั้นที่วางเส้นสัญญาณข้อมูล ถัดไปเป็น Ground plane เป็นชั้นกราวด์ที่กั้นระหว่างชั้นของสัญญาณข้อมูลกับชั้นของไฟเลี้ยง Power layer1 และ Power layer2 เป็นชั้นที่วางไฟเลี้ยงที่จะป้อนให้กับตัววงจรรวมต่างๆ ในการวาดลายวงจรทำการเขียนด้วยมือโดยใช้ซอฟต์แวร์ Protel การออกแบบลายวงจรที่เป็นเส้น Differential จะต้องทำการออกแบบให้มีความยาวเท่ากันที่สุดเท่าที่เป็นไปได้ และลายวงจรทั้งหมดถูกนำไปทำเป็นแผ่นวงจรทรานส์พอนเดอร์ต้นแบบโดยใช้วัสดุ (Material) ชนิด FR4

ผลการทดสอบต้นแบบทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ออกแบบและประกอบขึ้นพบว่า ทรานส์พอนเดอร์ทางแสงต้นแบบทำงานตรงตามหน้าที่ โดยสามารถส่งสัญญาณทางแสงความเร็ว 2.5 Gb/s โดยเมื่อทดสอบกับสัญญาณ PRBS 2^{7-1} ภาคส่งผ่านการทดสอบมาตรฐาน

Eye Mask Test สำหรับ OC-48 และหลังส่งผ่านเส้นใยนำแสงแบบโหมดเดี่ยวมาตรฐานระยะทาง 15 กิโลเมตรสามารถวัดอัตราความผิดพลาดบิตได้ต่ำกว่า 10^{-9}

ทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ออกแบบมาผ่านการทดสอบตามมาตรฐาน ITU-T G.957 สามารถส่งสัญญาณได้ไกลที่สุดถึงระดับมาตรฐาน Long Reach (80 กิโลเมตร) โดยไม่ต้องใช้ตัวขยายสัญญาณระหว่างทางแต่อย่างใด ราคาของทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ออกแบบขึ้นอยู่ที่ประมาณ 56,000 บาท ซึ่งยังราคาต่ำกว่าของที่มีขายตามท้องตลาดที่มีตั้งแต่ 60,000 บาท เป็นต้นไป

6.2 ข้อเสนอแนะ

ข้อเสนอแนะในการปรับปรุงและพัฒนาการออกแบบและประกอบทรานส์พอนเดอร์ทางแสงและการนำไปประยุกต์ใช้ในอนาคตมีดังนี้

1. สามารถเปลี่ยนวัสดุที่ใช้ทำแผ่นวงจรเพื่อลดการลดทอนของสัญญาณได้ เช่นเลือกใช้วัสดุชนิด Roger แทน FR4 (แต่ราคาสูงกว่าและขณะนี้ยังไม่สามารถทำในประเทศไทยได้)
2. การปรับระดับสัญญาณต่างๆในทรานส์พอนเดอร์ที่ออกแบบขึ้นยังใช้วิธีการปรับด้วยมือ ซึ่งอาจจะทำการพัฒนาโดยการใส่ไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อให้ทรานส์พอนเดอร์ทางแสงสามารถควบคุมระดับสัญญาณได้โดยการสั่งการผ่านคอมพิวเตอร์ หรือตามที่โปรแกรมไว้
3. ในส่วนของวงจรขับเลเซอร์ที่เลือกใช้ได้มีการเตรียมส่วนของการควบคุมพลังงานอัตโนมัติมาให้ สามารถเพิ่มวงจรในส่วนนี้ เพื่อให้พลังงานทางแสงขาออกคงที่กว่าเดิมได้
4. ภาครับหลังจากรับสัญญาณทางแสงและทำการขยายสัญญาณด้วยตัวขยายก่อนซึ่งเป็นตัวขยายแบบ Transimpedance สามารถที่จะปรับปรุงสัญญาณโดยเพิ่มตัวขยายหลังแบบ Limiting สำหรับขยายสัญญาณที่รับได้เมื่อสัญญาณแสงที่ส่งมามีพลังงานที่อ่อนมากซึ่งอาจจะสามารถรับสัญญาณที่ค่าพลังงานแสงที่ต่ำกว่า -29 ได้
5. เนื่องจากข้อจำกัดของจุดเชื่อมต่อ (Connector) ที่ต้องรองรับช่องสัญญาณแบบ Differential จำนวนมากถึง 64 ตัว (ที่ภาคส่ง 16 ช่องสัญญาณ Differential และภาครับ 16 ช่องสัญญาณ Differential) ในต้นแบบนี้ใช้เป็นตัวเชื่อมต่อแบบ SMB ดังนั้นจึงกินเนื้อที่ของบอร์ดต้นแบบมากตัวต้นแบบจึงมีขนาดใหญ่ ดังนั้นหากเราต้องการออกแบบทรานส์พอน

เดอ์ทางแสงให้ใช้ในเชิงพาณิชย์เพื่อลดขนาดของบอร์ดให้เป็นไปตามมาตรฐาน สามารถเปลี่ยนเป็นตัวเชื่อมต่อแบบ 300-pin หรือแบบอื่นๆได้

6. การทำการจำลองการทำงาน (Simulation) ก็เป็นอีกหนึ่งขั้นตอนที่ใช้สำหรับลดปัญหาของการทำแผ่น PCB โดยในปัจจุบันมีโปรแกรมที่ใช้ในการจำลองการทำงานอยู่มากมาย เนื่องจากราคายังค่อนข้างสูงจำไม่ได้ถูกนำมาใช้ในการออกแบบลายวงจรในวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้วิธีการคำนวณและสั่ง PCB มาทำการทดลองเมื่อมีจุดที่ยังมีปัญหาก็คือทำการออกแบบจุดที่มีปัญหาใหม่ ซึ่งในอนาคตหากมีโปรแกรมที่สามารถจำลองการทำงานก่อนที่จะนำไปทำ PCB จริงๆ ได้ก็จะเป็นการลดต้นทุนในการพัฒนาตัวต้นแบบของวงจร



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รายการอ้างอิง

- [1] H. Sotobayashi, W. Chujo, and K. Kitayama. 1.6-b/s/Hz 6.4-Tb/s QPSK-OCDM/WDM (4 OCDM × 40 WDM × 40 Gb/s) transmission experiment using optical hard thresholding. IEEE Photon. Technol. Lett. 14. (Apr. 2002) : 555-557.
- [2] H. Sotobayashi, W. Chujo, and K. Kitayama. 1.52 Tbit/s OCDM/WDM (4 OCDM×19 WDM×20 Gbit/s) transmission experiment. Electron. Lett. 37, 11. (May. 2001) : 700-701.
- [3] H. Sotobayashi, W. Chujo, and K. Kitayama. Highly Spectral-Efficient Optical Code-Division Multiplexing Transmission System. IEEE J. Select. Quantum Electron. 10, 2. (2004) : 250-258.
- [4] A. Filios, B. Hallock, T. Kennedy, I. Tomkos, M. Vodhanel, R. Vodhanel. 16 channel, 10 Gb/s DWDM transmission of directly modulated lasers with 100 GHz channel spacing over 100 km of negative dispersion fiber. Lasers and Electro-Optics Society. LEOS 2001, The 14th Annual Meeting of the IEEE. 2, 12-13. (Nov. 2001) : 742 – 743.
- [5] L. Eskildsen, P. B. Hansen, S. G. Grubb, A. M. Vengsarkar, T. A. Strasser, J. E. J. Alphonse, D. J. DiGiovanni, D. W. Peckham, D. Truxal, and W. Y. Cheung. 465-km Repeaterless Transmission Using a 2.488 Gb/s Directly Modulated DFB Laser. IEEE Photon. Technol. Lett. 8, 5. (May. 1996) : 724-726.
- [6] A. Benzoni, M. Downie, B. Kasper, J. Paslaski, E. Peral, Xin Mei Wu, T. Schrans, M. Swass, C. Tsai, and I. Ury. High Speed, High Performance Laser Module. IEEE Electronic Components and Technology Conference : (2000).
- [7] D.S. Shin, J. Wang, F. Bosch, P.A. Kie,y, N. Chand, M. Fischer, K. Kojima, B.L. Kasper, E.M. Peral, and H. Ransijn. 10 Gb/s transmission over 50 km nonzero dispersion-shifted fibre using 1.3 µm directly modulated uncooled transmitters. Electron. Lett. 38, 16. (Aug. 2002) : 864-865.
- [8] Xilinx. Xilinx Solutions for 10G Optical Modules. www.xilinx.com : xilinx's website
- [9] E. Cornejo. Datacom and telecom approach 10G convergence. Light Wave Magazine's website. <http://lw.pennnet.com/home.cfm>. Lightwave, Mar. 2005.

- [10] F. Daou, and R. O'Dowd. Optical Transponder Test for multi Gigabit Rate. IEEE Lightwave Technologies in Instrumentation & Measurement Conference. (Oct. 2004).
- [11] H. Itohara, M.Tabara, and N. Shinoda. Development of 10 Gb/s Tunable Transponder Module. Furukawa Review. 23. (2003).
- [12] K. Sato et al. Direct modulation of a distributed feedback laser for 40 Gb/s very-short-reach optical links. in Tech. Dig. OFC 2002. ThF2, (Mar. 2002) : 416-417.
- [13] G. Keiser. Optical Fiber Communications. Third Ed., Singapore : McGraw-Hill, 2000.
- [14] H. Kolimbiris. Fiber Optics Communications. New Jersey : Prentice-Hall, 2004.
- [15] E. Sackinger. Boardband Circuits for Optical Fiber Communication. Canada :John Wiley & Sons, 2005.
- [16] B. Razavi. Design of Integrated Circuits for Optical Communications. Singapore : McGraw-Hill, 2003.
- [17] Stephen C. Thierauf. High-Speed Circuit Board Signal Integrity. London : Arctect House, Inc. , 2004.
- [18] ITU-T G.957, Digital Sections and Digital Line Systems – Optical Interfaces for Equipments and Systems Relating to the Synchronous Digital Hierarchy
- [19] Max3890 data sheet. www.maxim-ic.com : Maxim's website
- [20] Max3869 data sheet. www.maxim-ic.com : Maxim's website
- [21] D572 data sheet. www.triquint.com : Triquint's website
- [22] P173A data sheet. www.triquint.com : Triquint's website
- [23] Max3880 data sheet. www.maxim-ic.com : Maxim's website
- [24] Introduction to LVDS, PECL, and CML. Application Note. www.maxim-ic.com : Maxim's website
- [25] Single-Ended Differential Methods of Driving a Laser Diode. Application Note. www.maxim-ic.com : Maxim's website
- [26] Interfacing Maxim Laser Drivers with Laser Diodes. Application Note. www.maxim-ic.com : Maxim's website
- [27] ITU-T Recommendation G.691, Optical interfaces for single channel SDH systems with optical amplifiers, and STM-64 systems.



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ก. บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่

P. Tantivongapai, K. Pattanakul, and D. Wonglumsom “Bit Error Rate Performance of 2.5 Gb/s Optical Transponder Over 15-km SSMF and 50-km TrueWave Fiber Transmissions” in the proceedings of The 4th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOCN2005, Bangkok, Thailand), 14-16 December 2005



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

BIT ERROR RATE PERFORMANCE OF 2.5 GB/S OPTICAL TRANSPONDER OVER 15-KM SSMF AND 50-KM TRUEWAVE FIBER TRANSMISSIONS

P. Tantivongampai, K. Pattanakul, and D. Wonglumsom

Faculty of Engineering Chulalongkorn University, Phayathai Patumwan Bangkok 10330
Tel.0-2218-6909

E-mail: tantivongampai_p@yahoo.com, kumkwan_p@yahoo.com, Duangrudee.W@Chula.ac.th

ABSTRACT

This paper presents successful transmissions of 2.5 Gb/s optical transponder over 15-km standard single-mode fiber and 50-km TrueWave fiber. The bit error rate performance better than 10^{-9} and power penalty have been experimentally determined using our own designed bit error rate tester. The detailed implementation of 2.5 Gb/s optical transponder prototype is also given.

Keywords: optical transponder, directly modulated laser, bit error rate tester

1. INTRODUCTION

Data traffic has increased dramatically due to a constant boost in Internet usage and new multimedia applications. To support such an increasing traffic, optical fiber links have been deployed worldwide, particularly in major cities, university campuses, office buildings, and even in hospitals. The typical components used for transmitting and receiving data over those optical links are optical transceivers and optical gigabit Ethernet (GbE) modules. With an integration of high-speed data multiplexer and demultiplexer chips, a.k.a. serializer and deserializer (SerDes), the optical transceiver will be transformed into an optical transponder. Commercial products of optical transceiver, GbE module and transponder are becoming available at multi gigabit-rate capability such as 1, 2.5 and 10 Gb/s. Current research and development (R&D) is in pursuit of higher data rates [1, 2], such as a demonstration of 40 Gb/s optical GbE module for the very-short-range (VSR) transmission [3].

Various techniques are applied to increase the total transmission capacity of optical fiber, for example, the well-known wavelength division multiplexing (WDM) or the single channel with high bit-rate using different modulation formats [4]. The most adopted technique in industry is a transmission of multiple WDM channels with each channel using the intensity modulation (IM) format and the non-return-to-zero (NRZ) data coding due to narrower required bandwidth, lower cost and less complexity in the signal's generation and recovery. Especially, at receiver end, the IM signal can be directly recovered by a photodetector. Whereas, at transmitter end, the IM signal can be generated either by a directly modulated laser (DML), an external cavity laser (ECL),

an electro-absorption modulated laser (EML), or a Lithium Niobate Mach-Zehnder modulator (MZM) together with a continuous wave laser (CWL). Among these options, the DML is less expensive and consumes less power. Therefore, it is preferable for assembly of affordable optical modules, and thus chosen in our design of optical transponder.

There were transmissions reported on using merely DML without SerDes at various wavelengths, bit-rates, and distances [5, 6]. But, to the best of our knowledge, no report is on the bit error rate (BER) performance of 2.5 Gb/s optical transponder over 15 km long standard single-mode fiber (SSMF) and 50 km long TrueWave SMF. This TrueWave SMF is compliant with the ITU-T G.655 nonzero-dispersion fiber (NZDF), which has a much lower dispersion slope than SSMF. The chromatic dispersions at 1550 nm wavelength are approximately 18 and 5 ps/nm/km for SSMF and TrueWave, respectively. Smaller dispersion will allow a longer uncompensated distance. Hence, the system cost, especially in long haul, will be lower with a reduction in optical amplifiers and dispersion compensation modules.

The focus of our work is on assembly of an economical 2.5 Gb/s optical transponder prototype, to be utilized in an intermediate range (IR) transmission like a metropolitan area network (MAN) linked by several spans of SMFs. To verify the error-free transmissions of prototype, our own designed bit error rate tester (BERT) was also constructed. The details of our experimental setup and bit error rate (BER) results are elaborated in Section 3 and 4, respectively.

2. DESIGN AND IMPLEMENTATION

Our 2.5 Gb/s optical transponder consists of several main components as shown by the schematic block diagram in Fig.1. The upper row of components is transmitter end; where as the lower row of components is receiver end. Prior to being assembled onto one printed circuit board (PCB), all components were individually tested to verify their performances and signal integrity. These components are either in the form of evaluation boards or discrete devices mounted on our testing PCB. The most difficult problems encountered were signal integrity and impedance matching across every board. The assembly of all components onto our

designed multi-layered PCB will be completed in a next phase of work after the PCB arrives from fabrication. The descriptions of transmitter and receiver, including the BERT, will be as follows.

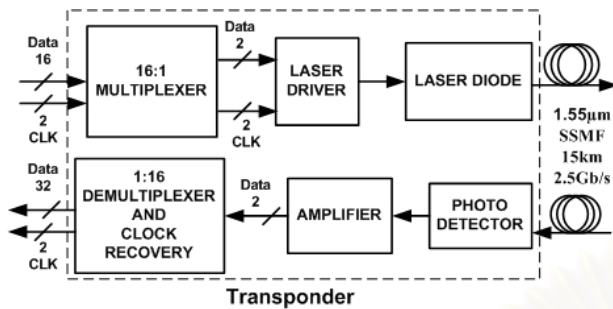


Fig.1 Schematic block diagram of optical transponder

2.1 Transmitter

Sixteen parallel data, each at 155 Mbit/s bit-rate, are combined into one serial data stream at 2.5 Gb/s via the 16:1 multiplexer (IC# MAX3891 from Maxim). One of standard signal levels typically used for high-speed data is the differential LVPECL (Low Voltage Positive Emitter-Coupler Logic), which helps removing some common-mode noise from corrupting data bits. Because of the differential signal, both 2.5 Gb/s data and 2.5 GHz clock outputting from the multiplexer will each have two outputs as indicated by '2' on the interconnected lines.

Next, the serial data stream is amplified by the laser driver (IC# MAX3869 from Maxim), such that its peak-to-peak current level is sufficient for the NRZ data modulation at a laser diode or the DML, in our case. The output current from this chosen laser driver can be varied from 0 up to 60 mA. The extinction ratio (ER) larger than 8.2 dB, specified by the standard ITU-T G693, was experimentally proven to be attainable.

An uncooled distributed feedback (DFB) Laser (model# D572 from Triquint Semiconductor) was chosen as DML. The uncooled feature implies no temperature electric cooler (TEC) integrated and no temperature stabilizing circuit required. The 3-dB spectral width was measured to be as narrow as 0.09 nm centering at 1552.03 nm for the lowest fiber attenuation of about 0.24 dB/km. This emitting wavelength and the 2.5 Gb/s bandwidth limit of DML make our design differ from [5] but similar to [6]. The maximum ER was measured to be at least 15 dB. This DML has two input ports: the direct current (DC) port for biasing in a forward-biased state and the radio frequency (RF) for direct modulation (DM) by the laser driver's output. The 2.5 Gb/s IM light output will propagate through either 15 km long of cascading SSMF or 50 km long of TrueWave SMF.

2.2 Receiver

A reverse process happens at the receiver end. The attenuated and distorted 2.5 Gb/s IM light is detected by a photodetector and got converted back into 2.5 Gb/s electrical signal. In our case, an avalanche photodiode

(APD) (model# P173A from Triquint Semiconductor), which can detect 1550 nm light, was chosen over a P-I-N photodiode because of a larger multiplication gain according to its specification sheet. In contrast, it requires a higher voltage at about +33 volts to operate in a reverse-biased. However, this APD has a low power sensitivity at -34 dBm; that means a very weak optical signal can be detected by APD, but not PIN.

In addition, this APD combines a linear electrical preamplifier into its module to further enlarge the output. Without this amplifier, the electrical output will not be detectable by our high-speed oscilloscope. The amplifier powered by +3.3 volts outputs differential signal, as indicated by '2' on the interconnected lines.

Finally, the 1:16 demultiplexer and clock recovery chip (IC# MAX3880 from Maxim) separates 2.5 Gb/s serial data back into sixteen 155 Mbit/s parallel data as well as recovers 155 MHz clock signal. This clock is required for sampling detected parallel data at the BERT.

2.3. Bit Error Rate Tester

Since a commercial BERT is extremely expensive, we constructed our own BERT from circuit boards and programmed 2 FPGA (Field Programmable Gate Array) (Spartan III chips from Xilinx) with the VHDL (Very High speed integrated circuit Hardware Description Language) programming. Our BERT performs two functions: as data generator and bit comparator.

For data generator, the first FPGA chip generates both 16 parallel data and clock signals as inputs into the 16:1 multiplexer. The data signals are sixteen parallel single-ended LVPECL signals, each at 155 Mbit/s bit rate, whereas the clock reference signals are 155 MHz differential LVPECL.

For bit comparator, the second FPGA chip continuously receives both the differential LVDS (Low Voltage Differential Signal) 16 parallel data and recovered clock signals from the 1:16 demultiplexer. At first, it must detect the frame boundary of receiving data pattern. Once the frame is locked, it will simultaneously regenerate the same bit pattern as being generated at the generator side. Subsequently, the bit-by-bit comparison between the regenerated and the receiving data patterns will result in two numbers: number of error bits, and number of compared bits. The ratio of these two numbers will be the desired BER measurement. Of course, some error deviation will occur due to the limited four 7-segment LEDs (Light Emitting Diode) on the FPGA board used to display both numbers.

3. EXPERIMENTAL SETUP

The implementation of our experimental setup is shown in Fig.2, excluding the BERT since it cannot fit within this picture. All components are arranged in the same direction of signal flow as in the schematic block diagram in Fig. 1.

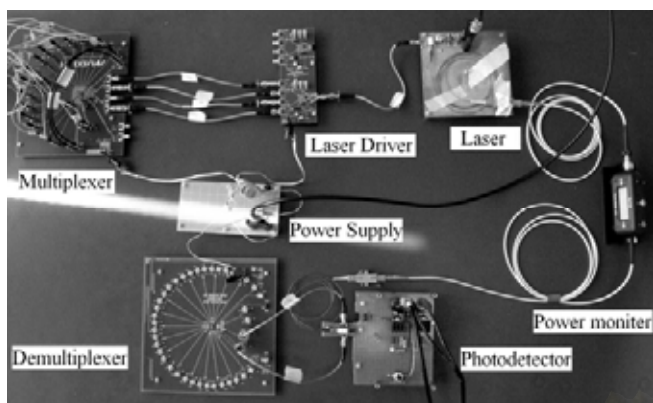


Fig.2 Experimental Setup of 2.5 Gb/s Optical Transponder

For the first implementation, two circuit boards were constructed for mounting laser and photodetector with their proper drive and bias circuits, as shown by the upper and lower right boards in Fig.2. The characteristics of both DML and APD were verified. Then, the signal integrity tests were performed between the multiplexer, demultiplexer and laser driver evaluation boards from Maxim. A reason for choosing Maxim is because of its local sale representatives in the country. Besides Maxim, [7] gives a list of IC chips from other vendors such as Philips Semiconductors and Analog Devices. For the next implementation, all IC chips, drive and bias circuits, DML and APD module will be assembled together onto our already designed PCB once it is delivered.

The next step is BER measurement. Fig.3 shows the block diagram of BER experimental setup. The data generator part of BERT outputs 16 parallel data signals, each at 155 Mb/s bit rate. The data pattern of these 16 channels are programmed such that the combined 2.5 Gb/s serial signal will follow the standard pseudorandom bit sequence (PRBS) of length 2^7-1 . The PRBS pattern is typically used for testing data transmission. Then, the PRBS signal is sent into the laser driver to provide a peak-to-peak modulation current of 44.8 mA, while the DC bias current is set at 35.29 mA. The calculated ER is 9.08 dB, which is higher than the ITU-T G.693 - Optical interfaces for intra-office system.

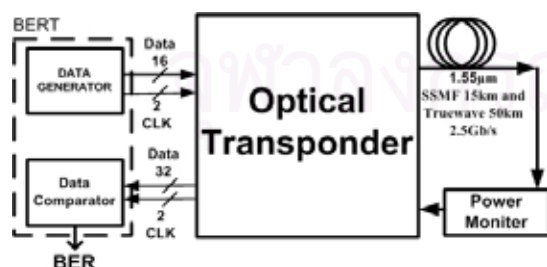


Fig.3 Block diagram of BER measurement setup

After the 2.5 Gb/s PRBS IM signal was generated by our optical transponder prototype, it was launched either into 15-km SSMF or 50-km TrueWave SMF. The

15 and 40 km are about the lengths for short-range (SR) and IR transmissions, in accordance with the SONET (Synchronous Optical NETWORK) standard. The total loss in 15-km SSMF was measured to be 13 dB, which is much higher than a calculated value from just the fiber attenuation owing to the additional losses from 12 fusion splices, 14 simplex SC-type connectors, and possible defects in 6 cascading spools of SSMF. Whereas, the measured total loss in 50-km TrueWave was 12.5 dB, a slightly higher value than a calculated one from only the fiber attenuation owing to the insertion losses from 6 simplex SC-type connectors used for interconnecting 2 cascading spools of TrueWave SMF with transponder.

The power level of optical signal is measured by a power monitor. This power monitor also has a variable optical attenuator that can adjust its output power over a wide range. Hence, the received power level at APD can be varied in the BER measurement process. Eventually, the attenuated and distorted 2.5 Gb/s IM signal was detected by the APD. The recovered serial signal was demultiplexed back into 16 parallel data channels and fed into the bit comparator part of BERT. So, the BER results at different received powers can be determined.

4. EXPERIMENTAL RESULTS

The experimental results of our optical transponder prototype are as follows. First, the eye diagram of 2.5 Gb/s NRZ optical signal output from the DML at -3 dBm power level is examined as shown in Fig.4. A small kink in the rising portion of eye-diagram is caused by the DML's overshoot response from the IM data bit '0' being near the threshold current. Afterward, this optical signal is attenuated by 15-km SSMF and a variable optical attenuator integrated within the power monitor, such that the input power at APD is -30 dBm. The eye diagram of 2.5 Gb/s NRZ electrical signal output from the APD module is shown in Fig.5. Both eye diagrams display the thick lines at data crossing and bit levels, which indicate noises and jitter problems. Nevertheless, both eye diagrams pass the data masking test of ITU-T G.691 standard - Optical interfaces for single-channel STM-64, STM-256 and other SDH systems with optical interfaces

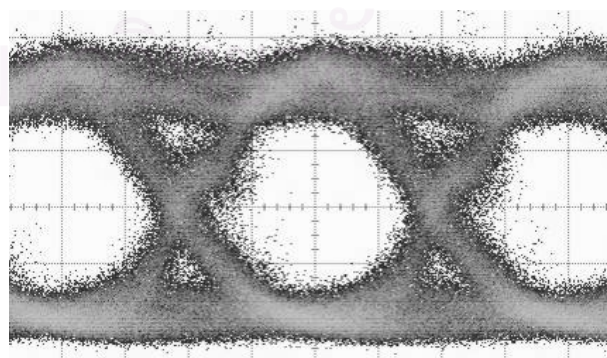


Fig. 4 Eye diagram of 2.5 Gb/s NRZ optical signal output from the DML

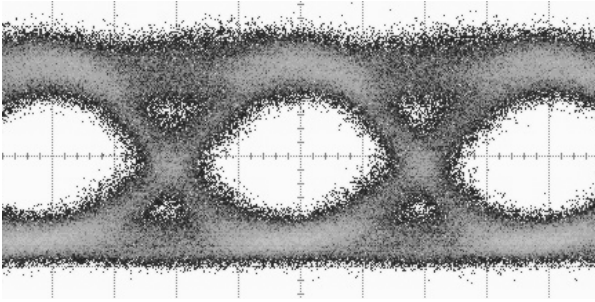


Fig. 5 Eye diagram of 2.5 Gb/s NRZ electrical signal output from the APD module

The BER performances from our BERT are shown in Fig.6. There were three different data transmission cases: back-to-back (circle), 15-km SSMF (triangle) and 50-km TrueWave SMF (square). The back-to-back case is the baseline performance of our transponder prototype. It also used as a reference line for determining a power penalty under different transmission cases. According to the BER plot, the power penalty read at 10^{-9} BER is 0.65 (-29.5-(-30.15)) dB. This penalty might be caused by the back-reflected power at connectors and splices as well as the chromatic dispersion (CD) from fibers. Based on our calculation of CD for both the SSMF and TrueWave SMF cases, the CD effect is roughly the same at about 1/16 of bit period. So, the power penalty should be the same in both transmission cases, which is agreed with the experimental results here. And obviously, a much longer distance can be achieved via the TrueWave SMF. In addition, all 3 lines show no BER floor. Therefore, they imply an error-free transmission performance of our optical transponder prototype.

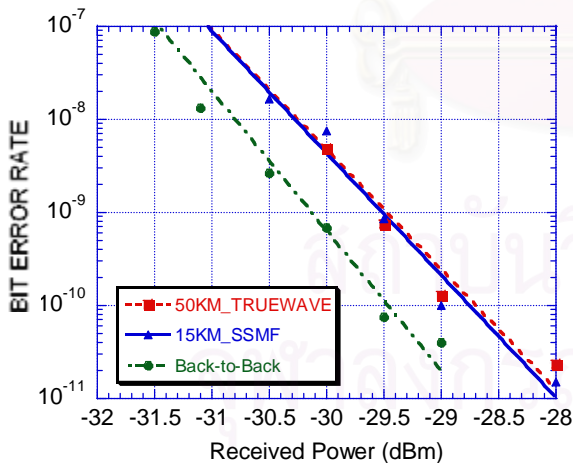


Fig. 6 Experimental BER performances

5. CONCLUSION

In summary, we successfully demonstrated the error-free transmissions of 2.5 Gb/s optical transponder prototype over 15-km SSMF and 50-km TrueWave fiber. The experimental BER performance and power penalty

were determined using our own designed BERT. The implementation of 2.5 Gb/s optical transponder and BERT was described in details.

6. ACKNOWLEDGEMENTS

This work has been supported by the Cooperation Project between Department of Electrical Engineering and Private Sector for Research and Development, Chulalongkorn University, Thailand. The authors would like to thank both TFOC and OFS (Denmark) for their donations of SSMF and TrueWave fiber, respectively.

7. REFERENCES

- [1] H. Itohara, M. Tabara, and N. Shinoda, "Development of 10 Gb/s Tunable Transponder Module," *Furukawa Review*, no. 23, 2003.
- [2] F. Daou, and R. O'Dowd, "Optical Transponder Test for multi Gigabit Rate," *IEEE Lightwave Technol. in Instrumentation & Measurement Conference*, Oct. 2004.
- [3] K. Sato *et al.*, "Direct modulation of a distributed feedback laser for 40 Gb/s very-short-reach optical links," in *Tech. Dig. OFC 2002*, vol. ThF2, Mar. 2002, pp. 416-417.
- [4] A.H. Gnauck, X. Liu, X. Wei, D.M. Gill, and E.C. Burrows, "Comparison of modulation formats for 42.7-Gb/s single-signal transmission through 1980 km of SSMF," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 16, no. 3, pp. 909-911, Mar. 2004.
- [5] D.S. Shin, J. Wang, F. Bosch, P.A. Kie.y, N. Chand, M. Fischer, K. Kojima, B.L. Kasper, E.M. Peral, and H. Ransijn, "10 Gb/s transmission over 50 km nonzero dispersion-shifted fiber using 1.3 μm directly modulated uncooled transmitters," *Electron. Lett.*, vol. 38, no. 16, pp. 864-865, Aug. 2002.
- [6] L. Eskildsen, B. P. Hansen, S.G. Grubb, A. M. Vengsarkar, T. A. Strasser, J. E. J. Alphonso, D. J. DiGiovanni, D. W. Peckham, D. Truxal, and W. Y. Cheung, "465-km Repeaterless Transmission Using a 2.488 Gb/s Directly Modulated DFB Laser," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 8, no. 5, May. 1996.
- [7] S. Eduard, *Boardband Circuits for Optical Fiber Communication*, Canada: John Wiley & Sons, 2005.

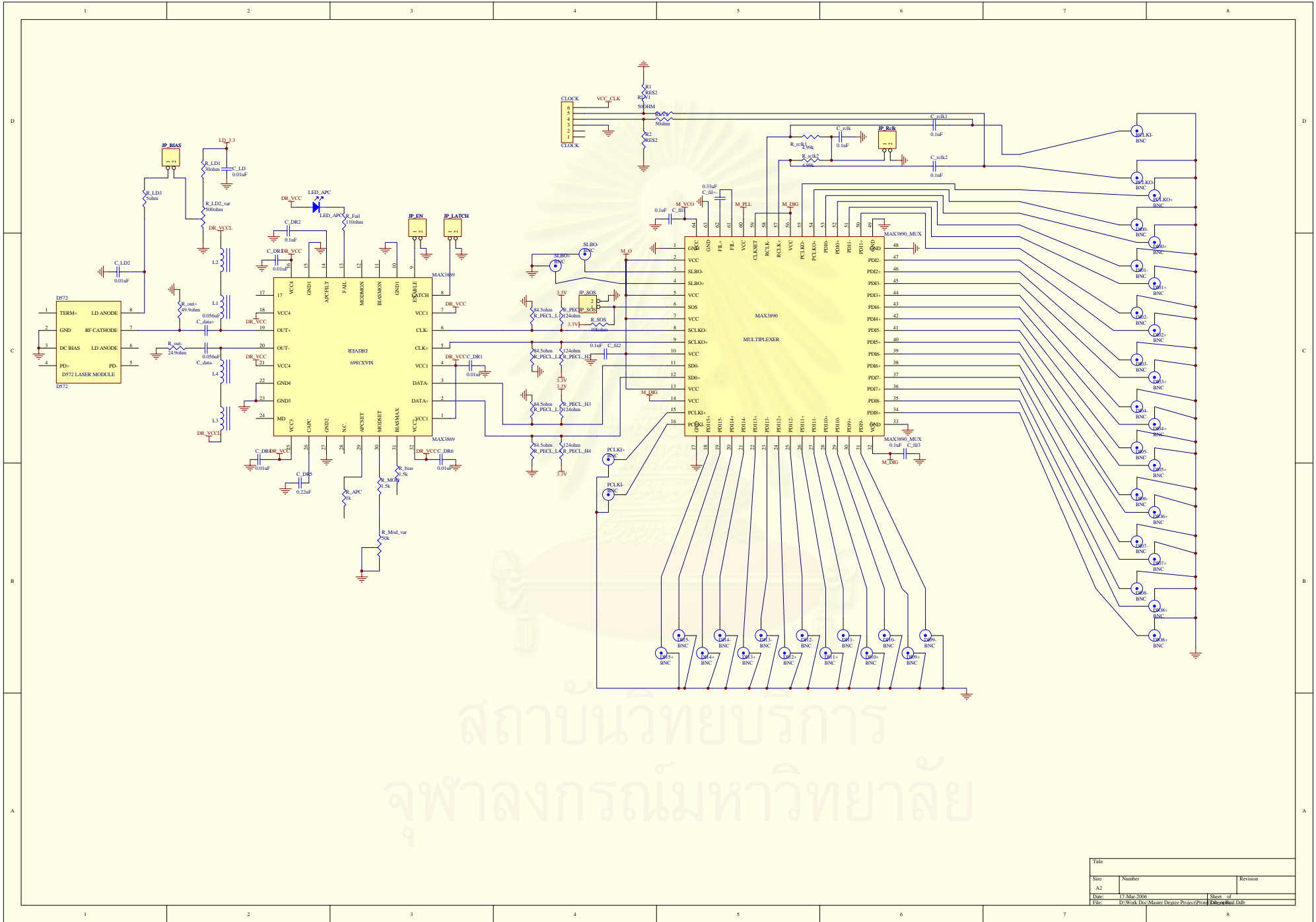
ข. Schematic วงจรทรานส์ฟอนเดอร์ทางแสงที่ออกแบบขึ้น

ลายวงจรทรานส์ฟอนเดอร์ทางแสงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เขียน Schematic และวาดลายวงจรโดยโปรแกรม Protel 99 SE ในภาคผนวกนี้แสดง Schematic ของวงจรซึ่งแยกเป็น 3 ชุดดังนี้คือ

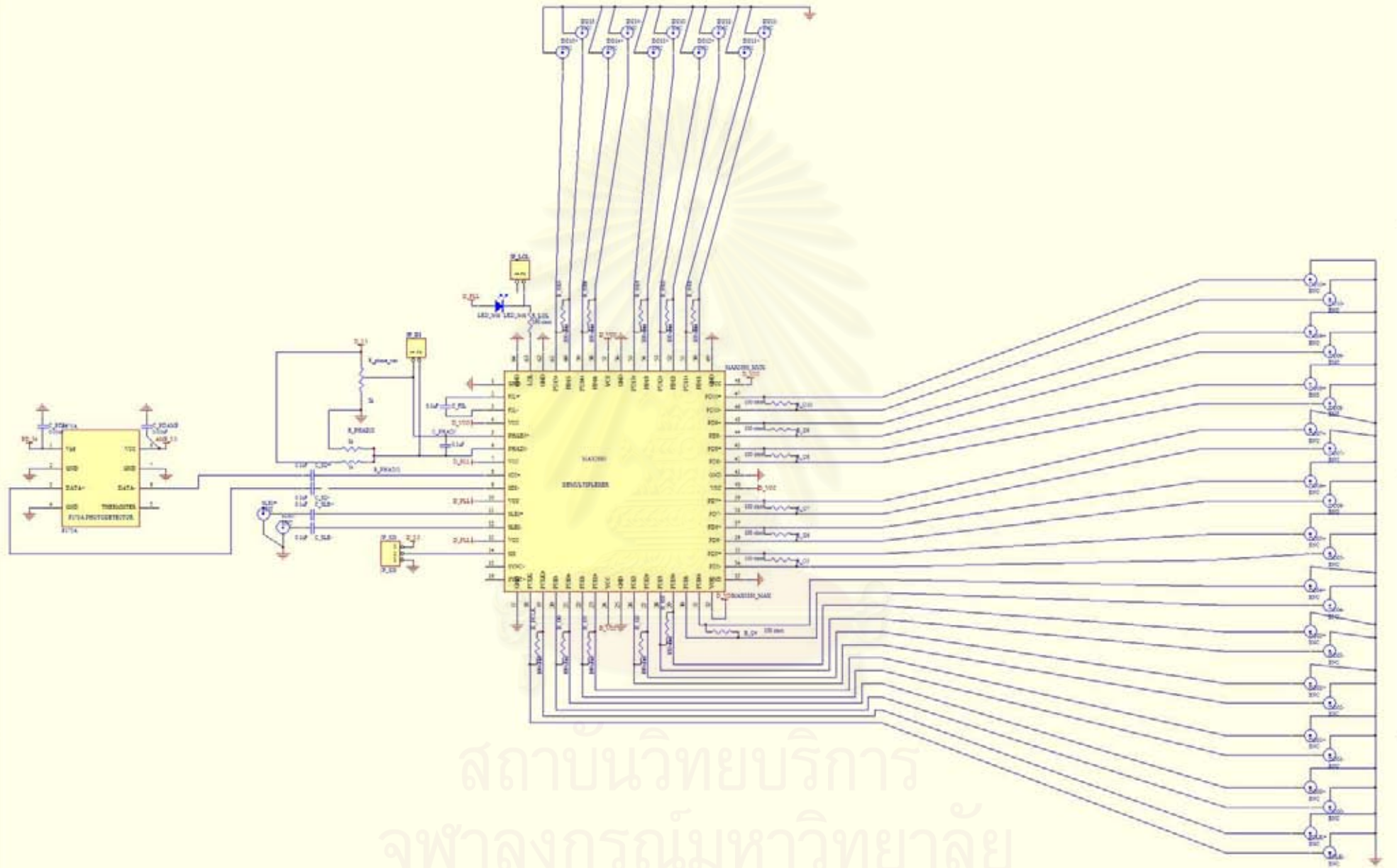
- วงจรส่วนภาคส่งสัญญาณของทรานส์ฟอนเดอร์
- วงจรส่วนภาครับสัญญาณของทรานส์ฟอนเดอร์
- วงจรส่วนไฟเลี้ยง



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

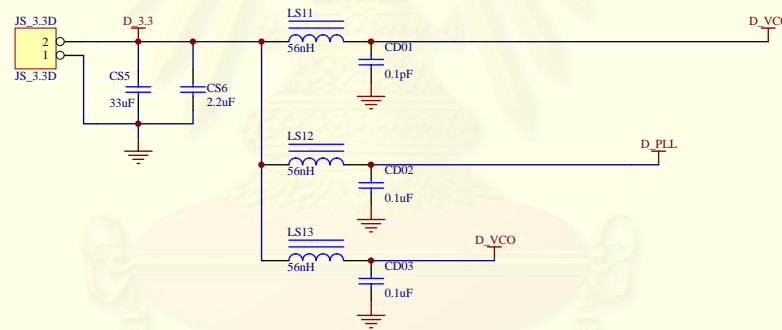
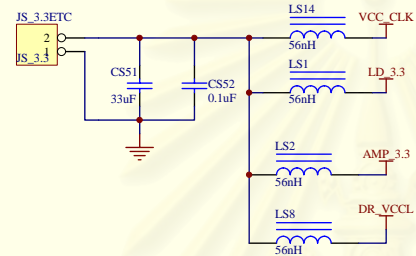
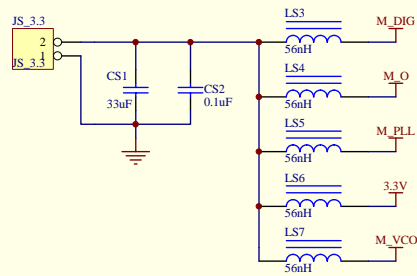
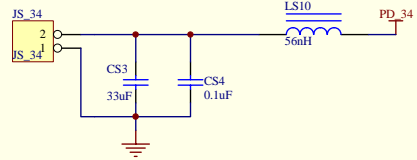
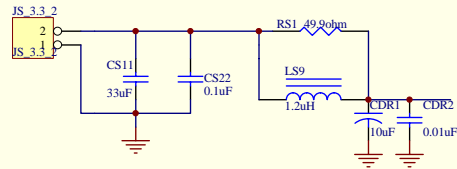


Title		
Size	Number	Revision
A2		
Date	17 Mar 2006	Sheet of
File: D:\Work Doc\Master Degree Project\PCB Design\Brd1.Dsb		8



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ชื่อ	วิชา	เรียน
ชื่อ	วิชา	เรียน
ชื่อ	วิชา	เรียน



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Title		
Size	Number	Revision
B		
Date:	17-Mar-2006	Sheet of
File:	D:\Work Doc\Master Degree Project\Protoboard\Bsp1.Ddb	

ค. จุดเชื่อมต่อต่างๆ บนทรานส์พอนเดอร์ทางแสงต้นแบบ

จุดเชื่อมต่อบนทรานส์พอนเดอร์ทางแสงต้นแบบแบ่งเป็น ส่วนรับส่งสัญญาณทางไฟฟ้า ส่วนควบคุมการทำงาน ส่วนปรับการทำงาน และส่วนป้อนไฟเลี้ยงตามตารางที่ ค.1 และแสดงตำแหน่งตามรูปที่ ค.1



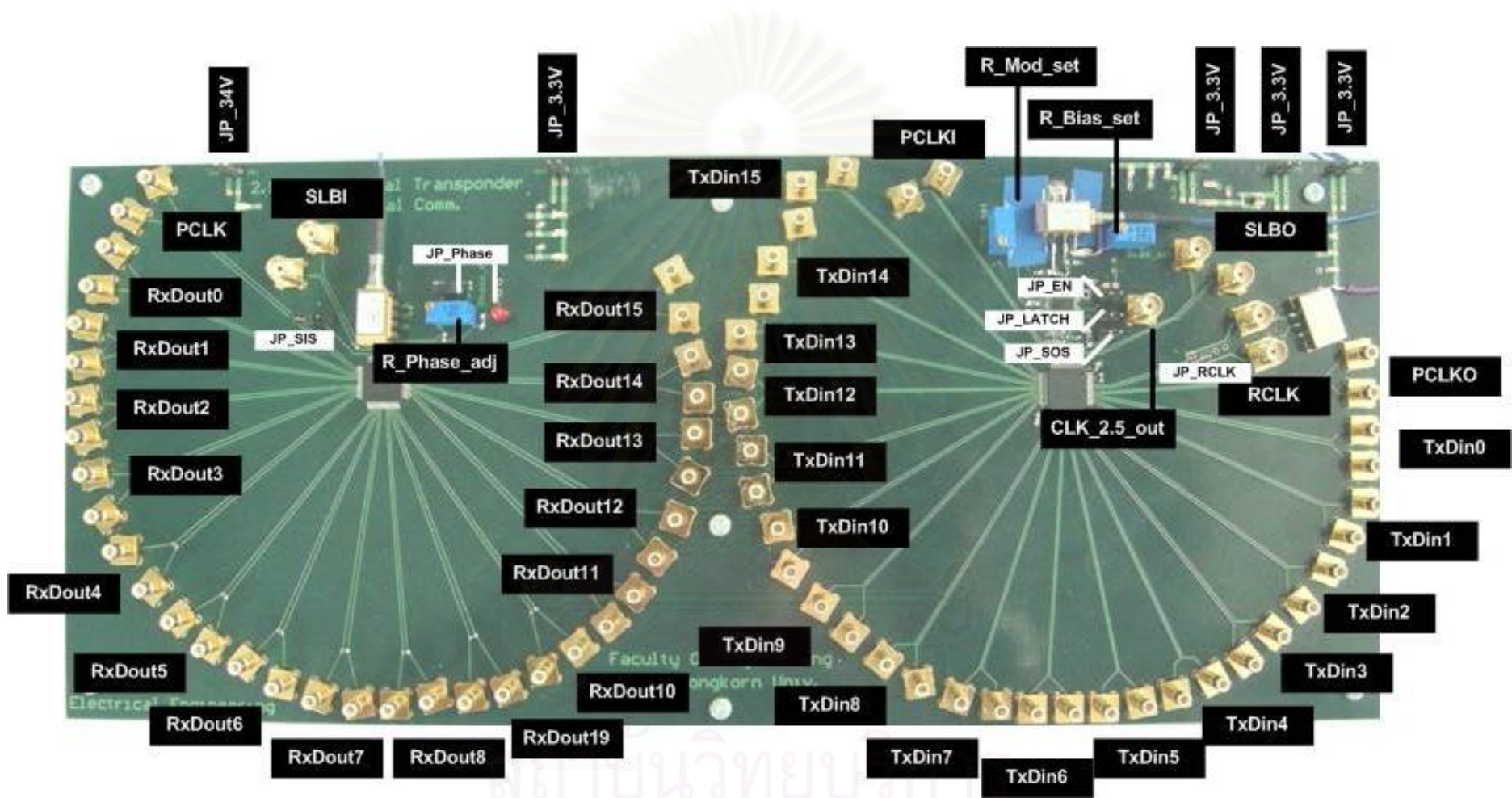
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ ค.1 จุดเชื่อมต่อต่างๆบนทรานส์พอนเดอร์ทางแสง

	หน้าที่	หมายเหตุ
ส่วนรับส่งสัญญาณทางไฟฟ้า		
TxDin[15:0]	รับสัญญาณทางไฟฟ้าความเร็ว 155 เมกกะบิตต่อวินาที	สัญญาณแบบ LVDS, หัวต่อ SMB
RxDout[15:0]	ส่งสัญญาณทางไฟฟ้าความเร็ว 155 เมกกะบิตต่อวินาที	สัญญาณแบบ LVD, หัวต่อ SMB
PCLKI	รับสัญญาณนาฬิกา 155 MHz จากตัวสร้างสัญญาณ	สัญญาณแบบ LVDS, หัวต่อ SMB
PCLKO	ส่งสัญญาณนาฬิกา 155 MHz ไปสู่ตัวสร้างสัญญาณ	สัญญาณแบบ LVDS, หัวต่อ SMB
RCLK	จุดป้อนสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงสัญญาณโดยเป็นระดับ LVDS และ CML เมื่อป้อนจากภายนอก LVPECL เมื่อต่อ VCXO เข้ากับบอร์ด	สัญญาณแบบ LVDS, CML, และ LVPECL หัวต่อ SMA ส่วนควบคุม JP_RCLK
PCLK	ส่งสัญญาณนาฬิกา 155 เมกกะบิตต่อวินาที	สัญญาณแบบ LVDS, หัวต่อ SMA

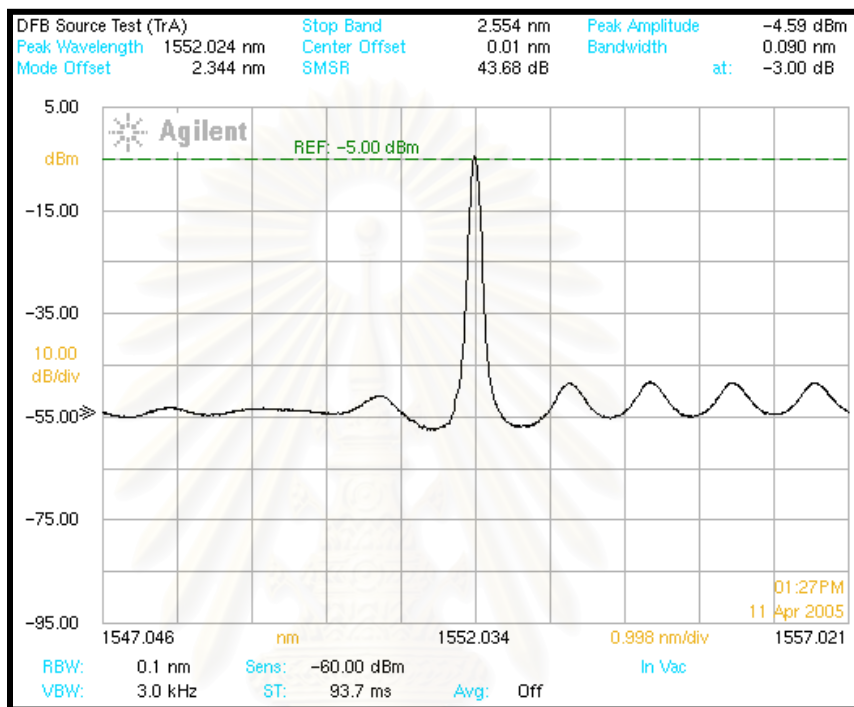
CLK_2.5_out	สัญญาณนาฬิกา 2.5 กิกะบิตต่อวินาทีจากมัลติเพล็กซ์เซอร์เพื่อใช้ในการจับสัญญาณเมื่อวัดสัญญาณด้วย DCA	สัญญาณแบบ LVPECL, หัวต่อ SMA
SLBO	สัญญาณป้อนกลับทางไฟฟ้า(ส่ง)	สัญญาณแบบ CML, หัวต่อ SMA ส่วนควบคุม JP_SOS
SLBI	สัญญาณป้อนกลับทางไฟฟ้า(รับ)	สัญญาณแบบ CML, หัวต่อ SMA ส่วนควบคุม JP_SIS
ส่วนควบคุมการทำงาน		
JP_PHASE	เลือกปรับเฟสแบบอัตโนมัติหรือด้วยตัวเองและมีไฟแสดงหากยังไม่สามารถจับสัญญาณเฟสให้ตรงกันได้	เชื่อมกันคือการเลือกปรับอัตโนมัติ
JP_EN	เลือกปล่อยหรือไม่ปล่อยสัญญาณจากตัวขับเคลื่อน	เชื่อมกันคือไม่ปล่อยสัญญาณจากตัวขับเคลื่อน
JP_LATCH	เลือกสร้างสัญญาณใหม่ในตัวขับเคลื่อนหรือไม่สร้างสัญญาณใหม่	เชื่อมกันคือไม่สร้างสัญญาณใหม่
JP_SOS	เลือกส่งสัญญาณป้อนกลับทางไฟฟ้า	เชื่อมกันคือไม่ปล่อยสัญญาณป้อนกลับทางไฟฟ้า

JP_SIS	เลือกรับสัญญาณป้อนกลับทางไฟฟ้าหรือสัญญาณจากตัวรับแสง	เชื่อมกับกราวด์คือเลือกรับสัญญาณจากตัวรับแสง เชื่อมกับไฟเลี้ยงเมื่อเลือกรับสัญญาณจากการ ป้อนกลับทางไฟฟ้า
JP_RCLK	เลือกระดับสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงจากภายนอก	เชื่อมกันคือเลือกระดับสัญญาณนาฬิกาภายนอก เป็น CML ไม่เชื่อมคือเลือกเป็น LVDS
ส่วนปรับการทำงาน		
R_Phase_adj	ปรับเฟสของทางภาครับ	ส่วนควบคุม JP_PHASE
R_Mod_set	ปรับกระแสหลอดดูเลต	0-56 มิลลิแอมป์
R_Bias_set	ปรับกระแสไบแอส	0-30 มิลลิแอมป์
ส่วนป้อนไฟเลี้ยง		
JP_34V	ไฟเลี้ยง 34 V	
JP_3.3V	ไฟเลี้ยง 3.3 V	



รูปที่ ค.1 ตำแหน่งของจุดเชื่อมต่อต่างๆ ของทรานส์พอนเดอร์ทางแสงที่ออกแบบขึ้น

ง. ค่าสเปกตรัมสัญญาณทางแสงที่วัดด้วย OSA



side mode suppression ratio: 43.68 dB

Spectral width @-3dB: 0.090 nm

Spectral width @-20dB: 0.180 nm

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายพลวัฒน์ ต้นดวงศ์อำไพ เกิดวันที่ 9 มิถุนายน พ.ศ. 2525 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร เข้าศึกษาในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2542 สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2545 ต่อจากนั้นได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2546 และสำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2548



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย