

การควบคุมความยาวคลื่นและเสถียรภาพของอุณหภูมิในตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ
อัตรา 10 กิกะบิตต่อวินาที
บนการส่งแสงหลายความยาวคลื่นแบบหนาแน่นด้วยระยะห่าง 25 กิกะเฮิรตซ์



นาย จิรวุฒิ อัครานูชาต

ศูนย์วิทยพัทยากร จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2553

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

WAVELENGTH CONTROLLING AND TEMPERATURE STABILITY
IN A 10 GB/S OPTICAL TRANSMITTER PROTOTYPE
IN 25-GHZ DENSE WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXING TRANSMISSION



Mr. Jirawut Akaranuchat

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

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2010

Copyright of Chulalongkorn University

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การควบคุมความยาวคลื่นและเสถียรภาพของอนุภาคนาโน
ตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ อัตรา 10 กิกะบิตต่อวินาที
บนการส่งแสงหลายความยาวคลื่นแบบหนาแน่นด้วย
ระยะห่าง 25 กิกะเฮิรตซ์

โดย

นายจิรวุฒิ อัครานูชาติ

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

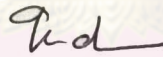
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ดวงฤดี วรสุชีพ

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัย
หนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาโทบัณฑิต

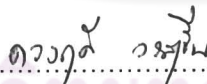


..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(รองศาสตราจารย์ ดร. บุญสม เลิศหิรัญวงศ์)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



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



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



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



..... กรรมการภายนอกมหาวิทยาลัย
(รองศาสตราจารย์ ดร. อมิตศักดิ์ วรพิเชฐ)

จิรวุฒิ อัครานุชาต : การควบคุมความยาวคลื่นและเสถียรภาพของอุณหภูมิในตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ อัตรา 10 กิกะบิตต่อวินาที บนการส่งแสงหลายความยาวคลื่นแบบหนาแน่นด้วยระยะห่าง 25 กิกะเฮิรตซ์. (WAVELENGTH CONTROLLING AND TEMPERATURE STABILITY IN A 10 GB/S OPTICAL TRANSMITTER PROTOTYPE IN 25-GHZ DENSE WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXING TRANSMISSION) อ. ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก: ผศ. ดร. ดวงฤดี วรสุชีพ, 162 หน้า.

วิทยานิพนธ์นำเสนอการออกแบบตัวส่งสัญญาณทางแสงอัตราข้อมูล 10 Gb/s ด้วยเลเซอร์ที่มีมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้าอยู่ใน พร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิที่ใช้ตัวควบคุมพีไอดี รวมทั้งผลการทดสอบของตัวส่งสัญญาณทางแสงในการรักษาเสถียรภาพของอุณหภูมิ เพื่อควบคุมให้ความคลาดเคลื่อนของความยาวคลื่นอยู่ในช่วง ± 10 pm ตามมาตรฐาน ITU-T G.692 (Frequency Deviation) และผลการทดสอบแผนภาพรูปตาของการส่งข้อมูลด้วยอัตรา 10 Gb/s ในการส่งแสงหลายความยาวคลื่นแบบหนาแน่น จำนวน 3 ช่องสัญญาณ ด้วยระยะห่างช่องสัญญาณ 25 GHz ให้ได้ตามมาตรฐาน SONET(OC-192)/SDH(STM-64)โดยไม่พิจารณาผลการลดทอน และการกระจายโครมาติกของสายต่อเส้นใยนำแสงสั้นๆ

ศูนย์วิทยทรัพยากร จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่อนิสิต.....จิรวุฒิ.....อัครานุชาต.....
 สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่อ อ.ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก.....ดวงฤดี วรสุชีพ.....
 ปีการศึกษา.....2553.....

5270662521 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEYWORDS : OPTICAL TRANSMITTER / TEMPERATURE CONTROL SYSTEM / PID
Controller / DENSE WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXING TRANSMISSION/

JIRAWUT AKARANUCHAT: WAVELENGTH CONTROLLING AND
TEMPERATURE STABILITY IN A 10 GB/S OPTICAL TRANSMITTER
PROTOTYPE IN 25-GHZ DENSE WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXING
TRANSMISSION. THESIS ADVISOR : ASST. PROF. DUANG-RUDEE
WORASUCHEEP, Ph.D., 162 pp.

This thesis describes the design of 10 Gb/s Optical Transmitter using an Electro-Absorption Modulator Integrated Laser (EML) with Temperature Control System using a Proportional Integral Derivative (PID) controller. The experimental results show that the wavelength deviation of the Optical Transmitter is kept within ± 10 pm according to ITU-T G.692 (Frequency Deviation) standard. The measured 10 Gb/s eye-diagrams of 3 channels in 25-GHz DWDM transmission meet the SONET (OC-192)/SDH (STM-64) specification, without a considering attenuation and chromatic dispersion effects from short fiber patch cord.

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Department : Electrical Engineering Student's Signature Jirawut Akaranuchat
Field of Study : Electrical Engineering Advisor's Signature Paul Wip.
Academic Year : 2010

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ต้องกราบขอบพระคุณสำหรับความช่วยเหลือเป็นอย่างดียิ่งของ ผศ. ดร. ดวงฤดี วรสุชีพ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้คำปรึกษา ข้อเสนอแนะ แรงกระตุ้น แรงบันดาลใจในการทำงานวิจัย อีกทั้งข้อคิด ประสพการณ์ เกี่ยวกับการดำเนินชีวิต

ขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่านที่ให้ความรู้ความเข้าใจในวิชาเรียนที่เปิดสอน และให้ความช่วยเหลือ ข้อเสนอแนะ ปัญหาที่เกี่ยวกับงานวิจัย

ขอบพระคุณสถาบันวิจัยและพัฒนาอุตสาหกรรมโทรคมนาคม (สพท.) สำนักงานคณะกรรมการกิจการโทรคมนาคมแห่งชาติ (กทช.) สำหรับทุนสนับสนุนงานวิจัย

ขอขอบพระคุณโครงการวิจัยร่วมเสริมสร้างความเชื่อมโยงระหว่างภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและภาคเอกชนทางด้านการวิจัยและพัฒนา สำหรับการสนับสนุนเครื่องมือวัดทดสอบที่ใช้ในงานวิจัยครั้งนี้

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

ขอขอบคุณบริษัท IRC Technologies จำกัด สำหรับการสนับสนุนเครื่อง Function Generator และ Digital Multi Meter ที่ใช้ในงานวิจัยครั้งนี้

ขอบพระคุณ รุ่นพี่ รุ่นน้อง เพื่อนๆ รอบตัวผู้วิจัย ทั้งภายในและภายนอกห้องปฏิบัติการวิจัย สำหรับความช่วยเหลือ คำปรึกษา ข้อเสนอแนะ และกำลังใจในการวิจัยตลอดมา

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

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาและครอบครัวของผู้วิจัย สำหรับกำลังใจและการสนับสนุนแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ	ช
สารบัญตาราง.....	ฐ
สารบัญภาพ.....	ฑ
ดัชนีคำศัพท์.....	ท
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์.....	4
1.3 เป้าหมายและขอบเขตงานวิจัย.....	4
1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน.....	5
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	5
1.6 ประมวลวิทยานิพนธ์.....	5
บทที่ 2 หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	7
2.1 องค์ประกอบของตัวส่งสัญญาณทางแสงพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ.....	7
2.1.1 แหล่งกำเนิดแสง (Light Source)	8
2.1.1.1 ไดโอดเปล่งแสง (Light-Emitting Diode, LED)	8
2.1.1.2 เลเซอร์ (Laser)	9
2.1.1.2.1 Fabry-Perot Laser (FP laser).....	10
2.1.1.2.2 Distributed-Feedback Laser (DFB laser).....	11
2.1.1.2.3 Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser (VCSEL).....	13

2.1.2 วงจรจ่ายกระแสไบแอส (Bias Current Circuit)	13
2.1.3 ตัวมอดูเลเตอร์ทางแสง (Optical Modulator)	14
2.1.3.1 การมอดูเลตแสงโดยตรง (Direct Modulation)	14
2.1.3.2 การมอดูเลตด้วยวิธีดัดคลื่นไฟฟ้า	15
2.1.3.3 การมอดูเลตภายนอก (External Modulation)	17
2.1.4 ตัวขับมอดูเลเตอร์ (Modulator Driver)	18
2.1.5 ระบบควบคุมอุณหภูมิ (Temperature Control System)	19
2.2 การควบคุมความยาวคลื่นและเสถียรภาพของอุณหภูมิ	19
2.2.1 ผลกระทบของอุณหภูมิต่อการเปล่งแสงเลเซอร์	19
2.2.2 องค์ประกอบของระบบควบคุมอุณหภูมิ	22
2.2.2.1 เทอร์มิสเตอร์ (Thermistor)	22
2.2.2.2 การตั้งค่าอุณหภูมิ (Temperature Setting)	23
2.2.2.3 วงจรควบคุมพีไอดี	24
2.2.2.4 ตัวขับกระแสสองขั้ว (Bipolar Current Driver)	27
2.2.2.5 ตัวระบายความร้อน (TEC)	27
2.2.3 หลักการควบคุมอุณหภูมิของเลเซอร์	29
2.3 การรับส่งข้อมูลแบบ DWDM	30
2.3.1 ภาคส่งสัญญาณทางแสง	31
2.3.1.1 ตัวส่งสัญญาณทางแสง	31
2.3.1.1.1 เลเซอร์ปรับความยาวคลื่นได้ (Wavelength Tunable Laser)	32
2.3.1.1.2 เลเซอร์หลายความยาวคลื่น (Multi Wavelength Laser Array)	32
2.3.1.2 ตัวรวมสัญญาณทางแสง (Multiplexer)	33
2.3.1.2.1 ตัวคู่ต่อทางแสง (Optical Fiber Coupler)	33

2.3.1.2.2 Array Waveguide Grating (AWG)	34
2.3.2 ภาครับสัญญาณทางแสง.....	35
2.3.2.1 ตัวแยกสัญญาณทางแสง (De-Multiplexer).....	35
2.3.2.1.1 Fiber Bragg Grating (FBG)	35
2.3.2.1.2 AWG	36
2.3.2.1.3 ตัวกรองแสงแบบปรับได้ (Tunable Filter)	36
2.3.2.2 ตัวรับสัญญาณทางแสง (Optical Receiver).....	37
2.3.2.2.1 ตัวตรวจจับแสงชนิด Positive-Intrinsic-Negative (PIN).....	37
2.3.2.2.2 ตัวตรวจจับแสงชนิด Avalanche Photo-Detector (APD).....	38
2.4 การออกแบบลายวงจรพิมพ์อัตราเร็วสูง	39
2.4.1 ชนิดของลายวงจรพิมพ์.....	39
2.4.2 ชนิดของสัญญาณอัตราเร็วสูง	40
2.4.2.1 สัญญาณแบบเดี่ยว (Single-Ended Signal)	40
2.4.2.2 สัญญาณแบบผลต่าง (Differential Signal)	41
2.4.3 อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของลายวงจร	43
2.4.3.1 อิมพีแดนซ์ของสายส่งไมโครสตริปแบบเดี่ยว	43
2.4.3.2 อิมพีแดนซ์ของสายส่งไมโครสตริปแบบผลต่าง	44
บทที่ 3 การออกแบบตัวส่งสัญญาณทางแสงพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ.....	45
3.1 องค์ประกอบที่เลือกใช้	45
3.1.1 เลเซอร์ที่มีมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้าอยู่ภายใน (EML).....	46
3.1.2 วงจรจ่ายกระแสไบแอส (Bias Current Circuit)	47
3.1.3 ตัวขับมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้า (EAM Driver).....	48
3.2 การออกแบบระบบควบคุมอุณหภูมิ	49

3.2.1 องค์ประกอบที่เลือกใช้.....	49
3.2.1.1 เทอร์มิสเตอร์.....	49
3.2.1.2 วงจรตั้งค่าอุณหภูมิ.....	50
3.2.1.3 วงจรควบคุมพีไอดี.....	51
3.2.1.4 ตัวขับกระแสสองขั้ว.....	52
3.2.1.5 TEC.....	53
3.2.2 การออกแบบวงจรควบคุมพีไอดี.....	53
3.2.2.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบอุณหภูมิ.....	53
3.2.2.2 ฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรควบคุมพีไอดี.....	56
3.2.2.2.1 การปรับจูนค่าการควบคุมแบบสัดส่วน (K_p varying).....	58
3.2.2.2.2 การปรับจูนค่าการควบคุมแบบปริพันธ์ (K_i varying).....	61
3.2.2.2.3 การปรับจูนค่าการควบคุมอนุพันธ์ (K_d varying).....	64
3.2.2.3 การคำนวณองค์ประกอบของวงจรควบคุมพีไอดี.....	68
3.3 การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์อัตราเร็วสูง.....	71
3.3.1 วัสดุที่เลือกใช้ในการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์.....	71
3.3.1.1 ตัวนำไฟฟ้า.....	71
3.3.1.2 ไดอิเล็กตริก.....	72
3.3.2 การคำนวณอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ.....	73
3.3.2.1 อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยว.....	73
3.3.2.2 อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่าง.....	75
3.4 การออกแบบลายวงจรของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ.....	77
3.4.1 ลายวงจรฐานยี่ด EML.....	79
3.4.2 ลายวงจรของวงจรถ่ายกระแสไปแอสเลเซอร์.....	79

3.4.3	ลายวงจรของระบบควบคุมอุณหภูมิเลเซอร์	80
3.4.4	ลายวงจรตัวขับ EAM	81
3.4.4.1	S-parameter	83
3.4.4.2	TDR.....	85
3.4.4.3	Eye-diagram	87
บทที่ 4	การทดสอบประสิทธิภาพของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ	89
4.1	การทดสอบประสิทธิภาพของระบบควบคุมอุณหภูมิ	89
4.1.1	การวัดความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเทอร์มิสเตอร์กับความยาวคลื่นเลเซอร์	90
4.1.2	การตั้งค่าอุณหภูมิและความยาวคลื่น	91
4.1.3	การวัดความคลาดเคลื่อนของความยาวคลื่นเลเซอร์.....	92
4.2	การทดสอบระบบ DWDM 3 ช่องสัญญาณ.....	93
4.2.1	ภาคส่ง.....	93
4.2.1.1	ตัวส่งสัญญาณทางแสง	94
4.2.1.2	ตัวรวมสัญญาณทางแสง.....	94
4.2.2	ภาครับ	95
4.2.2.1	ตัวแยกสัญญาณทางแสง	95
4.2.2.2	ตัวรับสัญญาณทางแสง.....	97
บทที่ 5	ผลการทดสอบ	99
5.1	คุณลักษณะแต่ละองค์ประกอบของตัวส่งสัญญาณทางแสง	99
5.1.1	แหล่งกำเนิดสัญญาณทางแสง	99
5.1.1.1	สเปกตรัมของเลเซอร์	99
5.1.1.2	คุณลักษณะการเปล่งแสงของเลเซอร์.....	100
5.1.1.3	คุณลักษณะของมอดูเลเตอร์แบบดูดกลืนคลื่นไฟฟ้า	101

5.1.2 ตัวขับมอดูเลเตอร์	103
5.2 คุณลักษณะของระบบควบคุมอุณหภูมิ.....	112
5.2.1 คุณลักษณะของเทอร์มิสเตอร์	112
5.2.2 คุณลักษณะแรงดันเทอร์มิสเตอร์กับความยาวคลื่นของเลเซอร์	113
5.3 ผลการทดสอบประสิทธิภาพของระบบควบคุมอุณหภูมิ.....	115
5.3.1 ผลการทดสอบการตั้งค่าอุณหภูมิและความยาวคลื่น.....	115
5.3.2 ผลการวัดความคลาดเคลื่อนของความยาวคลื่นเลเซอร์	116
5.4 ผลการทดสอบระบบ DWDM 3 ช่องสัญญาณ	118
5.4.1 สเปกตรัมของสัญญาณแสง	118
5.4.1.1 ภาคส่ง	118
5.4.1.2 ภาครับ	121
5.4.2 Interchannel Crosstalk	122
5.4.3 อัตราความผิดพลาดบิต.....	125
บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ	128
6.1 สรุปผลการวิจัย.....	128
6.2 ข้อเสนอแนะ	129
รายการอ้างอิง.....	131
ภาคผนวก.....	136
ภาคผนวก ก. บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่	137
ภาคผนวก ข. Schematic ของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ	157
ภาคผนวก ค. การอ้างอิงอุณหภูมิของเลเซอร์	159
ภาคผนวก ง. การวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะด้วยเครื่อง TDR.....	160
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์	162

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 2.1 แสดงค่าคงที่ A และ B ที่ใช้ในสมการ Vashni ของสารกึ่งตัวนำบางชนิด	21
ตารางที่ 2.2 วงจรควบคุมรูปแบบต่างๆ.....	26
ตารางที่ 2.3 ตัวอย่างช่องสัญญาณตามมาตรฐาน ITU-T G.694.1.....	30
ตารางที่ 3.1 ความสัมพันธ์ค่า K_p , K_f และ K_D กับองค์ประกอบของวงจรวีไอดี	57
ตารางที่ 3.2 ตำแหน่งของโพลเมื่อปรับค่า K_p	59
ตารางที่ 3.3 ตำแหน่งของโพลและซีโรเมื่อปรับค่า K_f	62
ตารางที่ 3.4 ตำแหน่งของโพลและซีโรเมื่อปรับค่า K_D กรณีระบบตอบสนองแบบหน่วงเกิน.....	65
ตารางที่ 3.5 ตำแหน่งของโพลและซีโรเมื่อปรับค่า K_D กรณีระบบตอบสนองแบบหน่วงขาด	67
ตารางที่ 3.6 ค่าคงที่ K_p , K_f และ K_D ที่คำนวณได้จากองค์ประกอบจริง.....	68
ตารางที่ 3.7 ค่าคงที่ K_p , K_f และ K_D ที่คำนวณได้จากองค์ประกอบจริง เมื่อเพิ่ม K_f เป็น 2	70
ตารางที่ 3.8 ค่าคงที่ไดอิล็กตริกกับค่า loss tangent ของสารไดอิล็กตริกต่างๆ.....	72
ตารางที่ 4.1 การกำหนดช่องสัญญาณให้กับตัวส่งสัญญาณทางแสง	89
ตารางที่ 4.2 รายละเอียดของสัญญาณ V_{SET} ที่ใช้ในการตั้งค่าอุณหภูมิและความยาวคลื่น	91
ตารางที่ 4.3 ค่า Insertion Loss ของช่องสัญญาณต่างๆ เมื่อผ่าน Tunable Filter	96
ตารางที่ 5.1 ผลการวัดพารามิเตอร์ต่างๆของสัญญาณข้อมูลทางไฟฟ้า ณ ตำแหน่ง B	106
ตารางที่ 5.2 พารามิเตอร์ที่วัดจากแผนภาพรูปตาทางแสง ณ ตำแหน่ง C ในกรณีปรับ V_{BIAS}	108
ตารางที่ 5.3 พารามิเตอร์ของแผนภาพรูปตาที่วัดได้ในกรณีเปลี่ยน V_{MOD}	110
ตารางที่ 5.4 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของเลเซอร์ในแต่ละช่องสัญญาณ	114
ตารางที่ 5.5 ผลการวัดค่าความคลาดเคลื่อนสูงสุดของความยาวคลื่นในแต่ละช่องสัญญาณ... ..	117
ตารางที่ 5.6 เปรียบเทียบสัญญาณ Crosstalk แผนภาพรูปตาบนระบบ DWDM	123
ตารางที่ 5.7 ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของบิต 1 และ 0 จากแผนภาพรูปตา.....	123
ตารางที่ 5.8 การกำหนดช่องสัญญาณทางแสงในระบบ DWDM	126

สารบัญภาพ

หน้า

รูปที่ 1.1 การเชื่อมต่อระบบควบคุมอุณหภูมิกับตัวส่งสัญญาณทางแสง (TX)	2
รูปที่ 2.1 แผนภาพองค์ประกอบของตัวส่งสัญญาณทางแสงพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ	7
รูปที่ 2.2 (บน) โครงสร้างและ (ล่าง) สเปกตรัมของเลเซอร์ชนิด Fabry-Perot.....	10
รูปที่ 2.3 (บน) โครงสร้าง และ (ล่าง) สเปกตรัมของเลเซอร์ชนิด DFB.....	12
รูปที่ 2.4 แผนภาพการเปล่งแสงของ VCSEL	13
รูปที่ 2.5 คุณลักษณะการเปล่งแสงของเลเซอร์	14
รูปที่ 2.6 การมอดูเลตแสงโดยตรง	15
รูปที่ 2.7 โครงสร้างของเลเซอร์ชนิด EML	16
รูปที่ 2.8 คุณลักษณะการทำงานของ EAM	16
รูปที่ 2.9 โครงสร้างของมอดูเลเตอร์ชนิด Mach-Zendher.....	17
รูปที่ 2.10 คุณลักษณะการมอดูเลตตัวมอดูเลเตอร์ Mach-Zendher.....	18
รูปที่ 2.11 ผลของอุณหภูมิต่อกำลังแสงที่เปล่งออกมาจากเลเซอร์	20
รูปที่ 2.12 ความสัมพันธ์ของอุณหภูมิกับความยาวคลื่นของเลเซอร์	21
รูปที่ 2.13 องค์ประกอบของระบบควบคุมอุณหภูมิภายในตัวส่งสัญญาณทางแสง	22
รูปที่ 2.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานกับอุณหภูมิของเทอร์มิสเตอร์.....	23
รูปที่ 2.15 หลักการทำงานของวงจรควบคุมพีไอดี	24
รูปที่ 2.16 (บน) โครงสร้างและ (ล่าง) แผนภาพการทำงานของ H-bridge	27
รูปที่ 2.17 คู่ต่อสารกึ่งตัวนำที่ใช้ในการดูหรือคายความร้อน.....	28
รูปที่ 2.18 คู่ต่อ TEC	28
รูปที่ 2.19 แผนภาพการทำงานของระบบควบคุมแบบป้อนกลับในระบบควบคุมอุณหภูมิ	29
รูปที่ 2.20 แผนภาพการรับส่งข้อมูลแบบ WDM	31
รูปที่ 2.21 แหล่งกำเนิดแสง WDM แบบเลเซอร์ปรับความยาวคลื่นได้	32
รูปที่ 2.22 โครงสร้างของเลเซอร์หลายความยาวคลื่น	32
รูปที่ 2.23 โครงสร้างของ Optical Fiber Coupler	33
รูปที่ 2.24 โครงสร้างพื้นฐานของ AWG.....	34

รูปที่ 2.25 การรวมแสงแบบ March Zehnder	34
รูปที่ 2.26 หลักการทำงานของ FBG และ Optical Circulator.....	36
รูปที่ 2.27 กระบวนการแยกแสงด้วยตัวกรองแสงแบบปรับได้.....	37
รูปที่ 2.28 โครงสร้างของตัวตรวจจับสนแสงชนิด PIN และวงจรมอดูเลชันแรงดันย้อนกลับ	38
รูปที่ 2.29 โครงสร้างของตัวตรวจจับสนแสงชนิด APD	38
รูปที่ 2.30 ภาพตัดขวางของสายส่งแต่ละชนิด	39
รูปที่ 2.31 ทิศทางของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าของสายส่งแบบไมโครสตริป	40
รูปที่ 2.32 แบบจำลองส่วนย่อยของสายส่ง.....	41
รูปที่ 2.33 การจับสัญญาณแบบผลต่าง	41
รูปที่ 2.34 ทิศทางของสนามไฟฟ้าของสัญญาณแบบผลต่าง	41
รูปที่ 2.35 แผนภาพรูปตาของสัญญาณ PRBS $2^{31}-1$ บิต อัตราข้อมูล 10 Gb/s	42
รูปที่ 2.36 สเปกตรัมของสัญญาณ PRBS $2^{31}-1$ บิต อัตราข้อมูล 10 Gb/s.....	42
รูปที่ 2.37 แบบจำลองการเชื่อมต่อเส้นสัญญาณกับแหล่งกำเนิดสัญญาณและโหลด	43
รูปที่ 2.38 ภาพตัดขวางของสายส่งชนิดไมโครสตริปแบบเดี่ยว	43
รูปที่ 2.39 ภาพตัดขวางของสายส่งชนิดไมโครสตริปแบบผลต่าง	44
รูปที่ 3.1 องค์ประกอบของตัวส่งสัญญาณทางแสงพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ	45
รูปที่ 3.2 แหล่งกำเนิดแสงแบบ EML โมดูล E4560	46
รูปที่ 3.3 วงจรภายในของแหล่งกำเนิดแสงชนิด EML โมดูล E4560.....	46
รูปที่ 3.4 วงจรจ่ายกระแสไบแอสเลเซอร์ใช้ตัวคุมค่าแรงดันโมดูล LM-317.....	47
รูปที่ 3.5 แผนภาพวงจรภายในของชิป MAX3941.....	48
รูปที่ 3.6 องค์ประกอบของระบบควบคุมอุณหภูมิในตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ	49
รูปที่ 3.7 การเชื่อมต่อเทอร์มิสเตอร์กับระบบควบคุมอุณหภูมิ	50
รูปที่ 3.8 วงจรตั้งค่าอุณหภูมิของระบบควบคุมอุณหภูมิ	50
รูปที่ 3.9 วงจร PID สำหรับควบคุมการจ่ายกระแส TEC จากชิป MAX8521	51
รูปที่ 3.10 แผนภาพวงจรภายในของตัวขับกระแสสองขั้วโมดูล MAX8521	52
รูปที่ 3.11 แผนภาพการเชื่อมต่อระบบอุณหภูมิของเลเซอร์	53

รูปที่ 3.12	แผนภาพการทดสอบการตอบสนองของระบบควบคุมของเลเซอร์	54
รูปที่ 3.13	แผนภาพการจำลองผลด้วยโปรแกรม Simulink	54
รูปที่ 3.14	เปรียบเทียบการตอบสนองของระบบควบคุมระหว่างผลการวัดกับการจำลอง	55
รูปที่ 3.15	แผนภาพการเชื่อมต่อวงจรพีไอดีกับระบบควบคุมของเลเซอร์	56
รูปที่ 3.16	วงจรควบคุมพีไอดีที่เลือกใช้	57
รูปที่ 3.17	แผนภาพการจำลองผลของวงจรพีไอดีด้วยโปรแกรม Simulink	58
รูปที่ 3.18	การตอบสนองของระบบควบคุมของเลเซอร์เมื่อปรับค่า K_p	59
รูปที่ 3.19	ทางเดินรากของระบบควบคุมเมื่อปรับค่า K_p	59
รูปที่ 3.20	การตอบสนองของระบบควบคุมเมื่อปรับค่า K_i	62
รูปที่ 3.21	ทางเดินรากของระบบควบคุมกรณีที่ $K_i = 1$, $K_p = 5$, $K_D = 0$ และ loop gain = 1	63
รูปที่ 3.22	ทางเดินรากของระบบควบคุมกรณีที่ $K_i = 10$, $K_p = 5$, $K_D = 0$ และ loop gain = 1	63
รูปที่ 3.23	การตอบสนองของระบบควบคุมเมื่อปรับค่า K_D กรณีระบบตอบสนองแบบหน่วงเกิน	65
รูปที่ 3.24	ทางเดินรากของระบบควบคุมกรณีที่ $K_D = 0.01$, $K_p = 5$ และ $K_i = 0$	66
รูปที่ 3.25	การตอบสนองของระบบควบคุมเมื่อปรับค่า K_D กรณีระบบตอบสนองแบบหน่วงขาด	66
รูปที่ 3.26	ทางเดินรากของระบบควบคุมกรณีที่ $K_D = 10$, $K_p = 200$, และ $K_i = 0$	67
รูปที่ 3.27	เปรียบเทียบการตอบสนองของระบบเมื่อกำหนดให้ K_i มีค่าเท่ากับ 1	69
รูปที่ 3.28	เปรียบเทียบการตอบสนองของระบบเมื่อกำหนดให้ K_i มีค่าเท่ากับ 2	70
รูปที่ 3.29	โครงสร้างของวงจรพิมพ์ประเภท 4 ชั้น	71
รูปที่ 3.30	แผ่นวงจรพิมพ์ของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ โดยมีความหนาตามมาตรฐาน XFP	73
รูปที่ 3.31	ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Z_0 กับความกว้างของเส้นสัญญาณ (W)	74
รูปที่ 3.32	ภาพตัดขวางของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยวที่ออกแบบ	74
รูปที่ 3.33	ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Z_{DIFF} ของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่างกับระยะห่างระหว่างขอบด้านในของเส้นสัญญาณ (S)	75
รูปที่ 3.34	ภาพตัดขวางของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่างที่ออกแบบ	76
รูปที่ 3.35	การเชื่อมต่อขององค์ประกอบภายในตัวสัญญาณทางแสงต้นแบบ	77
รูปที่ 3.36	ลายวงจรของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบพร้อมระบบควบคุม	78

รูปที่ 3.37	ลายวงจรรูปร่างยี่ด EML	79
รูปที่ 3.38	ลายวงจรของวงจรถ่ายกระแสไบแอสเลเซอร์	79
รูปที่ 3.39	ลายวงจรของระบบควบคุมอุณหภูมิของเลเซอร์.....	80
รูปที่ 3.40	ลายวงจรถั่วขับ EAM.....	81
รูปที่ 3.41	เส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่างที่ออกแบบ	82
รูปที่ 3.42	เส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยวที่ออกแบบ	82
รูปที่ 3.43	เปรียบเทียบการสะท้อนของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่าง (SD11).....	83
รูปที่ 3.44	เปรียบเทียบค่าการสะท้อนของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยว (S11).....	84
รูปที่ 3.45	ผลการจำลองการส่งผ่านของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยวและแบบผลต่าง	84
รูปที่ 3.46	การจำลองผล TDR ของลายเส้นไมโครสตริปแบบผลต่าง	85
รูปที่ 3.47	ผลการวัด TDR ของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่าง	85
รูปที่ 3.48	การจำลองผล TDR ของลายเส้นไมโครสตริปแบบเดี่ยว.....	86
รูปที่ 3.49	ผลการวัด TDR ของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยว.....	86
รูปที่ 3.50	แผนภาพรูปตาของสัญญาณข้อมูลในการจำลองผล	87
รูปที่ 3.51	แผนภาพรูปตาขาออกจากเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่าง	88
รูปที่ 3.52	แผนภาพรูปตาขาออกจากเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยว.....	88
รูปที่ 4.1	การวัดความสัมพันธ์ของแรงดันเทอร์มิสเตอร์กับความยาวคลื่นเลเซอร์	90
รูปที่ 4.2	ตัวอย่างความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเทอร์มิสเตอร์กับความยาวคลื่น.....	91
รูปที่ 4.3	แผนภาพการทดสอบการตั้งค่าอุณหภูมิและความยาวคลื่น	91
รูปที่ 4.4	แผนภาพการวัดความคลาดเคลื่อนความยาวคลื่นของเลเซอร์.....	92
รูปที่ 4.5	การเชื่อมต่อระบบเพื่อทดสอบการรับส่งข้อมูลบนระบบ DWDM	93
รูปที่ 4.6	การเชื่อมต่ออุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบการรับส่งข้อมูลบนระบบ DWDM	94
รูปที่ 4.7	ตัวกรองสัญญาณทางแสงแบบปรับได้โมดูล mTVF-A1 โมเดล G ของบริษัท JDSU	95
รูปที่ 4.8	หลักการการทำงานของ Tunable Filter	96
รูปที่ 4.9	คุณลักษณะการแยกแสงของ Tunable Filter	96
รูปที่ 4.10	รูปตัวรับสัญญาณทางแสงที่ใช้ตัวตรวจจับแสงชนิด APD	97

รูปที่ 4.11 วงจรภายในของตัวตรวจจับสนแสงชนิด APD โมดูล R197A..... 98

รูปที่ 5.1 สเปกตรัมของเลเซอร์ชนิด DFB ที่อยู่ในเลเซอร์ EML โมดูล E4560 100

รูปที่ 5.2 คุณลักษณะการเปล่งแสงของเลเซอร์ชนิด DFB ที่อยู่ใน EML..... 101

รูปที่ 5.3 คุณลักษณะของ EAM ในเลเซอร์ EML โมดูล E4560 ในหน่วย dBm..... 102

รูปที่ 5.4 คุณลักษณะของ EAM ในเลเซอร์ EML โมดูล E4560 ในหน่วย mW 102

รูปที่ 5.5 การวัดแผนภาพรูปตาของสัญญาณไฟฟ้าและสัญญาณแสงของตัวขับ EAM 103

รูปที่ 5.6 สัญญาณข้อมูลทางไฟฟ้าจากเครื่อง BERT ณ ตำแหน่ง A 104

รูปที่ 5.7 สัญญาณนาฬิกาจากเครื่อง BERT ณ ตำแหน่ง A 104

รูปที่ 5.8 สัญญาณข้อมูลทางไฟฟ้าขาออกจากชิป MAX3941 ณ ตำแหน่ง B..... 105

รูปที่ 5.9 แผนภาพรูปตาทางแสงเมื่อปรับค่า V_{BIAS} ของตัวขับมอดูเลเตอร์ 107

รูปที่ 5.10 ระดับสัญญาณแสงเมื่อปรับค่า V_{BIAS} 108

รูปที่ 5.11 แผนภาพรูปตาทางแสงเมื่อปรับค่า V_{MOD} ของตัวขับมอดูเลเตอร์..... 109

รูปที่ 5.12 ระดับสัญญาณแสงเมื่อปรับค่า V_{MOD} 110

รูปที่ 5.13 แผนภาพรูปตาของสัญญาณขาออกของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ 10 Gb/s... 111

รูปที่ 5.14 คุณลักษณะของเทอร์มิสเตอร์ขนาด 10 k Ω ที่อยู่ในเลเซอร์ EML โมดูล E4560. 112

รูปที่ 5.15 วงจรควบคุมพีไอดีภายในบอร์ด MAX8521EVKIT จากบริษัท MAXIM 113

รูปที่ 5.16 ความสัมพันธ์ระหว่าง V_{THERM} กับ λ ทั้ง 3 ช่องสัญญาณของวงจรมอดูเลเตอร์ที่ออกแบบ 114

รูปที่ 5.17 ความสัมพันธ์ระหว่าง V_{THERM} กับ λ ทั้ง 3 ช่องสัญญาณของวงจรมอดูเลเตอร์ที่ออกแบบจากบริษัท MAXIM..... 114

รูปที่ 5.18 ผลการตอบสนองของการตั้งค่าอุณหภูมิและความยาวคลื่น 115

รูปที่ 5.19 เสถียรภาพของความยาวคลื่นในแต่ละช่องสัญญาณ 116

รูปที่ 5.20 สเปกตรัมของเลเซอร์ชนิดที่ไม่มีมอดูเลเตอร์ข้อมูล ที่ตำแหน่ง A..... 119

รูปที่ 5.21 สเปกตรัมของเลเซอร์เมื่อมีการมอดูเลเตอร์ข้อมูล ที่ตำแหน่ง A 119

รูปที่ 5.22 สเปกตรัมของ 3 ช่องสัญญาณที่ตำแหน่ง B ของสัญญาณระยะห่าง 25 GHz..... 120

รูปที่ 5.23 สเปกตรัมของ 3 ช่องสัญญาณที่ตำแหน่ง B ของสัญญาณระยะห่าง 50 GHz..... 120

รูปที่ 5.24 สเปกตรัมที่ตำแหน่ง C ของระบบ 25 GHz DWDM ที่ P_{AVG} -16 dBm..... 121

รูปที่ 5.25 สเปกตรัมที่ตำแหน่ง C ของระบบ 50 GHz DWDM ที่ $P_{AVG} = -16$ dBm 121

รูปที่ 5.26 การวัดสัญญาณ Interchannel Crosstalk 122

รูปที่ 5.27 การเชื่อมต่ออุปกรณ์เพื่อวัดอัตราบิดผิพลาตในระบบ DWDM 126

รูปที่ 5.28 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังแสงเฉลี่ยขาเข้า APD ทั้ง 3 กรณี
..... 127

รูปที่ 6.1 วงจรที่เหมาะสมสำหรับวงจรควบคุมกระแสไบแอสให้กับเลเซอร์..... 130



ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ดัชนีคำศัพท์

Absorption	กระบวนการดูดกลืน
Attenuation	การลดทอน
Automatic Power Control (APC)	การควบคุมกำลังแสงแบบอัตโนมัติ
Avalanche Effect	ปรากฏการณ์ถล่ม
Bias Current Circuit	วงจรจ่ายกระแสไบแอส
Bipolar Current Driver	ตัวขับกระแสสองขั้ว
Bit Error Rate (BER)	อัตราความผิดพลาดบิต
Cavity	โพรง
Channel Spacing	ระยะห่างช่องสัญญาณ
Chromatic Dispersion	การกระจายโครมาติก
Close Loop	วงรอบปิด
Coherent Light	แสงอาพันธ์
Conduction Band	ชั้นนำไฟฟ้า
Confinement Layer	ชั้นกักแสง
Conventional band (C-band)	ความยาวคลื่นแถบกลาง
De-Multiplexer	ตัวแยกสัญญาณทางแสง
Dense Wavelength Division Multiplexing, DWDM	การรวมแสงหลายความยาวคลื่นแบบหนาแน่น
Depletion Region	บริเวณปลอดประจุ
Dielectric	ไดอิเล็กตริก
Differential Amplifier Circuit	วงจรรขยายแบบผลต่าง
Differential Pair	สายส่งแบบคู่ต่าง
Differential Signal	สัญญาณแบบผลต่าง
Direct Modulation	การมอดูเลตแสงโดยตรง
Distributed Feedback Laser, DFB	เลเซอร์ชนิดป้อนกลับแบบกระจายตัว
Dominant Pole, DP	โพลเด่นชัด
Edge Emitting LED, ELED	ไดโอดเปล่งแสงจากขอบ
Electro Spectrum Analyzer, ESA	เครื่องวัดมือสเปกตรัมทางไฟฟ้า
Electro-Absorption Modulation, EAM	การมอดูเลตด้วยวิธีดูดกลืนคลื่นไฟฟ้า

Electro-Absorption Modulator Integrated Laser, EML	ตัวส่งสัญญาณทางแสงที่มีมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้าอยู่ใน
Electron-Hole Pair	คู่อิเล็กตรอนและโฮล
External Modulation	การมอดูเลตภายนอก
Final Value Theorem	ทฤษฎีบทค่าสุดท้าย
Forward Bias Current	กระแสไบแอสไปข้างหน้า
Forward Bias Voltage	แรงดันไบแอสไปข้างหน้า
Grating Array Waveguides	ท่อนำแสงแบบแถวลำดับเกรตติง
Guard Ring	วงแหวนป้องกัน
Incoherent Light	แสงแบบอนาพันธ์
Interchannel Crosstalk	การรบกวนกันระหว่างช่องสัญญาณ
Laser Driver	ตัวขับเลเซอร์
Light Source	แหล่งกำเนิดแสง
Light-Emitting Diode, LED	ไดโอดเปล่งแสง
Long band, L-band	ความยาวคลื่นแถบยาว
Long-Haul System	ระบบระยะทางไกล
Loop Gain	อัตราขยายวงรอบ
Modulator Driver	ตัวขับมอดูเลเตอร์
Multi Wavelength Laser Array	เลเซอร์หลายความยาวคลื่น
Multiplexer	ตัวรวมสัญญาณทางแสง
Open Loop	วงรอบเปิด
Optical De-Multiplexer	ตัวแยกแสง
Optical Fiber Communication	การสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง
Optical Fiber Coupler	ตัวคู่ต่อทางแสง
Optical Modulator	มอดูเลเตอร์ทางแสง
Optical Multiplexer, MUX	ตัวรวมแสง
Optical Power Monitor	ตัววัดกำลังทางแสง
Optical Spectrum Analyzer, OSA	เครื่องวัดมีสเปกตรัมทางแสง
Optical Waveguide	ท่อนำแสง
Overdamp Response	ผลการตอบสนองแบบหน่วงเกิน

Overshoot	สัญญาณพุ่งเกิน
Phase Shift	ผลต่างเฟส
Photo Current	กระแสแสง
Photodetector	ตัวตรวจจับแสง
PID Control Circuit	วงจรควบคุมพีไอดี
Polarization Maintaining Fiber, PMF	เส้นใยนำแสงที่มีการควบคุมโพลาไรซ์
Population Inversion	ภาวะผกผันของประชากร
Printed Circuit Board, PCB	ลายวงจรบนแผ่นวงจรพิมพ์
Resonant	กำทอน
Reverse Voltage	แรงดันย้อนกลับ
Second Order System	ระบบอันดับสอง
Short band, S-band	ความยาวคลื่นแถบสั้น
Single-Ended Signal	สัญญาณแบบเดี่ยว
Single-Longitudinal Mode, SLM	แสงแบบโหมดเดี่ยว
Spontaneous Emission	การเปล่งแสงแบบเกิดขึ้นเอง
Steady State Response	ผลตอบสนองในสถานะคงตัว
Stimulated Emission	การเปล่งแสงแบบถูกกระตุ้น
Surface Emitting LED, SLED	ไดโอดเปล่งแสงจากผิวหน้า
Temperature Control System, TCS	ระบบควบคุมอุณหภูมิ
Temperature Setting	การตั้งค่าอุณหภูมิ
Thermistor	เทอร์มิสเตอร์
Thermo Electric Cooler, TEC	ตัวระบายความร้อน
Threshold Current	กระแสขีดเริ่ม
Time-Division Multiplexing, TDM	การรวมสัญญาณแบบแบ่งเวลา
Transfer Function	ฟังก์ชันการส่งผ่าน
Transient Response	ผลตอบสนองในสถานะชั่วขณะ
Trimpot	ตัวต้านทานปรับค่าได้
Tunable Filter	ตัวกรองแสงแบบปรับได้
Tuning	ปรับเปลี่ยน
Underdamp Response	ผลการตอบสนองแบบหน่วงขาด

Valence Band

ชั้นวาเลนซ์

Voltage Regulator

ตัวคุมค่าแรงดัน

Wavelength Tunable Laser

เลเซอร์ปรับความยาวคลื่นได้



ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันความต้องการในการรับส่งข้อมูลมีปริมาณเพิ่มขึ้นอย่างไม่รู้ที่สิ้นสุด ดังนั้นในการสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง (Optical Fiber Communication) จึงได้พัฒนาเทคนิคการรับส่งแสงหลายความยาวคลื่นแบบหนาแน่นขึ้น (Dense Wavelength Division Multiplexing, DWDM) อย่างไรก็ตามการเพิ่มความจุในการส่งข้อมูลเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานเส้นใยนำแสงมีอยู่ด้วยกัน 3 วิธี [1] คือ (1) การขยายแถบความยาวคลื่นแสงที่ใช้, (2) การเพิ่มอัตราเร็ว (Bit Rate) ในแต่ละช่องสัญญาณ และ (3) การลดระยะห่างช่องสัญญาณ

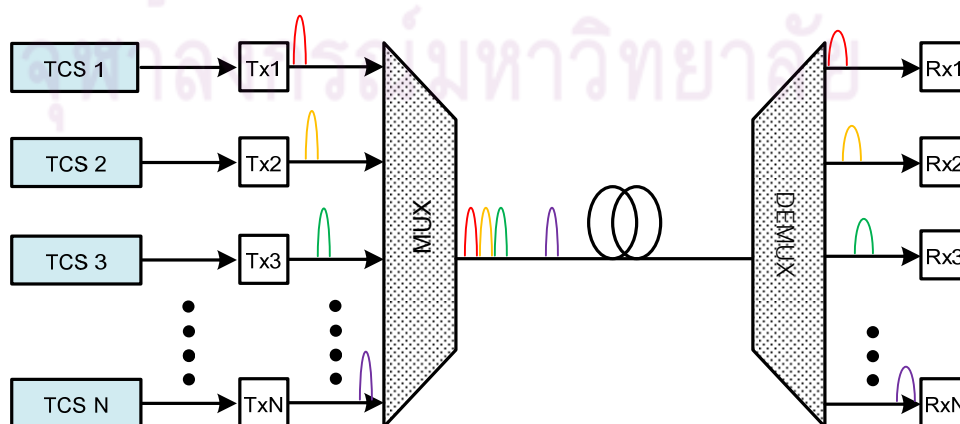
วิธีแรกเป็นการเพิ่มความจุของข้อมูลโดยการเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณ ด้วยการขยายช่วงการใช้งานความยาวคลื่นให้กว้างมากขึ้นแต่คงระยะห่างช่องสัญญาณเท่าเดิม ยกตัวอย่างเช่นจากเดิมที่มีการใช้แสงในย่านความยาวคลื่นแถบกลาง (Conventional band, C-band) ซึ่งมีช่วงความยาวคลื่น 1530 nm ถึง 1565 nm เปลี่ยนมาใช้งานให้ครอบคลุมย่านความยาวคลื่นแถบสั้น (Short band, S-band) ซึ่งมีช่วงความยาวคลื่น 1460 nm ถึง 1530 nm จนถึงย่านความยาวคลื่นแถบยาว (Long band, L-band) ซึ่งมีช่วงความยาวคลื่น 1565 nm ถึง 1625 nm ดังนั้นการขยายแสงให้ครอบคลุมความยาวคลื่นทั้ง 3 แถบซึ่งกว้างถึง 165 nm ได้นั้น จึงต้องการตัวขยายแสงแบบเส้นใยนำแสงโดปด้วยธาตุหายาก (Rare-Earth-Doped-Fiber Amplifier) ในปัจจุบันได้มีการวิจัยใช้ตัวขยายแสงชนิดรามัน (Raman Amplifier) ในการขยายแสงให้ครอบคลุมได้มากถึง 132 nm โดยใช้ตัวขยายแสงเพียงตัวเดียวต่อหนึ่งช่วงการขยายแสง [2] ซึ่งครอบคลุมความยาวคลื่นในแถบ S, C และ L ดังนั้นระบบ WDM ที่ใช้ระยะห่างช่องสัญญาณ 100 GHz (หรือ 0.8 nm ที่ความยาวคลื่น 1550 nm) ซึ่งรับส่งข้อมูลในช่วงความยาวคลื่นแถบ C ได้ประมาณ 35 ช่องสัญญาณ ถ้าเปลี่ยนมาส่งแสงในช่วงแถบความยาวคลื่นทั้งสามร่วมกับตัวขยายแสงชนิดรามัน จะสามารถเพิ่มปริมาณช่องสัญญาณได้มากถึง 4 เท่า หรือ 140 ช่องสัญญาณ ดังนั้นวิธีนี้จึงเหมาะอย่างยิ่งในการรับส่งข้อมูลระยะทางไกล (Long-Haul System)

วิธีที่สองเป็นการเพิ่มอัตราข้อมูลของแต่ละช่องสัญญาณ ในระบบ WDM สามารถเพิ่มได้มากถึง 40 Gb/s โดยการใช่วงจรอิเล็กทรอนิกส์ความเร็วสูงและเทคโนโลยีการรวมสัญญาณแบบแบ่งเวลา (Time-Division Multiplexing) อย่างไรก็ตามเมื่ออัตราบิตเพิ่มมากขึ้นปัญหาที่ตามมาคือ ปัญหาการกระจายสี ซึ่งได้แก่ โครมาติกดิสเพอร์ชัน (Chromatic Dispersion, CD) และโพลาไรซ์โหมดดิสเพอร์ชัน (Polarization Mode Dispersion, PMD) ซึ่งมีงานวิจัยมากมายในการพัฒนา

เทคนิคในการชดเชยดิสเพอร์ชัน [3-5] เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการส่งข้อมูลให้มากขึ้น ดังนั้นวิธีนี้จึงเหมาะกับการใช้งานเฉพาะโครงข่ายในเมือง (Metro Core Network) ซึ่งมีระยะทางสั้น (Short-haul) เท่านั้น เนื่องจากความยุ่งยากในการวางหน่วยชดเชยดิสเพอร์ชันระหว่างเส้นทางการรับส่งข้อมูลและการใช้เส้นใยนำแสงที่มีการควบคุมโพลาไรซ์ Polarization Maintaining Fiber (PMF) ระหว่างตัวมอดูเลตกับเลเซอร์ของทุกช่องสัญญาณ ซึ่งเป็นการเพิ่มต้นทุนของระบบให้สูงขึ้นไปอีก

วิธีสุดท้าย คือ การลดระยะห่างช่องสัญญาณ (Channel Spacing) ให้แคบลงเพื่อเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณได้ โดยวิธีนี้ต้องใช้แหล่งกำเนิดแสงที่มีความยาวคลื่นที่มีความนิ่งสูงมาก เพราะเนื่องจากระยะห่างที่แคบมากขึ้นทำให้มีโอกาสที่ช่องสัญญาณข้างเคียงมารบกวนกันมากขึ้น โดยตัวแปรสำคัญที่มีผลโดยตรงต่อความนิ่งของแสง คือ คุณสมบัติของแหล่งกำเนิดแสงนั้นๆ ดังนั้นถ้าหากมีการควบคุมคุณสมบัติของแหล่งกำเนิดแสงได้อย่างมีประสิทธิภาพ วิธีนี้จะเป็นการรวมข้อดีของทั้งสองวิธีแรกไว้ด้วยกัน คือ (1) สามารถเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณ และ (2) สามารถลดปัญหาดิสเพอร์ชันได้จากการลดอัตราข้อมูลของแต่ละช่องสัญญาณให้ต่ำลงได้ อีกทั้งยังสามารถนำมาใช้งานได้ทุกระบบไม่ว่าจะเป็นการรับส่งทางไกลหรือใกล้ โดยเปลี่ยนแหล่งกำเนิดแสง, ตัวรวมแสง (Optical Multiplexer, MUX) และ ตัวแยกแสง (Optical De-Multiplexer, DEMUX) โดยไม่จำเป็นต้องเพิ่มการใช้งานเส้นใยนำแสงชนิด PMF เช่นเดียวกับวิธีที่สอง

สำหรับระบบ DWDM ที่มีการใช้งานในปัจจุบันส่วนใหญ่มีระยะห่างช่องสัญญาณ 100 GHz และ 50 GHz โดยแต่ละช่องสัญญาณทำงานที่อัตราข้อมูล 10 Gb/s ในยุคถัดไประบบ DWDM ที่มีระยะห่างช่องสัญญาณ 25 GHz จะเข้ามาแทนที่สองระบบที่ได้กล่าวไป [6-7] โดยที่ ITU-T (International Telecommunication Union-Telecommunication Sector) ได้กำหนดช่องสัญญาณและระยะห่างที่ใช้ไว้ในมาตรฐาน ITU-T G.694.1(Spectral grids for WDM application: DWDM frequency grid) [8] ดังนั้นเพื่อให้แต่ละช่องสัญญาณมีสเปกตรัมตรงตามมาตรฐาน และไม่มีการทับกันระหว่างช่องสัญญาณ ดังนั้นตัวส่งสัญญาณทางแสงทุกตัวต้องมีระบบควบคุมอุณหภูมิ (Temperature Control System, TCS) ให้กับเลเซอร์ซึ่งแสดงดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 การเชื่อมต่อระบบควบคุมอุณหภูมิกับตัวส่งสัญญาณทางแสง (TX)

ในปัจจุบันจึงได้มีงานวิจัยมากมายเพื่อหาแนวทางในการควบคุมและรักษาเสถียรภาพของความยาวคลื่นซึ่งมี 2 วิธีหลัก คือ (1) การควบคุมความยาวคลื่นแบบติดตามสเปกตรัมของเลเซอร์ และ (2) การควบคุมความยาวคลื่นแบบติดตามอุณหภูมิ โดยทั้งสองวิธีจะเป็นการควบคุมความยาวคลื่นจากอุณหภูมิของเลเซอร์ แต่ใช้การติดตามคนละแบบโดยวิธีแรกจะให้ความแม่นยำสูงกว่า เพราะเป็นการติดตามสเปกตรัมโดยตรง โดยแต่ละวิธีมีรายละเอียดดังนี้

วิธีแรกเป็นการควบคุมความยาวคลื่น โดยการติดตามความยาวคลื่นของแหล่งกำเนิดแสง ซึ่งส่วนมากใช้เป็นเลเซอร์ชนิดป้อนกลับแบบกระจายตัว (Distributed Feedback Laser, DFB) เปรียบเทียบกับแหล่งกำเนิดแสงอ้างอิงซึ่งผลิตมาจากเทคนิค absorption lines [9-10], arrayed-waveguide grating [11-12] เป็นต้น ซึ่งให้แสงที่มีสเปกตรัมและความยาวคลื่นคงที่ ทำงานร่วมกับวงจรควบคุมอุณหภูมิแบบป้อนกลับ โดยระบบควบคุมอุณหภูมิของวิธีนี้จะใช้ตัวระบายความร้อน (Thermo Electric Cooler, TEC) จำนวน 2 ตัวซึ่งทั้งสองตัวจะรวมอยู่ในโมดูลเดียวกับแหล่งกำเนิดแสง โดย TEC ทั้งสองจะทำหน้าที่ชดเชยอุณหภูมิส่วนต่างระหว่างกันจนทำให้ได้อุณหภูมิที่เลเซอร์ให้แสงตรงกับแหล่งกำเนิดแสงอ้างอิง[13] อย่างไรก็ตามการผลิตแหล่งกำเนิดแสงอ้างอิง หรือการผลิต TEC จำนวน 2 ตัวลงบนโมดูลเดียวกับแหล่งกำเนิดแสงนั้นมีความยุ่งยาก ซับซ้อนเป็นอย่างมาก

วิธีที่สองเป็นการควบคุมความยาวคลื่นจากการติดตามอุณหภูมิ (Temperature Monitoring) วิธีนี้ใช้ระบบควบคุมอุณหภูมิซึ่งประกอบไปด้วย เทอร์มิสเตอร์ (thermistor) ทำหน้าที่ติดตามค่าอุณหภูมิของเลเซอร์, TEC ทำหน้าที่ถ่ายเทความร้อน, ตัวจ่ายกระแสสองขั้ว (Bi-polar Current Driver) ทำหน้าที่จ่ายกระแสให้กับ TEC และวงจรควบคุมการจ่ายกระแสจากตัวจ่ายกระแสสองขั้ว ซึ่งมีการใช้งานทั้งไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) และวงจรพีไอดี (Proportional Integral Derivative circuit, PID circuit) หลักการควบคุมอุณหภูมิของวิธีนี้คือ เทอร์มิสเตอร์จะทำหน้าที่วัดอุณหภูมิจากเลเซอร์โมดูล จากนั้นค่าอุณหภูมิที่วัดได้จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับอุณหภูมิตั้งค่าได้เป็นผลต่างแรงดัน จากนั้นค่าดังกล่าวจะถูกส่งไปยังวงจรควบคุมเพื่อกำหนดการจ่ายกระแสจากตัวจ่ายกระแสสองขั้วให้กับ TEC เพื่อควบคุมอุณหภูมิให้กับเลเซอร์ เนื่องจากอุณหภูมิกับความยาวคลื่นของเลเซอร์แปรผันตรงกันจึงสามารถกำหนดความยาวคลื่นจากอุณหภูมิได้โดยตรง [14] ดังนั้นสิ่งที่จะเป็นตัวกำหนดประสิทธิภาพของระบบควบคุมอุณหภูมินี้ คือ การออกแบบวงจรควบคุมพีไอดีให้สามารถตอบสนองต่ออุณหภูมิของเลเซอร์ และควบคุมความยาวคลื่นได้อย่างมีเสถียรภาพ

วิทยานิพนธ์นี้จึงเน้นการออกแบบตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบอัตรา 10 Gb/s พร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิซึ่งใช้วงจรควบคุมพีไอดีเป็นวงจรควบคุมหลักในระบบควบคุมอุณหภูมิให้กับเลเซอร์ภายในตัวส่งสัญญาณทางแสงตามการควบคุมความยาวคลื่นวิธีที่ 2 ในทำนองสุดท้ายแล้ว

ระบบควบคุมอุณหภูมิที่ออกแบบจะต้องนำมาทดสอบเสถียรภาพของความยาวคลื่นให้ได้ตามมาตรฐาน ITU-T G.692 (Frequency Deviation, REV5) ซึ่งกำหนดให้ตัวส่งสัญญาณทางแสงต้องมีความคลาดเคลื่อนของความยาวคลื่นไม่เกิน ± 10 pm [15] สำหรับการส่งข้อมูลแบบ DWDM ระยะห่างช่องสัญญาณ 25 GHz อัตราข้อมูล 10 Gb/s ตามมาตรฐาน SONET / SDH (Synchronous Optical Network/Synchronous Digital Hierarchy) OC-192/STM-64 (Optical Carrier-192/Synchronous Transport Module-64) [16] ได้อย่างมีเสถียรภาพตลอดการทำงานของตัวส่งสัญญาณทางแสง

จากที่ได้กล่าวมาทั้งหมดวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอการพัฒนาตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ อัตราข้อมูล 10 Gb/s พร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ โดยนำเสนอรายละเอียดเกี่ยวกับการออกแบบและเลือกใช้อุปกรณ์สำหรับตัวส่งสัญญาณทางแสงพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ รวมทั้งการทดสอบประสิทธิภาพของของตัวส่งสัญญาณทางแสงนี้ เพื่อเป็นแนวทางต่อยอดให้กับผู้ที่สนใจในการออกแบบทางด้านนี้ มีความเข้าใจและทราบถึงกระบวนการคิดวิเคราะห์มากยิ่งขึ้น

1.2 วัตถุประสงค์

1. ออกแบบและวิเคราะห์ระบบควบคุมอุณหภูมิที่ใช้วงจรรวมควบคุมพีไอดี ร่วมกับ TEC และเทอร์มิสเตอร์ เพื่อใช้ปรับจูนและรักษาเสถียรภาพของความยาวคลื่นในตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ
2. ออกแบบลายวงจรรวมความเร็วสูง และประกอบตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ พร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ เพื่อส่งข้อมูลอัตรา 10 Gb/s
3. วัดและทดสอบเสถียรภาพของความยาวคลื่น ของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบอัตราข้อมูล 10 Gb/s ในการส่งแบบ DWDM 3 ช่องสัญญาณระยะห่าง 25 GHz

1.3 เป้าหมายและขอบเขตงานวิจัย

1. ออกแบบและวิเคราะห์ระบบควบคุมอุณหภูมิด้วยวงจรรวมควบคุมพีไอดี
2. ออกแบบและประกอบตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบอัตรา 10 Gb/s
3. วัดและวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบควบคุมอุณหภูมิ และทดสอบเสถียรภาพของความยาวคลื่นให้ผ่านมาตรฐาน ITU-T G.692 ได้ไม่เกิน ± 10 pm
4. วัดและวิเคราะห์การส่งข้อมูลแบบ DWDM 3 ช่องสัญญาณ ระยะห่างช่องสัญญาณ 25 GHz และทดสอบแผนภาพรูปตาให้ผ่านมาตรฐาน SONET (OC-192)/SDH (STM-64)

โดยไม่พิจารณาผลของ Attenuation และ Chromatic Dispersion อันเนื่องมาจากสาย ต่อเส้นใยนำแสงสั้นๆ

1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน

1. ศึกษาองค์ประกอบพื้นฐานของตัวส่งสัญญาณทางแสง
2. ศึกษาและออกแบบ ระบบควบคุมอุณหภูมิของเลเซอร์
3. ศึกษาและออกแบบ ลายวงจรความถี่สูงสำหรับส่งข้อมูลอัตรา 10 Gb/s
4. ศึกษาและเรียนรู้การใช้เครื่องมือ และอุปกรณ์ต่างๆ ภายในห้องปฏิบัติการ
5. จัดซื้อและประกอบ องค์ประกอบที่ใช้ในตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ
6. ทดสอบและปรับปรุง ประสิทธิภาพของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ
7. ทดสอบและปรับปรุงประสิทธิภาพ ของระบบควบคุมอุณหภูมิให้มีเสถียรภาพตาม มาตรฐาน ITU-T G.692 (Frequency Deviation)
8. ทดสอบการรับส่งสัญญาณทางแสงแบบ DWDM
9. วิเคราะห์และสรุปผลการทดลอง
10. เขียนวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

มีความรู้ความเข้าใจในการออกแบบ ประกอบ และวิเคราะห์ประสิทธิภาพของตัวส่ง สัญญาณทางแสงอัตราข้อมูล 10 Gb/s พร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิได้

1.6 ประมวลวิทยานิพนธ์

บทที่ 1 บทนำ : เนื้อหาในบทนี้ได้กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ เป้าหมายและขอบเขตของการวิจัย รวมถึงขั้นตอนการดำเนินงาน และประโยชน์ที่ คาดว่าจะได้รับ

บทที่ 2 หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง : เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการ พื้นฐานที่เกี่ยวข้องกับตัวส่งสัญญาณทางแสงพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ โดยอธิบายรายละเอียด ของแต่ละองค์ประกอบ, การควบคุมความยาวคลื่นและเสถียรภาพของอุณหภูมิ และการรับส่ง ข้อมูลแบบ DWDM

บทที่ 3 การออกแบบตัวส่งสัญญาณทางแสงพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ : เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงการเลือกอุปกรณ์ที่นำมาประกอบเป็นตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ พร้อมหน้าที่ของแต่ละองค์ประกอบที่เลือกใช้, การออกแบบลายเส้นสัญญาณอัตราเร็วสูง 10 Gb/s ซึ่งอธิบายรายละเอียดในการคำนวณตัวแปรที่ใช้ในการออกแบบ พร้อมทั้งกล่าวถึงการออกแบบลายวงจรเพื่อเชื่อมต่อแต่ละองค์ประกอบของตัวส่งสัญญาณทางแสง และสุดท้ายอธิบายถึงการออกแบบวงจรควบคุมอุณหภูมิที่ใช้ภายในตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบในวิทยานิพนธ์นี้

บทที่ 4 การทดสอบประสิทธิภาพของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ : เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงขั้นตอนการวัดทดสอบประสิทธิภาพของตัวส่งสัญญาณทางแสงพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ ซึ่งแบ่งออกเป็น การทดสอบประสิทธิภาพของระบบควบคุมอุณหภูมิ และการทดสอบการรับส่งข้อมูลแบบ DWDM 3 ช่องสัญญาณระยะห่างช่องสัญญาณ 25 GHz

บทที่ 5 ผลการทดสอบ : เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงผลการวัดทดสอบประสิทธิภาพของตัวส่งสัญญาณทางแสงพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ ซึ่งแบ่งออกเป็น ผลการทดสอบแต่ละองค์ประกอบที่ใช้, ผลการทดสอบประสิทธิภาพของระบบควบคุมอุณหภูมิ และผลการทดสอบการรับส่งข้อมูลแบบ DWDM ตามที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 4

บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ : เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงบทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะสำหรับใช้เป็นแนวทางในการทำวิจัยต่อไป



ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

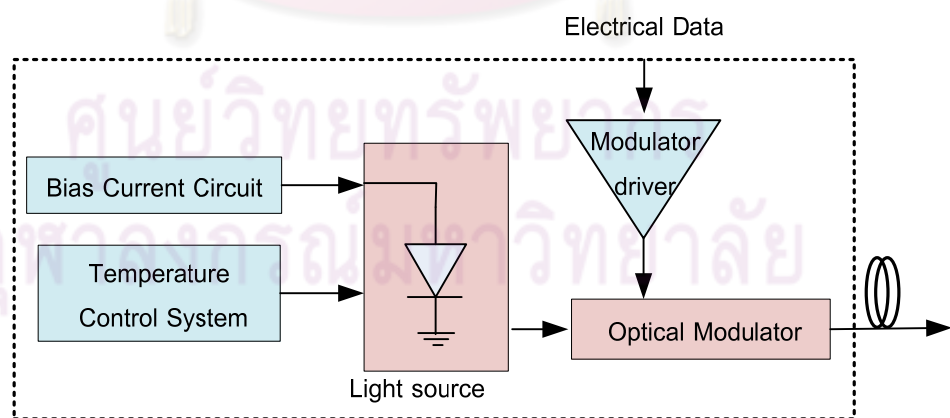
บทที่ 2

หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เกี่ยวข้องกับการออกแบบตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบอัตราข้อมูล 10 Gb/s พร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ เพื่อนำมาใช้ในการส่งข้อมูลแบบ DWDM ดังนั้นจึงจำเป็นต้องศึกษาองค์ประกอบของตัวส่งสัญญาณทางแสงพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ และการควบคุมความยาวคลื่นและเสถียรภาพของอุณหภูมิ ในหัวข้อที่ 2.1 และ 2.2 ตามลำดับ จากนั้นในหัวข้อที่ 2.3 จะเป็นรายละเอียดของการรับส่งข้อมูลแบบ DWDM และในหัวข้อที่ 2.4 จะศึกษาหลักการออกแบบลายวงจรมัลติเพล็กซ์ความเร็วสูง

2.1 องค์ประกอบของตัวส่งสัญญาณทางแสงพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ

ตัวส่งสัญญาณทางแสงมีองค์ประกอบที่สำคัญ 5 ส่วน แสดงแผนภาพดังรูปที่ 2.1 คือ (1) แหล่งกำเนิดแสง (Light Source) ทำหน้าที่สร้างสัญญาณแสงแบบต่อเนื่อง (Continuous Wave, CW), (2) วงจรจ่ายกระแสไบแอส (Bias Current Circuit) ทำหน้าที่จ่ายกระแสไบแอส เพื่อควบคุมกำลังแสงของเลเซอร์, (3) ตัวมอดูเลเตอร์ทางแสง (Optical Modulator) ทำหน้าที่มอดูเลตข้อมูลทางไฟฟ้าเป็นข้อมูลทางแสง [17-18], (4) ตัวขับมอดูเลเตอร์ (Modulator Driver) ทำหน้าที่เพิ่มขนาดของสัญญาณข้อมูลให้มีความเหมาะสมก่อนนำข้อมูลดังกล่าวไปมอดูเลตเป็นข้อมูลทางแสง [19], และ (5) ระบบควบคุมอุณหภูมิ (Temperature Control System) ทำหน้าที่ควบคุมอุณหภูมิของเลเซอร์เพื่อให้เลเซอร์สามารถเปล่งแสงได้อย่างมีเสถียรภาพ โดยแต่ละองค์ประกอบมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.1.1 ถึง 2.1.5 ตามลำดับ



รูปที่ 2.1 แผนภาพองค์ประกอบของตัวส่งสัญญาณทางแสงพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ

2.1.1 แหล่งกำเนิดแสง (Light Source)

ในปัจจุบันแหล่งกำเนิดแสงที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายเพื่อการสื่อสาร เป็นอุปกรณ์ที่ผลิตจากสารกึ่งตัวนำซึ่งสามารถจำแนกออกเป็น 2 ประเภท คือ ไดโอดเปล่งแสง (Light-Emitting Diode, LED) และเลเซอร์ (Laser) โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.1.1.1 และ 2.1.1.2 ตามลำดับ

2.1.1.1 ไดโอดเปล่งแสง (Light-Emitting Diode, LED)

LED มีโครงสร้างโดยทั่วไปเป็นแบบรอยต่อระหว่างพีและเอ็น (p-n junction) เมื่อทำการจ่ายแรงดันไบแอสไปข้างหน้า ที่บริเวณ active region จะมีการฉีดอิเล็กตรอนเข้าไปยังสารกึ่งตัวนำด้านพีบนชั้นนำไฟฟ้า (conduction band) และในขณะเดียวกันที่ชั้นวาเลนซ์ (valence band) จะมีการฉีดโฮลเข้าไปยังสารกึ่งตัวนำด้านเอ็น เมื่ออิเล็กตรอนและโฮลเดินทางผ่านบริเวณรอยต่อจะเกิดการรวมตัวกันและปลดปล่อยโฟตอนที่พลังงานเท่ากับแบนด์แกป (bandgap) ออกมา เรียกปรากฏการณ์นี้ว่า การเปล่งแสงแบบเกิดขึ้นเอง (Spontaneous Emission) ซึ่งเป็นแสงแบบอนาพันธ์ (Incoherent Light) เพราะโฟตอนที่ปล่อยออกมามีเฟสแบบสุ่มและกระจายรอบทิศทาง จึงทำให้สเปกตรัมของ LED มีขนาดกว้างมาก (50 ถึง 60 nm) และกำลังแสงค่อนข้างต่ำ แต่ในปัจจุบันก็มีการพัฒนาประสิทธิภาพของ LED โดยการใช้โครงสร้างแบบ double hetero junction เข้ามาช่วยเพิ่มกำลังแสง นอกจากนี้การนำ LEDs มาใช้สื่อสารข้อมูล มักนำมาใช้กับการมอดูเลตข้อมูลโดยตรง ซึ่งมีอัตราเร็วในการมอดูเลตอยู่ในระดับ 200-300 Mb/s

LED ที่นำมาใช้งานในการสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง มี 2 ชนิด [20] คือ ไดโอดเปล่งแสงจากขอบ (Edge Emitting LED, ELED) ซึ่งให้แสงด้านข้างของสารกึ่งตัวนำ หรือในแนวตั้งฉากกับ active region และไดโอดเปล่งแสงจากผิวหน้า (Surface Emitting LED, SLED) ซึ่งให้แสงออกทางด้านบนผิวหน้า หรือในแนวเดียวกับบริเวณรอยต่อซึ่ง LED ชนิดนี้ให้สเปกตรัมกว้างกว่าชนิดแรกเล็กน้อย อย่างไรก็ตาม LED มีข้อได้เปรียบในเรื่องต้นทุนการผลิตที่ถูกลง และมีความซับซ้อนทางวงจรใช้งานร่วมน้อยกว่าเมื่อเทียบกับเลเซอร์ เช่น ไม่ต้องมีการควบคุมอุณหภูมิหรือวงจรเพื่อขับกระแส เป็นต้น รวมทั้งมีอายุการใช้งานที่ยาวกว่า แต่เนื่องจากระดับกำลังที่ค่อนข้างต่ำรวมทั้งสเปกตรัมที่กว้าง จึงทำให้ LED เหมาะกับการสื่อสารระยะใกล้บนเส้นใยนำแสงแบบหลายโหมด

2.1.1.2 เลเซอร์ (Laser)

เลเซอร์ผลิตมาจากสารกึ่งตัวนำ 2 ชนิดซึ่งมี bandgap แตกต่างกันมาต่อกัน เป็นโครงสร้างแบบ “Hetero Junction” [20] โดยสารกึ่งตัวนำด้านหนึ่งจะถูกนำมาเจือสารประเภทพี ส่วนอีกด้านหนึ่งจะเจือด้วยสารประเภทเอ็น โดยที่สารกึ่งตัวนำทั้งสองต้องเป็นสารประเภท direct bandgap เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการเปล่งแสง เมื่อประกอบสารกึ่งตัวนำทั้งสองเข้าด้วยกันจะเกิดบริเวณ active region ซึ่งเป็นบริเวณสำหรับเปล่งแสง

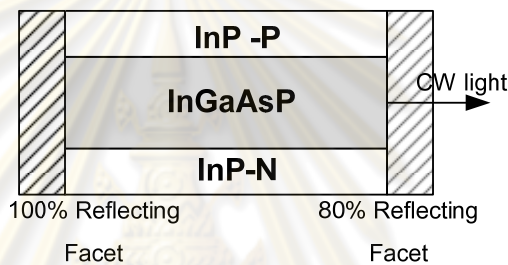
เลเซอร์มีหลักการทำงานทั้งหมด 3 กระบวนการ คือ (1) กระบวนการดูดกลืน (Absorption) เป็นกระบวนการกระตุ้นอิเล็กตรอนจากชั้นวาเลนซ์ไปยังชั้นนำไฟฟ้า, (2) การเปล่งแสงแบบเกิดขึ้นเอง (Spontaneous Emission) เนื่องจากอิเล็กตรอนชั้นนำอยู่ในระดับพลังงานที่สูงกว่าจากกระบวนการแรก ซึ่งมีความไม่เสถียรจึงตกกลับลงมายังชั้นวาเลนซ์ ในขณะที่ตกกลับลงมาจะรวมตัวกับโฮลเกิดเป็นโฟตอน ซึ่งเป็นการเปล่งแสงแบบเกิดขึ้นเอง, และ (3) การเปล่งแสงแบบถูกกระตุ้น (Stimulated Emission) เมื่อมีการจ่ายกระแสไบแอสไปข้างหน้า (I_{BIAS}) ให้กับเลเซอร์เพื่อกระตุ้นให้มีการดูดกลืนมากขึ้น เมื่อเพิ่มขนาด I_{BIAS} ให้มีค่ามากกว่าระดับกระแสขีดเริ่ม (Threshold Current, I_{TH}) จะทำให้เกิดภาวะผกผันของประชากร (Population Inversion) ขึ้นที่บริเวณ active region จากนั้น เมื่อมีโฟตอน ผ่านเข้ามายังบริเวณ active region โฟตอนดังกล่าวจะเหนี่ยวนำให้เกิดการรวมตัวกันของคู่อิเล็กตรอนและโฮลแล้วปลดปล่อยโฟตอนที่มีคุณสมบัติ (1) เฟส, (2) พลังงาน, และ (3) ทิศทางเดียวกัน เรียกโฟตอนที่มีคุณสมบัติเหล่านี้ว่า แสงอาพันธ์ (Coherent Light)

เนื่องจากเลเซอร์มีโครงสร้างแบบโพรง (Cavity) และมีฟาเซต (Facet) 2 ด้านซึ่งทำหน้าที่เพิ่มความเข้มแสง โดยด้านหนึ่งจะเป็นฟาเซตที่สะท้อนแสงได้ 100 % ส่วนอีกด้านหนึ่งจะสะท้อนแสงได้บางส่วน ดังนั้นแสงที่เกิดขึ้นเดินทางอยู่ใน cavity จะมีอัตราขยายในการเปล่งแสงมากขึ้น จนกระทั่งมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับอัตราการดูดกลืนแล้ว แสงก็จะสามารถเดินทางทะลุออกมาจาก cavity ได้ซึ่งเรียกแสงชนิดนี้ว่า แสงเลเซอร์

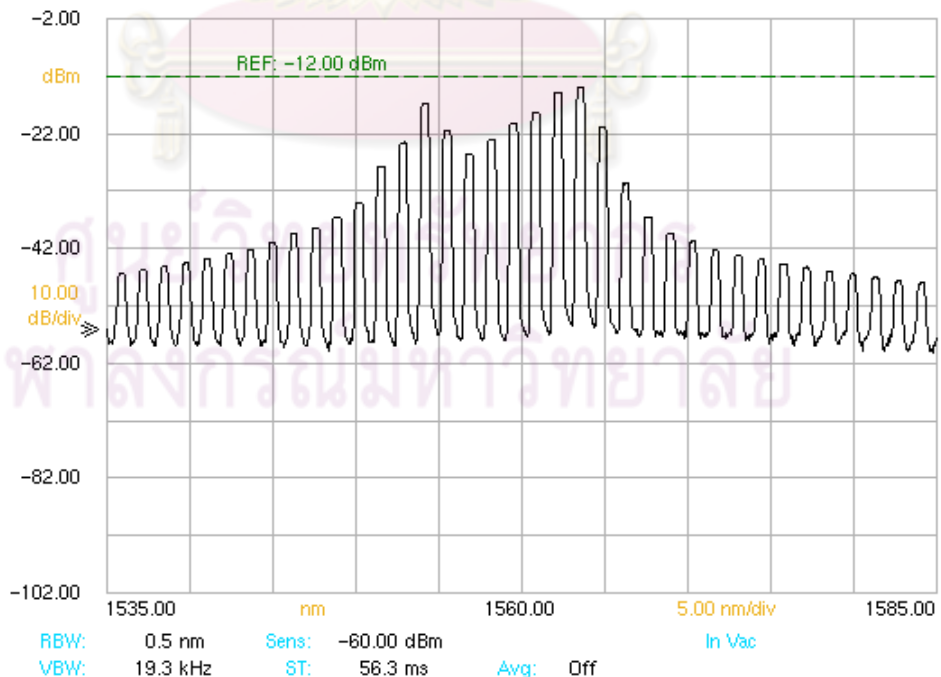
เลเซอร์ที่นำมาใช้งานในการสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงสามารถจำแนกได้เป็น 3 ชนิด คือ (1) Fabry-Perot Laser (FP laser), (2) Distributed-Feedback Laser (DFB laser), และ (3) Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser (VCSEL) โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.1.1.2.1 ถึง 2.1.1.2.3 ตามลำดับ

2.1.1.2.1 Fabry-Perot Laser (FP laser)

โครงสร้างของเลเซอร์ชนิด FP ที่ใช้งานส่วนมากมีโครงสร้างเป็นแบบ double hetero junction โดยมีชั้น active layer เป็นสารประกอบ InGaAsP ประกอบบน-ล่างด้วยชั้นกักแสง (Confinement Layer) ซึ่งทำมาจากสาร InP และประกบซ้าย-ขวาด้วยสารเคลือบผิวที่มีคุณสมบัติการสะท้อนแสงดังรูปที่ 2.2 (บน) โดยมีความยาวคลื่นในการเปล่งแสง 1.3 um และ 1.5 um มีสเปกตรัมแสดงดังรูปที่ 2.2 (ล่าง) ซึ่งสามารถกำหนดได้จากสัดส่วน x และ y ในสารประกอบ $In_xGa_{1-x}As_yP_{1-y}$ ส่วนความยาวคลื่น 0.85 um นั้นส่วนใหญ่เลือกใช้สารประกอบ GaAs เป็น active region ประกอบบน-ล่างด้วยชั้นพีและเอ็นซึ่งเป็นสารประกอบ AlGaAs [19]



FP Source Test (TrA)	Mode Spacing	1.3 nm	Peak Amplitude	-13.99 dBm	
Mean Wavelength	1560.28 nm	Mode Spacing	166 GHz	Total Power	-8.07 dBm
Peak Wavelength	1563.40 nm	FWHM	9.60 nm	Sigma	4.07 nm



รูปที่ 2.2 (บน) โครงสร้างและ (ล่าง) สเปกตรัมของเลเซอร์ชนิด Fabry-Perot

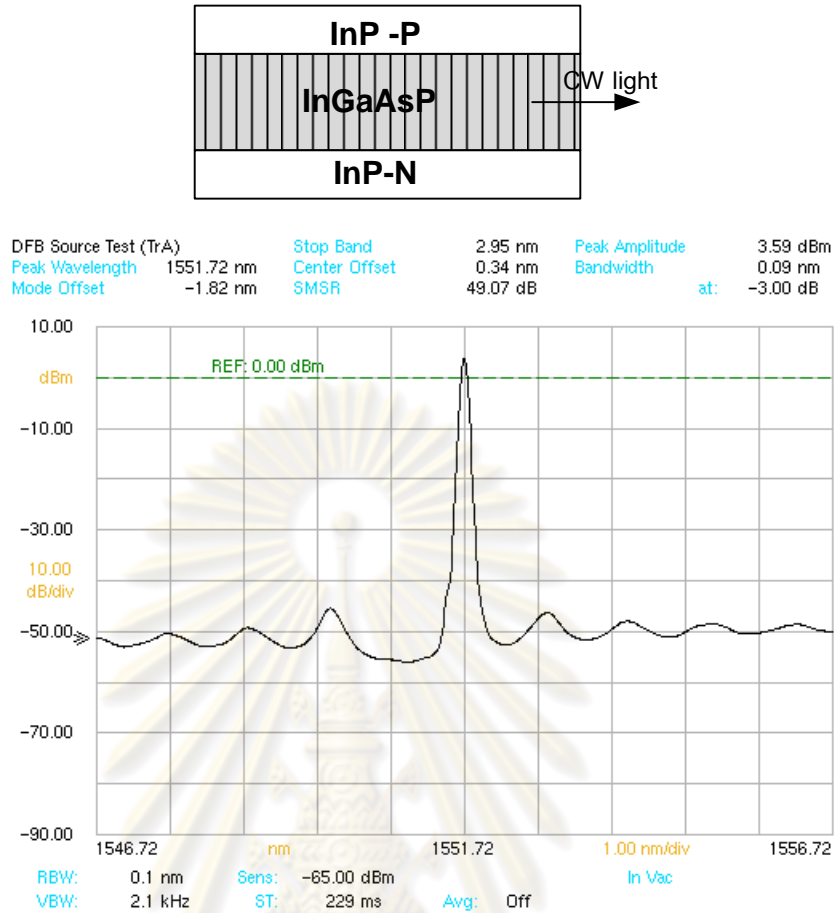
เนื่องจากเลเซอร์ชนิด FP มีหลักการทำงานในการสะท้อนระหว่างฟาเซตทั้งสองด้าน จึงทำให้เกิดกำทอนของแสง (Resonant) หลายโหมดการทำงาน ส่งผลให้สเปกตรัมมีลักษณะเป็นยอดๆแสดงดังรูปที่ 2.2 (ล่าง) ดังนั้น FP จึงจัดอยู่ในเลเซอร์ประเภทหลายโหมด (Multimode-Longitudinal Mode, MLM) ซึ่งมีสเปกตรัมขนาดกว้างประมาณ 3 nm ดังนั้นมักจะนำเลเซอร์ชนิด FP มาใช้งานในการสื่อสารข้อมูลระยะทางไม่ไกลมากบนเส้นใยนำแสงโหมดเดียว

เลเซอร์ชนิด FP ส่วนใหญ่เป็นแบบ uncooled laser คือ ทำงานได้โดยไม่ต้องมีการควบคุมอุณหภูมิ ซึ่งสามารถทำงานได้ในช่วงอุณหภูมิสูงสุดถึง 85 °C ซึ่งเหมาะกับระบบที่มีต้นทุนจำกัดและไม่สนใจเสถียรภาพของควมยาวคลื่นมากนัก เช่น อุปกรณ์ Optical Network Unit (ONU) ในระบบ Fiber To The Home (FTTH) เป็นต้น

2.1.1.2.2 Distributed-Feedback Laser (DFB laser)

เลเซอร์ชนิด DFB มีโครงสร้างคล้ายกับเลเซอร์ชนิด FP แต่บริเวณ active region ภายในช่อง cavity มีโครงสร้างเกรตติง (Grating) ที่มีลักษณะเป็นระนาบลูกฟูกของดัชนีหักเหสูงต่ำอยู่ภายในเพิ่มเข้ามาแสดงดังรูปที่ 2.3 (บน) ทำหน้าที่สะท้อนแสงแทนฟาเซตที่อยู่ในเลเซอร์ชนิด FP โครงสร้างดังกล่าวมีหน้าที่เลือกควมยาวคลื่นที่มีความสอดคล้องกับคาบของระนาบลูกฟูก ตามหลักการทำงานของตัวสะท้อนแบรกก (Bragg Phase-Grating Reflector) [20] โดยที่แสงควมยาวคลื่นนั้นจะสะท้อนไปมาระหว่างลูกฟูก จนทำให้แสงที่เปล่งออกมามีลักษณะเป็นแสงแบบโหมดเดียว (Single-Longitudinal Mode, SLM) มีสเปกตรัมค่อนข้างแคบ 0.09 um แสดงดังรูปที่ 2.3 (ล่าง)

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

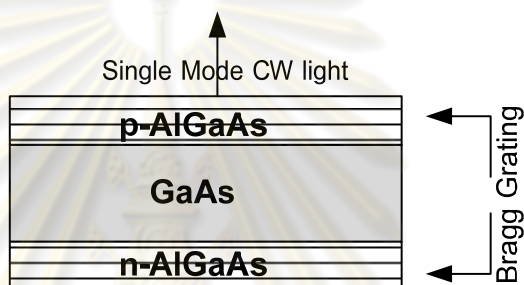


รูปที่ 2.3 (บน) โครงสร้าง และ (ล่าง) สเปกตรัมของเลเซอร์ชนิด DFB

เนื่องจากเลเซอร์ชนิด DFB มีสเปกตรัมแคบ จึงทำให้เหมาะกับการนำมาใช้ส่งแสงหลายความยาวคลื่นหรือบนระบบ WDM นอกจากนี้มักจะนำเลเซอร์ชนิดนี้มาใช้เป็นแหล่งกำเนิดแสงแบบต่อเนื่อง เพื่อใช้งานร่วมกับมอดูเลเตอร์ทางแสงทั้งแบบภายนอกและแบบภายใน เช่น March Zehnder Modulator (MZM) หรือ Electro-Absorption Modulator (EAM) เป็นต้น อย่างไรก็ตามแสงที่เปล่งออกมาจากเลเซอร์ที่ผลิตจากสารกึ่งตัวนำนั้น มีความยาวคลื่นไวต่อการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิของสารกึ่งตัวนำ เช่น เลเซอร์ชนิด DFB มีความยาวคลื่นแปรผันตามอุณหภูมิประมาณ $0.1 \text{ nm} / ^\circ\text{C}$ ดังนั้นในการส่งข้อมูลระบบ DWDM ด้วยระยะห่างช่องสัญญาณ 0.8 nm (100 GHz grid) หรือแคบกว่า จึงต้องมีการควบคุมอุณหภูมิของเลเซอร์อย่างแม่นยำ เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาการรบกวนกันระหว่างช่องสัญญาณ (Interchannel Crosstalk) โดยส่วนใหญ่แล้วเลเซอร์ชนิด DFB จะทำงานร่วมกับระบบระบายความร้อน โดยเลเซอร์จะถูกวางไว้บน TEC ซึ่งถูกควบคุมด้วยระบบป้อนกลับร่วมกับเทอร์มิสเตอร์ เพื่อที่จะรักษาเสถียรภาพของอุณหภูมิให้กับเลเซอร์ เรียกเลเซอร์ประเภทนี้ว่า cooled laser ส่วนรายละเอียดของการควบคุมอุณหภูมิจะกล่าวในหัวข้อที่ 2.2

2.1.1.2.3 Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser (VCSEL)

VCSEL เป็นเลเซอร์ที่เปล่งแสงในแนวตั้งฉากกับตัวเลเซอร์ ในขณะที่เลเซอร์ชนิด FP และ DFB เปล่งแสงในแนวขนานกับตัวเลเซอร์ โครงสร้างของ VCSEL แสดงดังรูปที่ 2.4 ประกอบด้วย gain medium ซึ่งอยู่ในแนวตั้งและเป็น cavity ที่มีขนาดค่อนข้างสั้น (ประมาณ 1 μm) ดังนั้น Bragg mirror ที่นำมาใช้งานเพื่อเป็นตัวเลือกความยาวคลื่นต้องเป็นกระจกที่มีความสามารถในการสะท้อนสูง ทำให้แสงที่เปล่งออกมามีสเปกตรัมแบบโหมดเดียว แต่เนื่องจาก cavity ของ VCSEL ยังขึ้นอยู่กับขนาดในแนวขนานจึงทำให้มีสเปกตรัมในโหมดตามแนวขวางเป็นจำนวนมาก ส่งผลให้มีสเปกตรัมกว้างกว่าเลเซอร์ชนิด DFB โดยมีขนาดประมาณ 1 nm



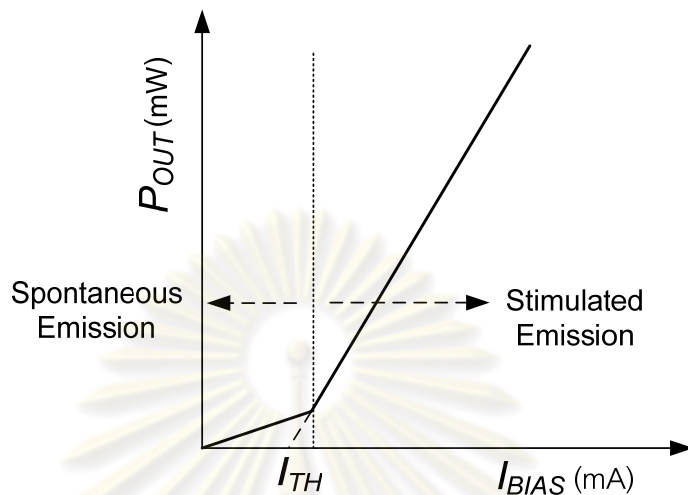
รูปที่ 2.4 แผนภาพการเปล่งแสงของ VCSEL

เนื่องจากโครงสร้างของ VCSEL มีขนาดเล็ก ทำให้มีการนำ VCSEL หลายๆตัวมาผลิตลงบน substrate เดียวกัน จึงเป็นที่สนใจในการนำแหล่งกำเนิดแสงดังกล่าวมาใช้ในระบบ WDM ในปัจจุบัน VCSEL มีการผลิตมาใช้งานในช่วงความยาวคลื่น 0.85 μm ส่วนความยาวคลื่น 1.3 และ 1.5 μm ยังอยู่ในกระบวนการพัฒนา โดยส่วนใหญ่แล้วมักจะนำ VCSEL ไปใช้ในระบบสื่อสารระยะใกล้ร่วมกับเส้นใยนำแสงชนิดหลายโหมด

2.1.2 วงจรจ่ายกระแสไบแอส (Bias Current Circuit)

ลักษณะการเปล่งแสงของเลเซอร์สามารถอธิบายได้จากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไบแอส (I_{BIAS}) หรือแรงดันไบแอสไปข้างหน้า (Forward Bias Voltage, V_F) กับกำลังแสงของเลเซอร์ที่เปล่งออกมาแสดงดังรูปที่ 2.5 เมื่อเริ่มจ่ายกระแสให้กับเลเซอร์จะมีการเปล่งแสงเกิดขึ้น แต่แสงดังกล่าวมีกำลังต่ำ เนื่องจากเป็นแสงแบบอนาพันธ์ (Incoherent Light) และเมื่อจ่ายกระแสจนถึงระดับขีดเริ่ม I_{TH} แสงจะมีกำลังเพียงพอซึ่งมีอัตราขยายมากกว่าอัตราการสูญเสีย ตามหลักการการเปล่งแสงเลเซอร์ที่ได้กล่าวไปในหัวข้อที่ 2.1.1.2 เมื่อจ่ายกระแสไบแอสมากกว่ากระแสขีดเริ่ม จะทำให้กำลังแสงที่เปล่งออกมามีขนาดแปรผันตรงกับกระแสไบแอสที่ป้อนเข้าไป ดังนั้นเพื่อให้เลเซอร์เปล่งแสงได้คงที่ตลอดเวลา เลเซอร์จึงจำเป็นต้องมีวงจรสำหรับจ่ายกระแสเพื่อ

จ่ายกระแสไบแอสให้คงที่ ในที่นี้คือวงจรจ่ายกระแสไบแอส ซึ่งอาจใช้ตัวคุมค่าแรงดัน (Voltage Regulator) หรือใช้ทรานซิสเตอร์ ทำงานร่วมกับตัวต้านทานปรับค่าได้ในการตั้งค่ากระแสไบแอสให้กับเลเซอร์



รูปที่ 2.5 คุณลักษณะการเปล่งแสงของเลเซอร์

2.1.3 ตัวมอดูเลเตอร์ทางแสง (Optical Modulator)

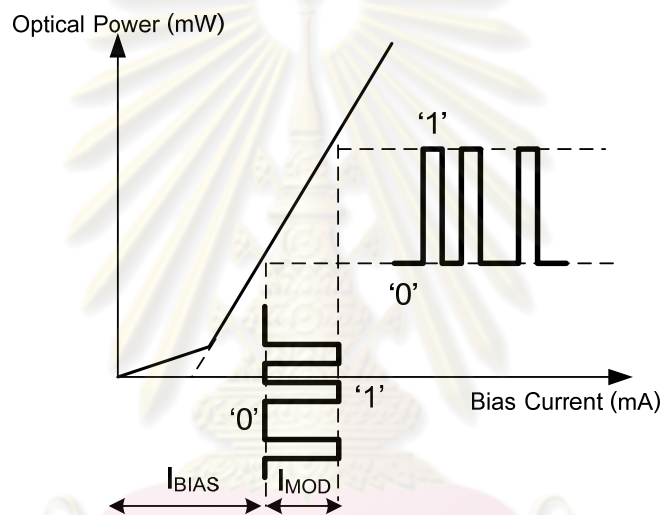
การมอดูเลตทางแสงที่นิยมใช้งานบนระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง มีอยู่ด้วยกัน 3 ชนิด คือ (1) การมอดูเลตแสงโดยตรง (Direct Modulation), (2) การมอดูเลตด้วยวิธีดูดกลืนคลื่นไฟฟ้า, และ (3) การมอดูเลตภายนอก (External Modulation) ซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.1.3.1 ถึง 2.1.3.3 ตามลำดับ

2.1.3.1 การมอดูเลตแสงโดยตรง (Direct Modulation)

เป็นการมอดูเลตข้อมูลที่ใช้หลักการเปิด-ปิดแหล่งกำเนิดแสง ซึ่งแทนข้อมูลบิต 1 ด้วยการเปิดไฟ และปิดไฟสำหรับข้อมูลบิต 0 โดยใช้วงจรสำหรับตัวขับเลเซอร์ (Laser Driver) ซึ่งไม่ซับซ้อนมากนักและยังมีช่วงการทำงานเป็นเชิงเส้นแสดงดังรูปที่ 2.6 เนื่องจากมอดูเลตประเภทนี้ใช้สัญญาณข้อมูล เข้าควบคุมการจ่ายกระแสไบแอสเลเซอร์โดยตรง จึงทำให้อัตราเร็วในการมอดูเลตขึ้นอยู่กับอัตราเร็วในการเปลี่ยนสถานะ (transition) ของระดับพลังงานของอิเล็กตรอน ดังนั้นอัตราเร็วในการมอดูเลตจึงถูกจำกัดอยู่ที่ 2.5 Gb/s [20] การมอดูเลตประเภทนี้จึงเหมาะกับการส่งสัญญาณแอนะล็อกหรือสัญญาณดิจิทัลอัตราเร็วไม่เกิน 2.5 Gb/s

ระดับความเข้มแสงของข้อมูลบิต 0 และบิต 1 กำหนดได้จากขนาดของกระแสไบแอส I_{BIAS} และกระแสมอดูเลต I_{MOD} โดยที่ I_{MOD} จะเป็นตัวกำหนดความต่างของระดับกำลังแสงของบิต 0 (P_0) กับบิต 1 (P_1) ในหน่วย mW คิดเป็นสัดส่วนเอ็กซ์ติงชัน (Extinction Ratio, EX) ดังสมการที่ (2.1) ซึ่งควรจะมีค่ามากกว่า 8.2 dB ขึ้นไป มาตรฐาน ITU-T G.691(Optical interfaces for single channel STM-64 and other SDH systems with optical amplifiers) [16]

$$\text{Extinction ratio (dB)} = 10 \log \frac{P_1(mW)}{P_0(mW)} \quad (2.1)$$



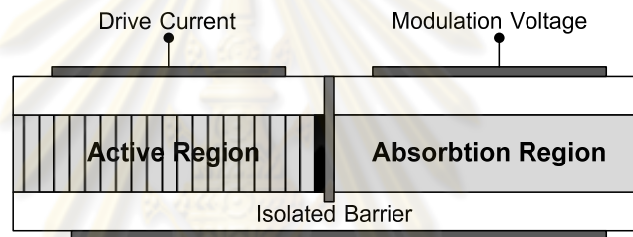
รูปที่ 2.6 การมอดูเลตแสงโดยตรง

2.1.3.2 การมอดูเลตด้วยวิธีดูดกลืนคลื่นไฟฟ้า

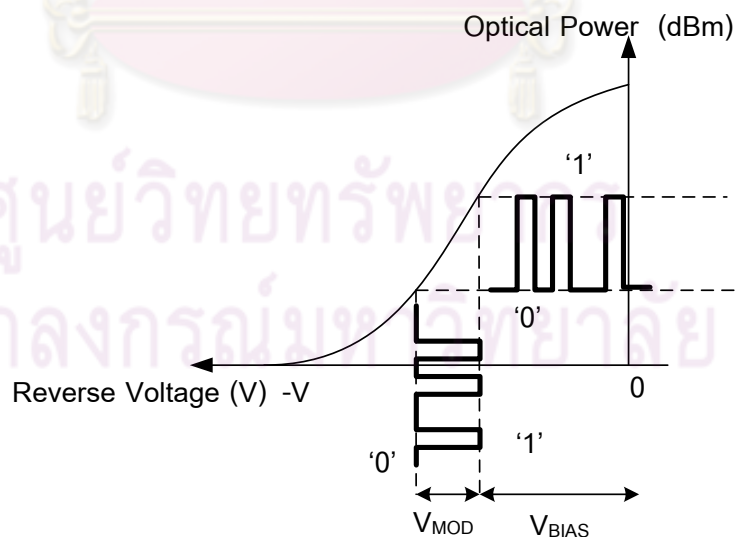
Electro-Absorption Modulator (EAM) เป็นมอดูเลเตอร์ชนิดอยู่ภายใน (Internal Modulator) ร่วมกับเลเซอร์ชนิด DFB ซึ่งใช้เป็นแหล่งกำเนิดแสงต่อเนื่องให้กับ EAM บน substrate เดียวกันแสดงโครงสร้างดังรูปที่ 2.7 เรียกเลเซอร์และมอดูเลเตอร์ชนิดนี้ว่า ตัวส่งสัญญาณทางแสงที่มีมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้าอยู่ภายใน (Electro-Absorption Modulator Integrated Laser, EML) โดยที่โครงสร้างของ EAM มีลักษณะเป็นรอยต่อระหว่างซัฟไฟท์กับเอ็น ต้องการแรงดันย้อนกลับ (Reverse Voltage) ซึ่งเป็นการป้อนไฟกลับซัฟเพื่อดูดกลืนแสง ดังนั้นการทำงานมีลักษณะตรงข้ามกับการมอดูเลตโดยตรง คือ จ่ายไฟให้กับมอดูเลเตอร์เพื่อดูดกลืนแสงสำหรับส่งข้อมูลบิต 0 และไม่จ่ายไฟสำหรับส่งข้อมูลบิต 1 ซึ่งมีคุณลักษณะแสดงดังรูปที่ 2.8 ส่วนระดับความเข้มแสง

ของข้อมูลบิต 0 และ 1 สามารถกำหนดได้จากขนาดของแรงดันมอดูเลต (V_{MOD}) และแรงดันไบแอส (V_{BIAS})

จากกราฟคุณลักษณะสังเกตได้ว่า EAM มีการทำงานไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นจึงเหมาะกับการมอดูเลตข้อมูลดิจิทัลมากกว่า ในขณะที่การมอดูเลตข้อมูลแอนะล็อกก็สามารถทำได้เช่นกัน แต่ต้องทำการมอดูเลตในส่วนที่เป็นเชิงเส้นเท่านั้นซึ่งเป็นช่วงแคบมาก อย่างไรก็ตามเนื่องจากโครงสร้างที่เป็นหนึ่งเดียวกันระหว่างมอดูเลเตอร์กับเลเซอร์จึงทำให้ค่า Insertion Loss ระหว่างอุปกรณ์ทั้งสองเกิดขึ้นน้อยมาก เมื่อเทียบกับการมอดูเลตภายนอกซึ่งจะกล่าวในหัวข้อถัดไป นอกจากนี้ยังมีงานวิจัยอีกมากมายในการพัฒนาประสิทธิภาพของ EML [21-23] ทั้งในเรื่องความเร็วมอดูเลตและปัญหา Chirp จึงทำให้ EAM มีความเร็วในการมอดูเลตสูงสุดถึง 40 Gb/s [23]



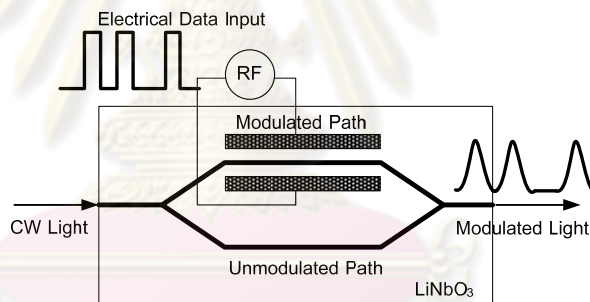
รูปที่ 2.7 โครงสร้างของเลเซอร์ชนิด EML



รูปที่ 2.8 คุณลักษณะการทำงานของ EAM

2.1.3.3 การมอดูเลตภายนอก (External Modulation)

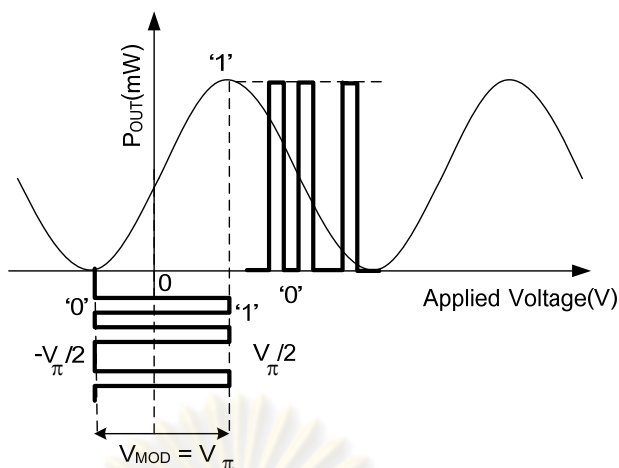
ตัวมอดูเลตแบบภายนอกที่มีการใช้งานกันมาก คือ Mach Zender Modulator (MZM) ซึ่งเป็นการมอดูเลตเชิงความเข้มแสงเช่นเดียวกับ การมอดูเลตโดยตรงและการมอดูเลตแบบดุกคลื่นคลื่นไฟฟ้า แต่ใช้หลักการของผลต่างเฟส (Phase Shift) ในการมอดูเลตข้อมูล โดยที่ MZM มีโครงสร้างแสดงดังรูปที่ 2.9 ภายในเป็นโครงสร้างของท่อนำแสง (Optical Waveguide) ที่ทำจากสารกึ่งตัวนำประเภท piezoelectric เช่น LiNbO_3 โดยมีหลักการทำงาน คือ เมื่อมีแสงเดินทางเข้ามายังมอดูเลเตอร์แสงจะถูกแยกออกเป็น 2 เส้นทาง ได้แก่ (1) เส้นทางที่มีการมอดูเลตสัญญาณ (Modulated Path) เป็นเส้นทางที่ขนานด้วยขั้วไฟฟ้า ถ้ามีการป้อนไฟจะทำให้เกิดปรากฏการณ์ Electro Optic คือ ทำให้แสงที่เดินทางอยู่เกิดการประวิงเวลาขึ้นโดยทำให้มีเฟสแตกต่างจากเดิม 180 องศา อันเนื่องจากดัชนีหักเหที่เพิ่มมากขึ้นตามขนาดของสนามไฟฟ้าจากขั้วไฟฟ้า และ (2) เส้นทางที่ไม่มีการมอดูเลตสัญญาณ (Unmodulated Path) เป็นเส้นทางที่แสงเดินทางปกติ ที่ปลายทางขาออกแสงจากสองเส้นทางจะมารวมกันได้เป็นสัญญาณมอดูเลตตามความเข้มแสง



รูปที่ 2.9 โครงสร้างของมอดูเลเตอร์ชนิด Mach-Zender

ในการมอดูเลตข้อมูล สัญญาณทางไฟฟ้าจากภายนอกจะถูกป้อนเข้ามาที่ขั้วไฟฟ้า ซึ่งสามารถคำนวณกำลังแสงขาออก (P_{OUT}) ได้จากสมการที่ (2.2) และมีคุณลักษณะในการมอดูเลตแสดงดังรูปที่ 2.10 จากคุณลักษณะการมอดูเลต แรงดันไบแอส V_{BIAS} ของตัวมอดูเลตจะถูกตั้งค่าไว้ที่ 0 V ในการส่งข้อมูลบิต 0 แรงดันมอดูเลต V_{MOD} ต้องมีค่าเท่ากับ $-V_{\pi}/2$ โดยที่ V_{π} เป็นแรงดันที่ทำให้แสงมีเฟสเลื่อนไปจากเดิม π rad (180 องศา) เพื่อให้กำลังแสงขาออก P_{OUT} จากสองเส้นทางหักล้างมีค่าเป็น 0 mW ส่วนการส่งข้อมูลบิต 1 แรงดัน V_{MOD} ต้องมีค่าเป็น $V_{\pi}/2$ เพื่อให้แสงทั้งสองเส้นทางมีเฟสต่างกัน 0 องศาซึ่งทำให้แสงออกมาเสริมกัน

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



รูปที่ 2.10 คุณลักษณะการมอดูเลตตัวมอดูเลเตอร์ Mach-Zehnder

เนื่องจาก MZM มีโครงสร้างของท่อนำคลื่นขนาดใหญ่และใช้ substrate คนละชนิด จึงทำให้มอดูเลเตอร์ประเภทนี้ไม่สามารถนำมาผลิตรวมกับเลเซอร์เป็นชิ้นเดียวได้ ดังเช่น EAM MZM จึงเป็นตัวมอดูเลเตอร์แบบภายนอก ซึ่งมีข้อได้เปรียบในเรื่องของอณูภูมิ และอัตราเร็วซึ่งปัจจุบันมีค่าสูงสุดถึง 40 Gb/s เหมาะสมกับการนำมาใช้บนเครือข่ายหลัก เช่น Core Network หรือ Metro Network เป็นต้น อย่างไรก็ตามเนื่องจากเป็นอุปกรณ์ที่ต้องเชื่อมต่อกับแหล่งกำเนิดแสงภายนอก จึงทำให้มีข้อเสียในเรื่องของกำลังสูญเสีย (Insertion Loss)

2.1.4 ตัวขับมอดูเลเตอร์ (Modulator Driver)

ตัวขับมอดูเลเตอร์เป็นอุปกรณ์สำคัญในการเพิ่มค่าสัดส่วนของกำลังแสงบิต 1 และ บิต 0 หรือค่าสัดส่วนอ็อกซ์ติงชันซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.1.3.1 ให้กับตัวส่งสัญญาณทางแสงเพื่อการส่งข้อมูลอัตราบิตผิดพลาดต่ำ โดยอุปกรณ์ดังกล่าวจะทำหน้าที่ขยายสัญญาณข้อมูลที่จะนำมอดูเลตกับสัญญาณแสงจากเลเซอร์ให้มีขนาดใหญ่มากขึ้น ยกตัวอย่างเช่น สัญญาณขาเข้า 0.3 ถึง 1 V_{p-p} ตัวขับเลเซอร์สามารถขยายสัญญาณข้อมูลให้มีขนาดใหญ่เป็น 2-3 V_{p-p} โดยที่การมอดูเลตโดยตรงจะใช้เป็นตัวขับเลเซอร์ (Laser Driver) ในการขับกระแสมอดูเลต (I_{MOD}) โดยมียุคอยู่ในช่วง 10 ถึง 100 mA ซึ่งต้องมีค่ามากกว่ากระแสไบแอส (I_{BIAS}) เพื่อให้เลเซอร์ทำงานอยู่ในช่วงเชิงเส้น ส่วนในการมอดูเลตภายในและภายนอก จะใช้ตัวขับมอดูเลเตอร์ในการขับแรงดันมอดูเลต (V_{MOD}) แทน

องค์ประกอบของตัวขับมอดูเลเตอร์ประกอบด้วย ตัวขยายสัญญาณซึ่งเป็นวงจรขยายแบบผลต่าง (Differential Amplifier) โดยมีสัญญาณขาออกเป็นสัดส่วนกับสัญญาณขาเข้าผลต่าง และตัว Retimer ดังนั้นตัวขับมอดูเลเตอร์จึงต้องการสัญญาณขาเข้าสองชนิด คือ สัญญาณข้อมูล

(Data) และสัญญาณนาฬิกา (Clock) ซึ่งเป็นสัญญาณแบบผลต่างทั้งหมด โดยที่สัญญาณนาฬิกา มีหน้าที่หลักในการปรับรูปของสัญญาณข้อมูลให้มีความถูกต้องมากขึ้น ซึ่งช่วยลดปัญหาการส่ายของสัญญาณนาฬิกา (Jitter) [19]

2.1.5 ระบบควบคุมอุณหภูมิ (Temperature Control System)

อุณหภูมิมีผลกระทบต่อการทำงานของเลเซอร์ ทั้งในเรื่องของกำลังแสงและความยาวคลื่นซึ่งจะกล่าวละเอียดในหัวข้อที่ 2.2.1 ดังนั้นเพื่อเสถียรภาพในการทำงานที่ดีของเลเซอร์ จึงต้องมีระบบควบคุมอุณหภูมิมาช่วยจัดการอุณหภูมิให้คงที่ตลอดเวลา โดยที่องค์ประกอบหลักในการควบคุมอุณหภูมิของเลเซอร์ คือ เทอร์มิสเตอร์ และตัวระบายความร้อน (TEC) ซึ่งทั้งสองตัวจะถูกผลิตรวมอยู่ภายในแพ็คเกจของเลเซอร์เรียบร้อยแล้ว ดังนั้นสิ่งที่สำคัญลำดับถัดมาคือ วงจรควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ทั้งสองซึ่งเป็นวงจรควบคุมแบบป้อนกลับ มีหลักการรักษาอุณหภูมิของเลเซอร์ให้คงที่ โดยอาศัยการวัดค่าอุณหภูมิจากเทอร์มิสเตอร์แล้วนำมาเปรียบเทียบกับอุณหภูมิตั้งค่า เพื่อควบคุมอุณหภูมิของเลเซอร์ให้คงที่ตลอดเวลาซึ่งองค์ประกอบของระบบควบคุมอุณหภูมิจะกล่าวละเอียดดังในหัวข้อที่ 2.2.2

2.2 การควบคุมความยาวคลื่นและเสถียรภาพของอุณหภูมิ

การที่อุณหภูมิของเลเซอร์มีการเปลี่ยนแปลง จะส่งผลโดยตรงกับแหล่งกำเนิดสัญญาณทางแสง ซึ่งได้แก่ กำลังของสัญญาณแสงและความยาวคลื่นแสงที่เปล่งออกมาอย่างไร้เสถียรภาพ ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงนำเสนอการควบคุมความยาวคลื่นและเสถียรภาพของอุณหภูมิ โดยจะกล่าวถึง (1) ผลกระทบของอุณหภูมิต่อการเปล่งแสงเลเซอร์ ซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.2.1 จากนั้นจะกล่าวถึง (2) องค์ประกอบของระบบควบคุมอุณหภูมิ และสุดท้ายจะอธิบายถึง (3) หลักการควบคุมอุณหภูมิของเลเซอร์ โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.2.2 และ 2.2.3 ตามลำดับ

2.2.1 ผลกระทบของอุณหภูมิต่อการเปล่งแสงเลเซอร์

เลเซอร์เป็นแหล่งกำเนิดแสงที่นำมาใช้งานในการสื่อสาร ซึ่งผลิตมาจากสารกึ่งตัวนำ ดังนั้นจึงมีการทำงานหรือการเปล่งแสงขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ พารามิเตอร์สำคัญที่ได้รับผลกระทบต่อ การเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ ได้แก่ กระแสไบแอสและความยาวคลื่นแสงที่เปล่งออกมา โดยที่ กระแสไบแอสจะส่งผลโดยตรงต่อระดับกำลังแสงซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.11[20] จะเห็นได้ว่าถ้าเลเซอร์ มีอุณหภูมิสูงขึ้นในขณะที่จ่ายกระแสไบแอสเท่าเดิมระดับกำลังแสงจะลดลง ในทางกลับกันเมื่อ อุณหภูมิลดลงกำลังแสงจะเพิ่มขึ้น ขนาดของกระแสขีดเริ่ม (I_{TH}) ที่อุณหภูมิต่างๆ สามารถคำนวณ ได้ตามสมการที่ (2.3) [20]

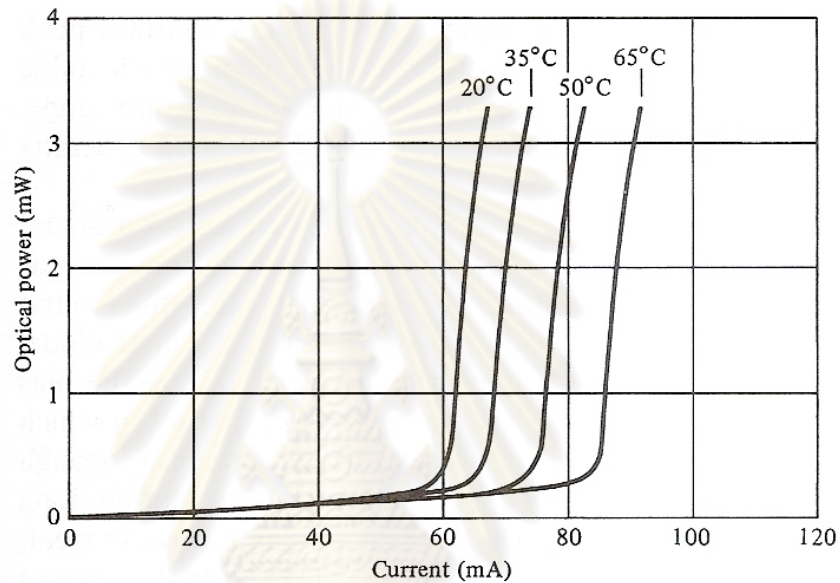
$$I_{TH} = I_{TH0} \exp\left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (2.3)$$

โดยที่

T_0 คือ อุณหภูมิอ้างอิง

T คือ อุณหภูมิของเลเซอร์ที่ต้องการวัดเทียบกับอุณหภูมิที่ T_0

I_{TH0} คือ กระแสขีดเริ่มที่อุณหภูมิ T_0



รูปที่ 2.11 ผลของอุณหภูมิต่อกำลังแสงที่เปล่งออกมาจากเลเซอร์

นอกจากอุณหภูมิจะมีผลกระทบต่อระดับกำลังแสงแล้ว ยังมีผลโดยตรงต่อความยาวคลื่นแสงที่เปล่งออกมาเช่นกัน เพราะเนื่องจากขนาดพลังงานของแบนด์แกป (Bandgap Energy) ซึ่งแปรผกผันกับอุณหภูมิตามความสัมพันธ์ของ Vashnii ดังสมการที่ (2.4) [14] เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นจะทำให้แบนด์แกปมีขนาดแคบลงซึ่งส่งผลให้ความยาวคลื่นที่เปล่งออกมามีค่ามากขึ้น ในทางกลับกันถ้าอุณหภูมิลดลงจะทำให้แบนด์แกปมีขนาดกว้างมากขึ้น จึงทำให้ความยาวคลื่นที่เปล่งออกมามีขนาดสั้นลง โดยแสดงความสัมพันธ์ระหว่างระดับพลังงานแบนด์แกปกับความยาวคลื่นที่เลเซอร์เปล่งออกมาได้ดังสมการที่ (2.5)

$$E_g(T) = E_g(0) - \frac{AT^2}{T+B} \quad (2.4)$$

โดยที่

A และ B เป็นค่าคงที่ที่ได้จากการจากการประมาณกราฟผลการทดลองของสารกึ่งตัวนำแต่ละชนิด

$$\lambda = \frac{hc}{E_g} = \frac{1.24 \mu\text{m}}{E_g} \quad (2.5)$$

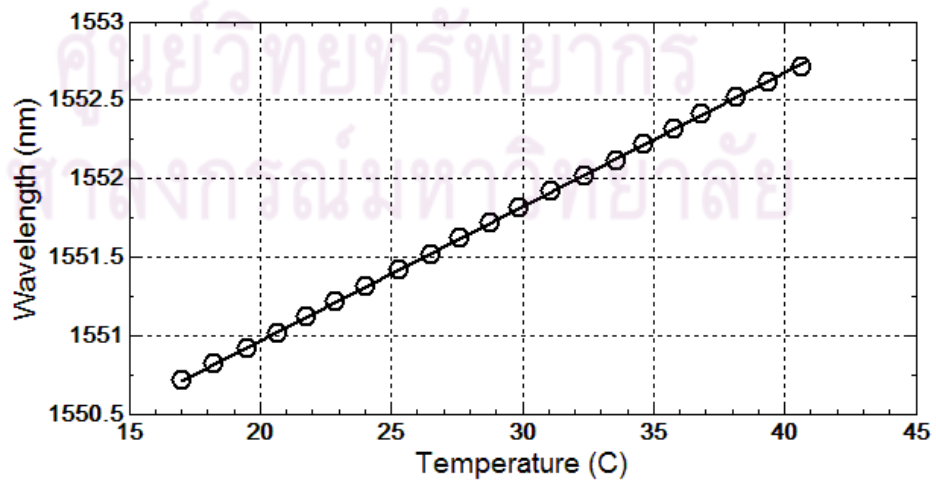
โดยที่ h คือ ค่าคงที่ของพลังก์ (Planck's Constant) มีค่า $6.6256 \times 10^{-34} \text{ J}\cdot\text{s}$
 c คือ ความเร็วแสงในสุญญากาศ มีค่า $2.99793 \times 10^8 \text{ m/s}$
 E_g คือ ระดับพลังงานของแบนด์แก๊ปมีหน่วยเป็น eV
 λ คือ ความยาวคลื่นแสงที่เปล่งออกมา

ค่า A และ B ของสารกึ่งตัวนำ GaAs และ InP ที่ใช้ในสมการ Vashni มีตัวอย่างดังตารางที่ 2.1[14]

ตารางที่ 2.1 แสดงค่าคงที่ A และ B ที่ใช้ในสมการ Vashni ของสารกึ่งตัวนำบางชนิด

สารกึ่งตัวนำ	$E_g(0\text{K})$ (eV)	A (eV/K)	B (K)
GaAs	1.519	5.405×10^{-4}	204
InP	1.421	4.906×10^{-4}	327

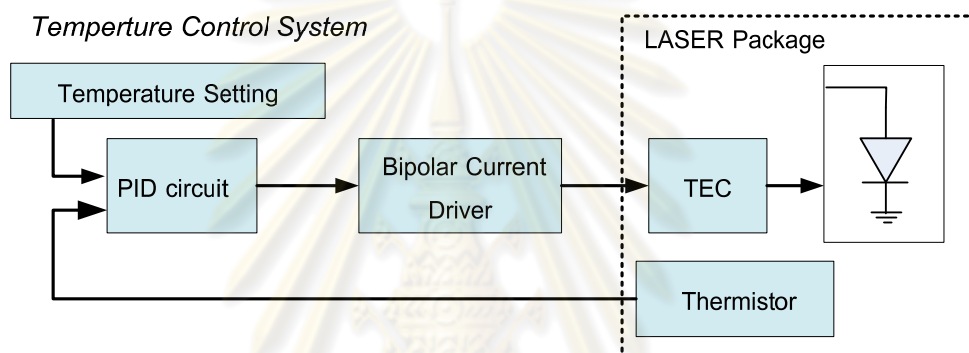
จากความสัมพันธ์ทั้งสองที่ได้กล่าวไปในข้างต้นสามารถแสดงผลของการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิต่อความยาวคลื่นที่เปล่งออกมาจากเลเซอร์ ได้ดังรูปที่ 2.12 ซึ่งมีรายละเอียดของการวัดทดสอบในหัวข้อที่ 5.2.2 ดังนั้นการนำเลเซอร์ที่ไม่มีการควบคุมอุณหภูมิมาใช้งานในระบบ WDM จะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนระหว่างช่องสัญญาณ ซึ่งส่งผลกระทบต่อคุณภาพของข้อมูลโดยตรงต่อช่องสัญญาณข้างเคียง



รูปที่ 2.12 ความสัมพันธ์ของอุณหภูมิกับความยาวคลื่นของเลเซอร์

2.2.2 องค์ประกอบของระบบควบคุมอุณหภูมิ

องค์ประกอบของระบบควบคุมอุณหภูมิภายในตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบในวิทยานิพนธ์นี้มี 5 องค์ประกอบหลักแสดงดังรูปที่ 2.13 คือ (1) เทอร์มิสเตอร์ (Thermistor) ทำหน้าที่วัดอุณหภูมิของเลเซอร์, (2) การตั้งค่าอุณหภูมิ (Temperature Setting) ทำหน้าที่ตั้งค่าอุณหภูมิให้กับเลเซอร์เพื่อกำหนดค่าความยาวคลื่นของเลเซอร์, (3) วงจรควบคุมพีไอดีเป็นวงจรควบคุมเพื่อรักษาอุณหภูมิของเลเซอร์ให้คงที่ตลอดเวลา, (4) ตัวขับกระแสสองขั้ว (Bipolar Current Driver) ทำหน้าที่จ่ายกระแสให้กับ TEC ซึ่งควบคุมการทำงานโดยวงจรควบคุมพีไอดี, และ (5) ตัวระบายความร้อน (TEC) ทำหน้าที่ถ่ายเทอุณหภูมิให้กับเลเซอร์ โดยที่แต่ละองค์ประกอบมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.2.2.1 ถึง 2.2.2.5 ตามลำดับ



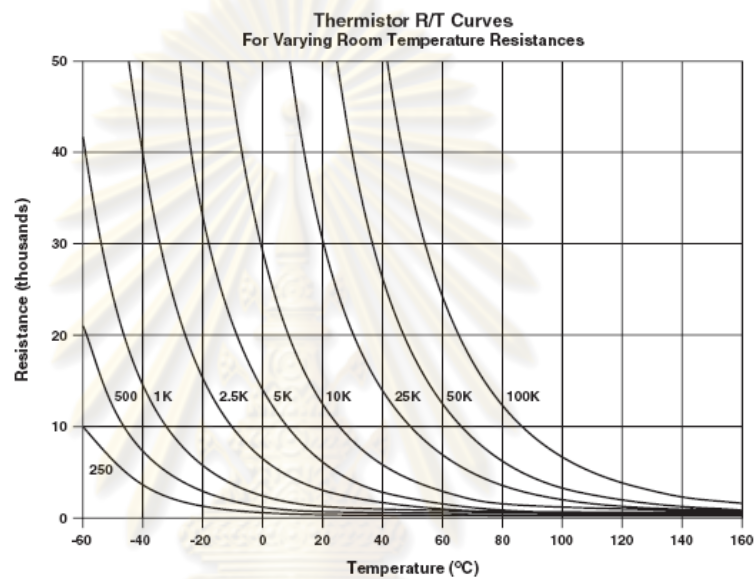
รูปที่ 2.13 องค์ประกอบของระบบควบคุมอุณหภูมิภายในตัวส่งสัญญาณทางแสง

2.2.2.1 เทอร์มิสเตอร์ (Thermistor)

เทอร์มิสเตอร์เป็นตัวต้านทานที่มีค่าความต้านทานแปรผกผันตามอุณหภูมิ การใช้งานในการวัดอุณหภูมิภายในเลเซอร์ไดโอดส่วนใหญ่แล้วจะผลิตเทอร์มิสเตอร์รวมมากับเลเซอร์ในแพ็คเกจเดียวกัน โดยเทอร์มิสเตอร์มีด้วยกันหลายขนาด เช่น 5 K Ω , 10 k Ω หรือ 20 k Ω เป็นต้น โดยค่าความต้านทานดังกล่าวเป็นค่ามาตรฐานที่อุณหภูมิห้อง (T_0) ดังนั้นเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไป ค่าความต้านทานของเทอร์มิสเตอร์เหล่านี้ จะมีขนาดเปลี่ยนแปลงไปจากค่าเดิมตามคุณลักษณะเทอร์มิสเตอร์แสดงดังรูปที่ 2.14 [24] ซึ่งสามารถคำนวณค่าความต้านทาน (R_{THERM}) ได้จากสมการที่ (2.6) [25] โดยที่ β คือค่าคงที่ของเทอร์มิสเตอร์มีค่า 4100 สำหรับเทอร์มิสเตอร์ขนาด 10 k Ω และ R_0 คือค่าความต้านทานอ้างอิงมีค่า 10,440 Ω ที่อุณหภูมิห้อง T_0 เท่ากับ 298.15 K แต่เนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเทอร์มิสเตอร์จึงทำให้การคำนวณอุณหภูมิจากสมการที่ (2.6) แม่นยำเฉพาะค่าที่อยู่ใกล้ T_0 เท่านั้น มิฉะนั้นต้องใช้สมการ Steinhart-Hart ในการคำนวณหาอุณหภูมิแทนซึ่งมีความซับซ้อนกว่า

$$R_{THERM} = R_0 \exp\left(\beta\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)\right) [\text{ohm}] \quad (2.6)$$

การอ่านค่าอุณหภูมิจากเลเซอร์ในวิทยานิพนธ์นี้จะอ่านออกมาอยู่ในรูปของแรงดันเทอร์มิสเตอร์ V_{THERM} ตามหลักการของการแบ่งแรงดัน โดยที่เทอร์มิสเตอร์จะถูกนำมาต่อเป็นโหนดอนุกรมร่วมกับตัวต้านทานที่มีค่า 10 k Ω ถึง 50 k Ω กับแรงดันอ้างอิง V_{REF} จากตัวจ่ายกระแสสองขั้วแสดงการต่อวงจรในหัวข้อที่ 3.2.1.1



รูปที่ 2.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานกับอุณหภูมิของเทอร์มิสเตอร์

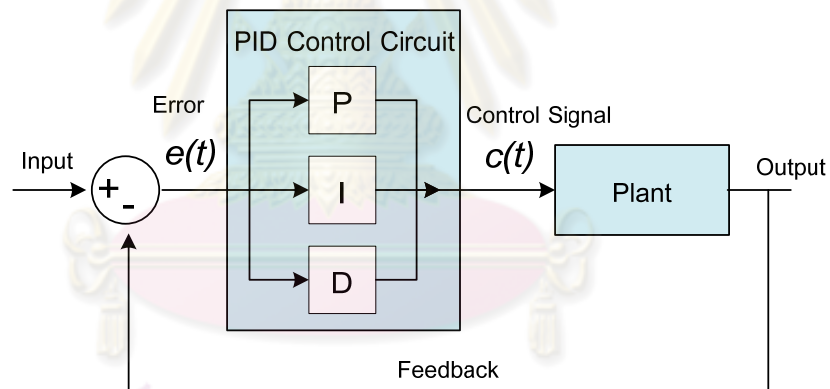
2.2.2.2 การตั้งค่าอุณหภูมิ (Temperature Setting)

การตั้งค่าอุณหภูมิในระบบการควบคุมที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นการตั้งค่าอุณหภูมิในรูปของแรงดันตั้งค่า (V_{SET}) ซึ่งมีค่าสอดคล้องกับแรงดัน V_{THERM} ดังที่อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 2.2.2.1 โดยตั้งค่าได้จากตัวต้านทานปรับค่าได้ (trimpot) การตั้งค่าอุณหภูมิวิธีนี้ทำได้โดยนำตัวต้านทานปรับค่าได้มาต่ออนุกรมกับแรงดันอ้างอิง (V_{REF}) ซึ่งเป็นแรงดันเดียวกันกับที่ใช้ในวงจรของเทอร์มิสเตอร์ อาศัยหลักการแบ่งแรงดันหรือปรับตัวต้านทานปรับค่าได้ ซึ่งทำให้ได้ V_{SET} โดยแรงดันนี้จะเป็นแรงดันสะท้อนค่าอุณหภูมิที่ต้องการ จากนั้นวงจรควบคุมพีไอดี ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อ 3.2.1.3 จะทำการควบคุมอุณหภูมิตามกระบวนการควบคุมป้อนกลับจนทำให้แรงดัน V_{THERM} มีค่าเท่ากับ V_{SET} ซึ่งจะกล่าวละเอียดในหัวข้อที่ 2.2.3

2.2.2.3 วงจรควบคุมพีไอดี

วงจรควบคุมพีไอดี (PID Controller Circuit) เป็นวงจรที่ใช้กระบวนการควบคุมแบบป้อนกลับซึ่งมีการใช้ในงานควบคุมทั่วไป โดยจะนำมาใช้ควบคุมสิ่งที่ต้องการควบคุม (Plant) ให้มีผลลัพธ์เป็นไปตามค่าที่ต้องการ หลักการทำงานของวงจรควบคุมพีไอดีแสดงดังรูปที่ 2.15 คือ วงจรจะคำนวณผลต่าง (Error, $e(t)$) ระหว่างสัญญาณขาออกจาก Plant กับสัญญาณขาเข้าซึ่งเป็นค่าที่ตั้งไว้ (set point) และจะพยายามลดผลต่างดังกล่าว โดยการชดเชยผลต่างของสัญญาณทั้งสองด้วยสัญญาณควบคุม (Control Signal, $c(t)$) เพื่อไปกำหนดสัญญาณขาออกจาก Plant ให้มีค่าตามสัญญาณที่ตั้งค่าไว้

สัญญาณควบคุมจากวงจรควบคุมพีไอดี $c(t)$ มีความสัมพันธ์ในโดเมนเวลา ระหว่างสัญญาณขาเข้า $e(t)$ ดังสมการที่ (2.7) และมีฟังก์ชันการส่งผ่าน (transfer function) บนโดเมนความถี่ดังสมการที่ (2.8) [26] ภายในวงจรควบคุมมีการควบคุมทั้งหมด 3 รูปแบบ คือ (1) การควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional control, P), (2) การควบคุมแบบปริพันธ์ (Integral control, I), และ (3) การควบคุมแบบอนุพันธ์ (Derivative control, D) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 หลักการทำงานของวงจรควบคุมพีไอดี

$$c(t) = \left[K_p e(t) + K_I \int e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (2.7)$$

$$G_{PID}(s) = \left[K_p + \frac{K_I}{S} + K_D S \right] \quad (2.8)$$

โดยที่ K_p คือ อัตราขยายแบบสัดส่วน (Proportional gain)
 K_I คือ อัตราขยายแบบปริพันธ์ (Integral gain)
 K_D คือ อัตราขยายแบบอนุพันธ์ (Derivative gain)

P คือ การควบคุมแบบสัดส่วน จะให้สัญญาณขาออก $c(t)$ จากวงจรควบคุม เป็นสัดส่วนกับสัญญาณขาเข้า $e(t)$ ของวงจรควบคุมตามค่าอัตราขยายแบบสัดส่วน K_p ดังสมการที่ (2.9)

$$c(t) = K_p e(t) \quad (2.9)$$

I คือ การควบคุมแบบปริพันธ์ จะให้สัญญาณขาออกจากวงจรควบคุม $c(t)$ เป็นการสะสมของผลต่างของสัญญาณตั้งค่างับสัญญาณขาออกจาก plant โดยสัญญาณ $e(t)$ ที่เกิดขึ้นในแต่ละรอบการป้อนกลับดังสมการที่ (2.10) ซึ่งผลต่างของสัญญาณทั้งสองจะมีค่าลดลงเรื่อยๆ ในขณะที่สัญญาณขาออกในแต่ละรอบจะมีค่าเข้าใกล้สัญญาณตั้งค่า ในท้ายที่สุดสัญญาณขาออกจาก plant มีค่าเท่ากับสัญญาณขาเข้า ส่วนสัญญาณผลต่างจะลดค่าเหลือศูนย์ โดยมีความเร็วในการเข้าสู่สถานะคงตัว (Steady State) ตามค่า K_I

$$c(t) = K_I \int e(t) dt \quad (2.10)$$

D คือ การควบคุมแบบอนุพันธ์ จะให้สัญญาณขาออกเป็นการลดผลต่างระหว่างสัญญาณขาเข้ากับสัญญาณขาออก ที่เกิดขึ้นในแต่ละรอบดังสมการที่ (2.11) เนื่องจากไม่มีการสะสมของผลต่างที่เกิดขึ้นดังเช่นการควบคุมแบบ I ดังนั้นการควบคุมแบบ D จึงสามารถกำจัดผลต่างเฉพาะกรณีผลตอบสนองในสถานะชั่วขณะ (Transient Response) ที่เป็นสัญญาณพุ่งเกิน (overshoot) แต่ไม่สามารถกำจัดผลต่างแบบสถานะคงตัวได้ เพราะว่า $e(t)$ ที่สถานะคงตัวเป็นค่าคงที่ซึ่งการหาอนุพันธ์ค่าคงที่ดังกล่าวจะมีค่าเป็น 0 ดังสมการที่ (2.12)

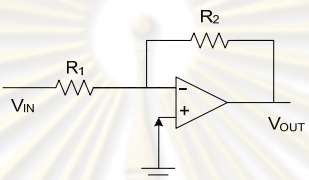
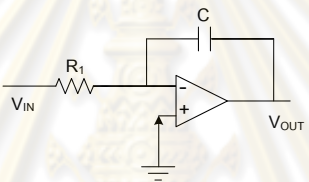
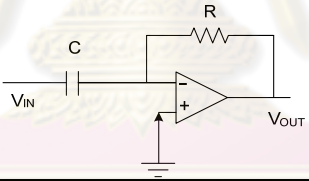
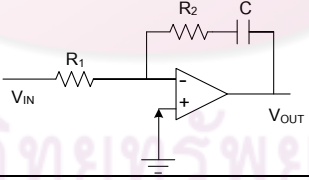
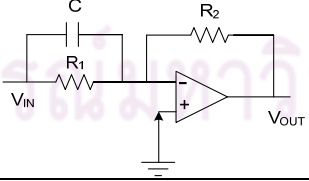
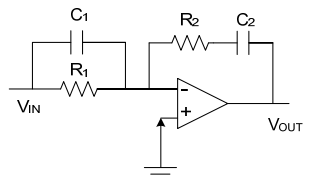
$$c(t) = K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (2.11)$$

$$\frac{de(t)}{dt} = 0 \quad (2.12)$$

องค์ประกอบของวงจรควบคุมพีไอดี ได้แก่ Operational Amplifier (Op-Amp) และองค์ประกอบทางไฟฟ้า ซึ่งได้แก่ ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุ โดยวงจรควบคุมแต่ละแบบเป็นการต่อกันของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุและ Op-Amp ซึ่งมีวงจรสมมูลขึ้นอยู่กับรูปแบบฟังก์ชันการส่งผ่านแต่ละรูปแบบดังตารางที่ 2.2 [27] การใช้งานวงจรควบคุมพีไอดี มีด้วยกันหลายแบบซึ่งอาจจะใช้งานเฉพาะวงจรควบคุมแบบ PID, PI, PD, P หรือใช้เพียงแค่ว่าขึ้นอยู่กับประสิทธิภาพและสมรรถนะของระบบควบคุมที่ต้องการ ซึ่งประโยชน์ของการควบคุมแต่ละแบบคือ ตัวควบคุมแบบ P และ I จะช่วยลด

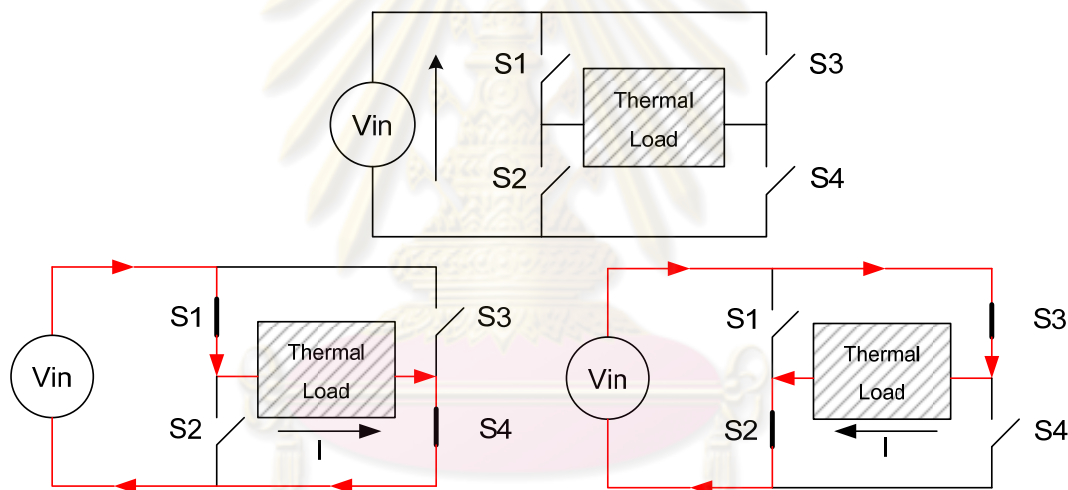
ความผิดพลาดที่สถานะคงตัว แต่อาจทำให้ผลตอบสนองภาวะชั่วขณะของระบบแย่งลง ซึ่งทำให้ระบบมีการแกว่งมากหรือไม่เสถียรมากขึ้น เนื่องจากการเพิ่มผลของการควบคุมแบบ P เป็นการเพิ่มอัตราขยายวงรอบของระบบ และการใส่วงจรถวลแบบ I เป็นการเพิ่มโพลให้แก่ระบบ ทำให้ระบบมีอันดับสูงขึ้น ส่วนวงจรถวลแบบ D จะช่วยแก้ไขผลตอบสนองภาวะชั่วขณะของระบบให้ดีขึ้น ทำให้ระบบมีเสถียรภาพที่ดีขึ้นเพราะการใส่วงจรถวลแบบ D เป็นการเพิ่มซีโรให้แก่ระบบ [26]

ตารางที่ 2.2 วงจรถวลรูปแบบต่างๆ

Function	Equivalent Circuit	Transfer Function
Gain		$-\frac{R_2}{R_1}$
Integration		$-\frac{1}{RCs}$
Derivation		$-RCs$
PI		$-\frac{R_2}{R_1} \left(s + \frac{1}{R_2 C} \right)$
PD		$-R_2 C \left(s + \frac{1}{R_1 C} \right)$
PID		$-\left[\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{C_1}{C_2} \right) + R_2 C_1 s + \frac{1}{R_1 C_2 s} \right]$

2.2.2.4 ตัวขับกระแสสองขั้ว (Bipolar Current Driver)

เนื่องจาก TEC ต้องการทั้งไฟกระแสบวกและลบ เพื่อช่วยในการระบายหรือสร้างความร้อนซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.2.2.5 ดังนั้นตัวขับกระแสสองขั้ว จึงมีบทบาทสำคัญในการทำงานร่วมกับ TEC เนื่องจาก TEC สามารถถ่ายเทความร้อนของไหลที่เข้ามาเชื่อมต่อ ด้วยขนาดและทิศทางกระแส TEC ได้โดยตรง ดังนั้นจึงมีการนำโครงสร้างแบบ H-bridge แสดงดังรูปที่ 2.16 (บน) มาใช้ในตัวขับกระแสสองขั้ว ซึ่งมีลักษณะเป็นวงจรไฟฟ้าที่สามารถจ่ายกระแสไปยังโหลดในทิศทางใดทิศทางหนึ่งได้จากแหล่งจ่ายไฟเพียงตัวเดียว โดยทำงานร่วมกับสวิตช์ 4 ตัว ซึ่งได้แก่ S1, S2, S3 และ S4 ที่ส่วนใหญ่แล้วเป็นทรานซิสเตอร์ที่ถูกควบคุมการทำงานด้วยหลักตรรกศาสตร์จาก GATE control ซึ่งอยู่ภายในชิปเช่นกัน โดยจะควบคุมการทำงานของสวิตช์ทีละคู่ [28] ซึ่งได้แก่ การปิดสวิตช์ S1 กับ S4 สำหรับการจ่ายกระแสไปทางขวามือ หรือ ปิดสวิตช์ S3 กับ S2 สำหรับการจ่ายกระแสไปทางซ้ายมือดังรูปที่ 2.16 (ล่าง)



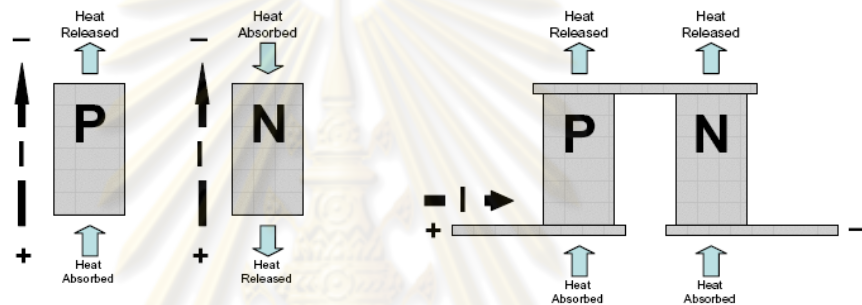
รูปที่ 2.16 (บน) โครงสร้างและ (ล่าง) แผนภาพการทำงานของ H-bridge

2.2.2.5 ตัวระบายความร้อน (TEC)

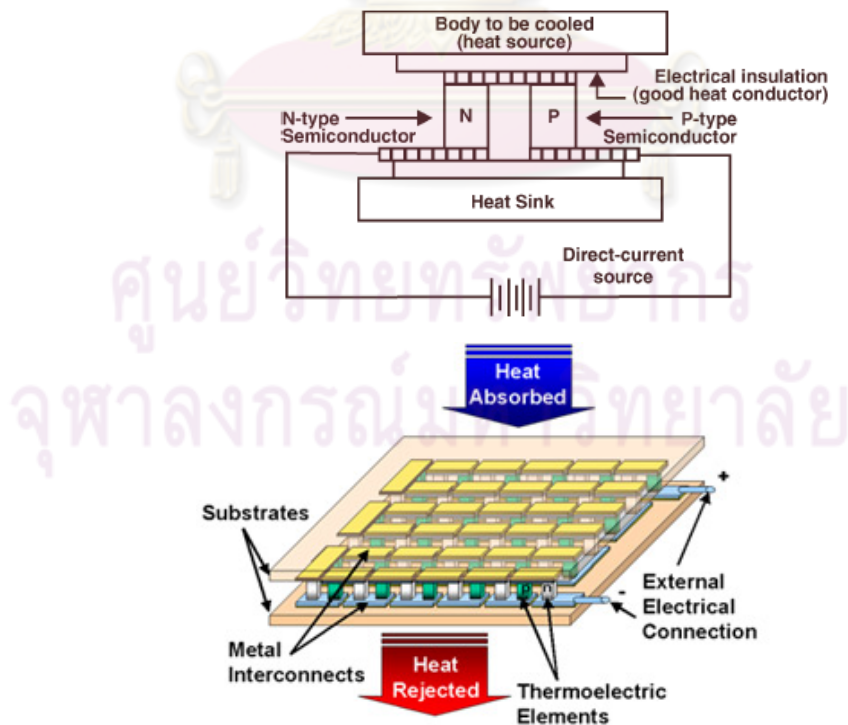
TEC เป็นอุปกรณ์สำหรับสร้างหรือระบายความร้อน ซึ่งมีโครงสร้างเป็นรอยต่อระหว่างขั้วไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 2.17[29] โดยทำมาจากสารกึ่งตัวนำชนิด Bismuth Telluride ซึ่งมีการเจือด้วยสารประกอบพีและเอ็นอย่างเข้มข้น เรียกว่า คู่ต่อ TEC มีการระบายความร้อนตามปรากฏการณ์ Peltier Effect กล่าวคือ เมื่อมีการป้อนกระแสไฟฟ้าผ่านคู่ต่อดังกล่าวจะมีการถ่ายเทความร้อนขึ้นที่บริเวณดังกล่าวได้ โดยปริมาณความร้อนในการถ่ายเทขึ้นอยู่กับขนาดและทิศทางของกระแสที่ป้อนผ่านขั้วไฟฟ้า เรียกกระแสดังกล่าวว่า กระแส TEC (I_{TEC}) โดยที่ป้อนกระแส I_{TEC} ผ่านขั้วเอ็น (I_{TEC} ลบ) เป็นการสร้าง

ความร้อนจากคู่ต่อ TEC ให้กับโหลดที่เชื่อมต่ออยู่ในทางกลับกันเมื่อป้อนกระแส I_{TEC} ผ่านขั้วพี (I_{TEC} บวก) ขั้วต่อจะดูดกลืนความร้อนออกจากโหลดที่เชื่อมต่ออยู่ไปยัง Heat sink ที่เชื่อมต่ออยู่ด้านล่างของคู่ต่อ TEC แสดงดังรูปที่ 2.18 [30]

ภายใน TEC ประกอบไปด้วยคู่ต่อ TEC จำนวนมาก จึงทำให้ TEC มีประสิทธิภาพในการระบายความร้อนได้มากถึง 60 °C อย่างไรก็ตามการทำงานของ TEC ก็มีข้อจำกัดเช่นกัน โดยยิ่งอุณหภูมิของโหลดมีค่าสูงมากขึ้น ก็ยิ่งทำให้ความสามารถในการระบายความร้อนของ TEC ลดลง จากการทำที่ TEC เป็นอุปกรณ์ผลิตมาจากสารกึ่งตัวนำจึงมีข้อได้เปรียบในเรื่องขนาดเล็กจึงสามารถบรรจุ TEC ให้อยู่รวมกันกับอุปกรณ์ที่ต้องการระบายความร้อนอย่างเช่น เลเซอร์ เป็นต้น

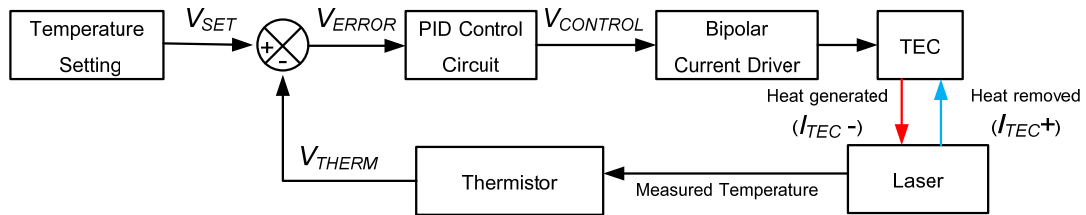


รูปที่ 2.17 คู่ต่อสารกึ่งตัวนำที่ใช้ในการดูดหรือคายความร้อน



รูปที่ 2.18 คู่ต่อ TEC

2.2.3 หลักการควบคุมอุณหภูมิของเลเซอร์



รูปที่ 2.19 แผนภาพการทำงานของระบบควบคุมแบบป้อนกลับในระบบควบคุมอุณหภูมิ

การควบคุมอุณหภูมิของเลเซอร์ มีหลักการควบคุมแบบป้อนกลับแสดงดังรูปที่ 2.19 ซึ่งมีองค์ประกอบต่างๆ ในหัวข้อที่ 2.2.2 โดยมีขั้นตอนในการควบคุมอุณหภูมิ เริ่มจากการตั้งค่าอุณหภูมิให้กับเลเซอร์จากวงจรตั้งค่าอุณหภูมิดังรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.2.2.2 เป็นค่าแรงดัน V_{SET} จากนั้นแรงดันดังกล่าวจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับค่าแรงดัน V_{THERM} ซึ่งเป็นค่าอุณหภูมิของเลเซอร์ที่อ่านได้จากเทอร์มิสเตอร์ในรูปแบบของแรงดันดังรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.2.2.1 จะได้เป็นผลต่างแรงดัน (V_{ERROR}) จากนั้นวงจรควบคุมพีไอดีจะปรับแรงดันดังกล่าวให้มีค่าที่เหมาะสมตามอัตราขยายวงรอบ (Loop Gain) ของวงจรเพื่อให้ได้แรงดันควบคุม ($V_{CONTROL}$) ในการกำหนดขนาดและทิศทางของกระแส TEC จากตัวจ่ายกระแสสองขั้ว เพื่อถ่ายเทความร้อนให้กับเลเซอร์ตามหลักการทำงานของ TEC ซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.2.2.5 จากนั้นเทอร์มิสเตอร์จะวัดอุณหภูมิของเลเซอร์ที่เปลี่ยนแปลงไปเป็น V_{THERM} ค่าใหม่ ซึ่งจะถูกนำกลับไปเปรียบเทียบกับ V_{SET} เป็นวงรอบ (Loop) จนกระทั่ง V_{SET} กับ V_{THERM} มีค่าเท่ากัน ซึ่งเป็นการเข้าสู่สถานะคงตัวของระบบ

ดังนั้นสิ่งที่สำคัญสำหรับระบบควบคุมแบบป้อนกลับ ได้แก่ (1) เสถียรภาพในการควบคุมของระบบซึ่งเป็นคุณสมบัติที่สำคัญต่อการตอบสนองในสถานะคงตัวของระบบ (Steady State Response) และ (2) ความเร็วในการตอบสนองต่อการติดตามค่าที่กำหนดให้กับระบบ ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่สำคัญอีกข้อหนึ่งของการตอบสนองของระบบในภาวะชั่วขณะ (Transient Response) ดังนั้นระบบควบคุมที่ดีควรมีคุณสมบัติครบถ้วนทั้งสองประการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

2.3 การรับส่งข้อมูลแบบ DWDM

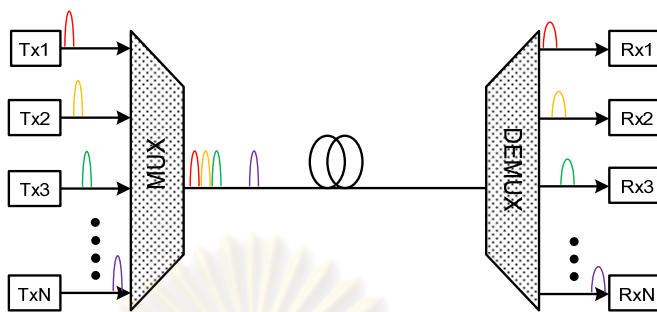
WDM เป็นเทคโนโลยีในการรับส่งข้อมูลทางแสงหลายความยาวคลื่นพร้อมกันบนเส้นใยนำแสงเส้นเดียวกัน โดยไม่สนใจรูปแบบข้อมูลที่ใช้ในการรับส่ง แต่ละช่องสัญญาณอาจมีรูปแบบของข้อมูลแตกต่างกันหรือมีอัตราเร็วไม่เท่ากันก็ได้ เนื่องจากในแต่ละช่องสัญญาณของระบบ WDM ใช้ความยาวคลื่นในการรับส่งข้อมูลแตกต่างกัน

WDM เป็นการรวมข้อมูลแบ่งตามความถี่ (Frequencies Division Multiplexing) ดังนั้นจึงต้องมีการกำหนดช่องสัญญาณหรือค่าความถี่ที่จะใช้ในการรับส่งข้อมูล มาตรฐาน ITU-T G.692 ได้กำหนดช่องสัญญาณดังกล่าวอ้างอิงความถี่ 193.1 THz หรือเท่ากับความยาวคลื่น 1552.524 nm ในระบบ DWDM ซึ่งมีระยะช่องสัญญาณที่แคบมากขึ้นจาก 100 GHz เป็น 50 GHz, 25 GHz และ 12.5 GHz มาตรฐาน ITU-T G.694.1 ได้กำหนดช่องสัญญาณอ้างอิงที่ระยะห่างช่องสัญญาณต่าง ๆ แสดงตัวอย่างดังตารางที่ 2.3 [8]

ตารางที่ 2.3 ตัวอย่างช่องสัญญาณตามมาตรฐาน ITU-T G.694.1

ความถี่กลางของช่องสัญญาณ (THz) ในการส่งสัญญาณที่มีระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณต่างๆ				ความยาวคลื่นกลาง โดยประมาณ (nm)
12.5 GHz	25 GHz	50 GHz	100 GHz	
193.2250	193.225	-	-	1551.52
193.2125	-	-	-	1551.62
193.2000	193.200	193.20	193.2	1551.72
193.1875	-	-	-	1551.82
193.1750	193.175	-	-	1551.92
193.1625	-	-	-	1552.02
193.1500	193.150	193.15	-	1552.12
193.1375	-	-	-	1552.22
193.1250	193.125	-	-	1552.32
193.1125	-	-	-	1552.42
193.1000	193.100	193.10	193.1	1552.52
193.0875	-	-	-	1552.62
193.0750	193.075	-	-	1552.73

การรับส่งข้อมูลแบบ DWDM มีองค์ประกอบหลักแสดงดังรูปที่ 2.20 ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ (1) ภาคส่งสัญญาณทางแสง และ (2) ภาครับสัญญาณทางแสงโดยแต่ละส่วนมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.3.1 และ 2.3.2 ตามลำดับ



รูปที่ 2.20 แผนภาพการรับส่งข้อมูลแบบ WDM

2.3.1 ภาคส่งสัญญาณทางแสง

ภาคส่งสัญญาณทางแสงมี 2 องค์ประกอบหลัก คือ (1) ตัวส่งสัญญาณทางแสง และ (2) ตัวรวมสัญญาณทางแสง (Multiplexer) โดยแต่ละองค์ประกอบมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.3.1.1 และ 2.3.1.2 ตามลำดับ

2.3.1.1 ตัวส่งสัญญาณทางแสง

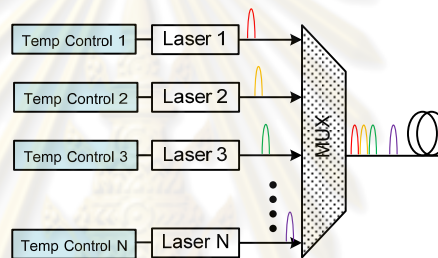
แหล่งกำเนิดแสงที่ใช้ภายในตัวส่งสัญญาณทางแสงสำหรับ WDM ต้องมีคุณสมบัติสำคัญ 2 ประการ คือ (1) สเปกตรัมแคบ และ (2) มีความยาวคลื่นที่ตรงกับช่องสัญญาณมาตรฐาน ITU-T G.694.1 นอกจากนั้นสเปกตรัมของแต่ละช่องสัญญาณจะต้องมีความคลาดเคลื่อนจากช่องสัญญาณหลัก (Δf) ไม่เกินค่าตามมาตรฐาน ITU-T G.692 ซึ่งคำนวณได้ตามสมการที่ (2.13)[15] ยกตัวอย่างเช่น ถ้าต้องการส่งข้อมูลอัตรา (B) 10 Gb/s ด้วยระยะห่างช่องสัญญาณ (f_s) 25 GHz ดังนั้นสเปกตรัมที่ใช้ต้องมีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน ± 1.25 GHz หรือ ± 10 pm ที่ความยาวคลื่นประมาณ 1550 nm

$$\Delta f \leq \frac{f_s - 2B}{4} \quad (2.13)$$

แหล่งกำเนิดแสงในระบบ WDM มีการใช้งานอยู่ 2 ประเภท คือ (1) เลเซอร์ปรับความยาวคลื่นได้ (Wavelength Tunable Laser) และ (2) เลเซอร์หลายความยาวคลื่น (Multi Wavelength Laser Array) โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.3.1.1.1 และ 2.3.1.1.2 ตามลำดับ

2.3.1.1.1 เลเซอร์ปรับความยาวคลื่นได้ (Wavelength Tunable Laser)

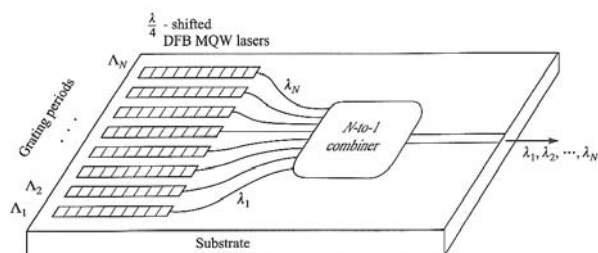
เป็นเลเซอร์ที่มีโครงสร้างพื้นฐานเป็นเลเซอร์ชนิด DFB หรือ DBR ซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.1.1.2.2 โดยสามารถปรับความยาวคลื่นได้จากการปรับเปลี่ยนอุณหภูมิของเลเซอร์ ซึ่งมีค่าประมาณ $0.1 \text{ nm}/^{\circ}\text{C}$ โดยภายในแพ็คเกจจะมี TEC และเทอร์มิสเตอร์เพื่อช่วยในการจัดการอุณหภูมิอยู่ด้วยเสมอ การนำเลเซอร์ประเภทนี้มาใช้เป็นแหล่งกำเนิดแสงให้กับระบบ WDM เป็นทางเลือกที่ง่ายต่อการจัดหาใช้งานมากที่สุด เนื่องจากมีหลายค่าความยาวคลื่นแบรกก์ (Bragg Wavelength) ที่สามารถเลือกมาใช้งานและปรับค่าความยาวคลื่นแสงได้ แต่มีต้นทุนสูงเพราะราคาต่อหน่วยของเลเซอร์ที่ค่อนข้างสูง นอกจากนั้นต้องมีการควบคุมและติดตามอุณหภูมิให้กับเลเซอร์แต่ละตัว แสดงดังรูปที่ 2.21 เพื่อให้ความยาวคลื่นของแต่ละช่องสัญญาณไม่เลื่อนไปทับกับช่องสัญญาณข้างเคียง ซึ่งจะก่อให้เกิดปัญหา Interchannel Crosstalk ได้



รูปที่ 2.21 แหล่งกำเนิดแสง WDM แบบเลเซอร์ปรับความยาวคลื่นได้

2.3.1.1.2 เลเซอร์หลายความยาวคลื่น (Multi Wavelength Laser Array)

แหล่งกำเนิดแสงชนิดนี้ผลิตมาจากเลเซอร์ชนิด Multiple Quantum Well (MQW) DFB หลายๆ ตัวบนแผ่นเวเฟอร์ (wafer) เดียวกันแสดงดังรูปที่ 2.22 [20] โดยที่เลเซอร์แต่ละตัวจะมีความยาวคลื่นแตกต่างกันทุกๆ $\lambda/4$ ดังนั้นเลเซอร์ชนิดนี้ไม่จำเป็นต้องมีการควบคุมอุณหภูมิเพื่อกำหนดความยาวคลื่น แต่ใช้การป้อนกระแสไฟเข้าไปยังเลเซอร์ที่ให้ความยาวคลื่นตามที่ต้องการแทน จากนั้นแสงที่เปล่งออกมาจากเลเซอร์แต่ละตัวจะมารวมกันที่ตัวรวมสัญญาณทางแสง (combiner) แบบ N ช่อง ต่อ 1 ช่องสัญญาณจะได้แสงแบบ WDM



รูปที่ 2.22 โครงสร้างของเลเซอร์หลายความยาวคลื่น

2.3.1.2 ตัวรวมสัญญาณทางแสง (Multiplexer)

ในการส่งข้อมูลบนระบบ WDM ตัวรวมสัญญาณทางแสงมีหน้าที่รวมหรือมัลติเพล็กซ์สัญญาณทางแสงของแต่ละช่องสัญญาณเข้าด้วยกันลงบนเส้นใยนำแสงเพียงเส้นเดียว ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงตัวรวมสัญญาณทางแสงที่เป็นอุปกรณ์ประเภทแพสซีฟ (Passive devices) เท่านั้นซึ่งได้แก่ (1) ตัวคู่ต่อทางแสง (Optical Fiber Coupler) และ (2) Array Waveguide Grating (AWG) โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.3.1.2.1 และ 2.3.1.2.2 ตามลำดับ

2.3.1.2.1 ตัวคู่ต่อทางแสง (Optical Fiber Coupler)

เป็นอุปกรณ์รวมสัญญาณทางแสงที่ทำมาจากเส้นใยนำแสง โดยมีโครงสร้างเป็นเส้นใยนำแสงหลายๆเส้นหลอมรวมกันแสดงดังรูปที่ 2.23[20] เงื่อนไขในการรวมแสง คือ ความยาวของเกลียวเส้นใยนำแสงที่พันกัน เมื่อป้อนสัญญาณแสงที่มีความยาวคลื่นแตกต่างกันเข้ามาที่เส้นใยนำแสงขาเข้า แสงทั้งสองจะควบรวมจากสองเส้นขาเข้าไปเป็นแสงสองความยาวคลื่นออกมายังปลายเส้นใยนำแสงขาออกเพียงเส้นเดียว ดังนั้นตัวคู่ต่อทางแสงนี้สามารถรวมสัญญาณแสงได้ โดยไม่สนใจระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณ ดังเช่น AWG ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อถัดไป อย่างไรก็ตามการรวมสัญญาณทางแสงด้วยวิธีนี้จะมีการสูญเสียกำลังของแสง (Insertion Loss) ไปอย่างน้อย 3 dB ต่อการรวมแสง 2 ความยาวคลื่น

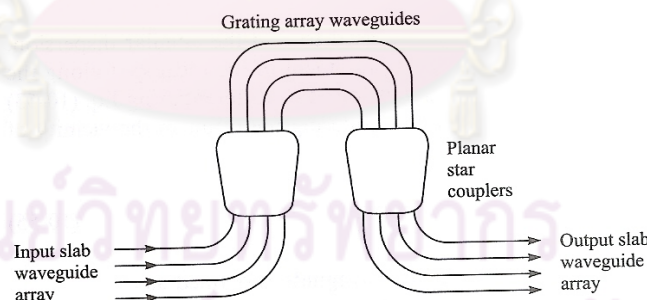


รูปที่ 2.23 โครงสร้างของ Optical Fiber Coupler

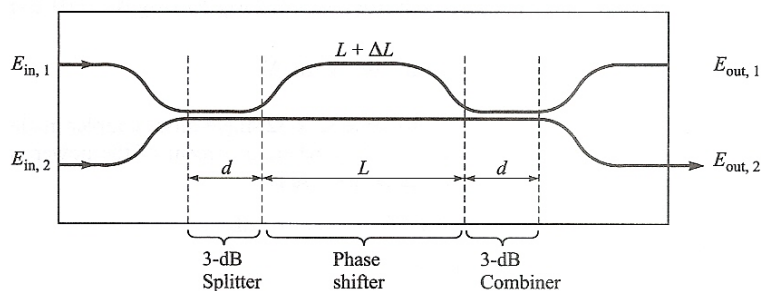
2.3.1.2.2 Array Waveguide Grating (AWG)

เป็นตัวรวมแสงที่มีโครงสร้างเป็นท่อนำแสง (Optical Wave Guide) แสดงดังรูปที่ 2.24 [20] ซึ่งสามารถรวมแสงได้ครั้งละหลายช่องสัญญาณ ภายในของ AWG มีองค์ประกอบหลัก 3 ส่วน คือ (1) ตัวแยกแสง (Splitter), (2) ท่อนำแสงแบบแถวลำดับเกรตติง (Grating Array Waveguides), และ (3) ตัวรวมแสง (Combiner) มีหลักการการรวมแสงแบบ March Zehnder ดังรูปที่ 2.25 [20] กล่าวคือ แสงทุกช่องสัญญาณที่เข้ามาจะกระจายออกไปยังท่อนำแสงแบบแถวลำดับเกรตติงที่อยู่ใน AWG อย่างละเท่าๆกันโดยตัวแยกแสง จากนั้นแสงแต่ละช่องสัญญาณจะเดินทางผ่านท่อนำแสงแบบแถวลำดับเกรตติงที่ออกแบบให้มีความยาวของเส้นทางแตกต่างกันด้วยค่า ΔL เมื่อแสงทุกช่องสัญญาณเดินทางจนมาถึงปลายทางผ่านตัวรวมแสง แสงที่มีเฟสต่างไปจากเดิม 180 องศาจะหักล้างกันหมด ในท้ายที่สุดจะเหลือเส้นทางขาออกเพียงเส้นเดียวที่มีแสงครบทุกช่องสัญญาณ

ดังนั้นท่อนำแสงจะถูกออกแบบให้มีเงื่อนไขในการรวมแสง เฉพาะช่องสัญญาณที่มีระยะห่างเป็นไปตามมาตรฐาน ITU-T 694.1 ในปัจจุบัน AWG มีใช้งาน 2 ชนิด คือ (1) 100 GHz ครอบคลุมความยาวคลื่นในย่าน C และ L แบนด์ โดยรวมแสงได้พร้อมกันสูงสุด 40 ช่องสัญญาณ และ (2) 50 GHz ครอบคลุมความยาวคลื่นในย่าน C band รวมแสงได้พร้อมกันสูงสุดถึง 88 ช่องสัญญาณ [31] ข้อดีของ AWG คือ สามารถรวมสัญญาณพร้อมกันได้หลายช่องสัญญาณพร้อมทั้งมีค่า Insertion Loss ต่ำ



รูปที่ 2.24 โครงสร้างพื้นฐานของ AWG



รูปที่ 2.25 การรวมแสงแบบ March Zehnder

2.3.2 ภาครับสัญญาณทางแสง

ภาครับสัญญาณทางแสงมี 2 ประกอบหลัก คือ (1) ตัวแยกสัญญาณทางแสง (De-Multiplexer) และ (2) ตัวรับสัญญาณทางแสง (Optical Receiver) โดยแต่ละองค์ประกอบมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.3.2.1 และ 2.3.2.2 ตามลำดับ

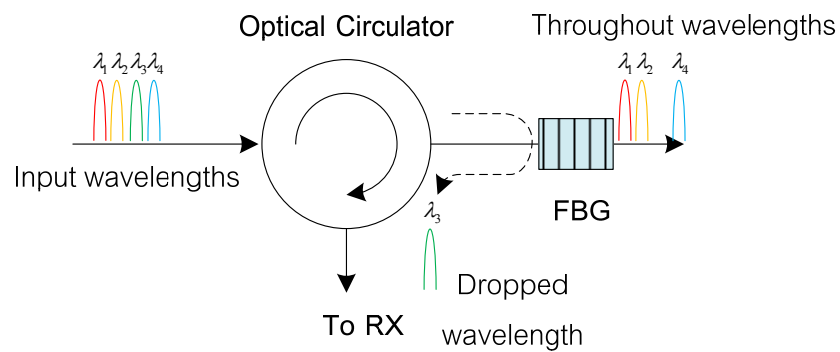
2.3.2.1 ตัวแยกสัญญาณทางแสง (De-Multiplexer)

ตัวแยกสัญญาณทางแสงทำหน้าที่แยกแสงแต่ละช่องสัญญาณออกจากกัน ซึ่งทำงานตรงข้ามกับตัวรวมสัญญาณทางแสง โดยอุปกรณ์ดังกล่าวจำแนกออกเป็น 2 ประเภท คือ (1) อุปกรณ์แพสซีฟ (Passive Devices) เป็นอุปกรณ์แยกแสงได้เฉพาะความยาวคลื่นที่กำหนดโดยโครงสร้างของอุปกรณ์ ได้แก่ Fiber Bragg Grating (FBG) และ AWG ซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.3.2.1.1 และ 2.3.2.1.2 ตามลำดับ, และ (2) อุปกรณ์แอ็กทีฟ (Active Devices) มีหลักการทำงานเช่นเดียวกับอุปกรณ์แพสซีฟ แต่เพิ่มฟังก์ชันในการปรับเปลี่ยนการทำงานของอุปกรณ์แพสซีฟภายใน เพื่อแยกแสงที่ต้องการออกมาได้ ซึ่งส่วนใหญ่แล้วจะเป็นตัวกรองแสงแบบปรับได้ (Tunable Filter) ซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.3.2.1.3

2.3.2.1.1 Fiber Bragg Grating (FBG)

FBG เป็นเส้นใยนำแสงที่มีโครงสร้างเป็นเกรตติงของดัชนีหักเหสูง-ต่ำสลับกันไป ซึ่งคาบเท่ากับระยะห่าง Bragg โดย FBG จะสะท้อนเฉพาะความยาวคลื่นที่สอดคล้องกับคาบของเกรตติงออกมามีรูปที่ 2.26 จากนั้นแสงที่สะท้อนกลับออกมาจะเดินทางผ่าน Optical Circulator ไปยังตัวรับสัญญาณทางแสงต่อไป

ดังนั้นถ้าต้องการแยกความยาวคลื่นใดออกมา เพียงเลือก FBG ให้มีค่าความยาวคลื่นสะท้อนให้ตรงตามที่ต้องการ แต่มีข้อเสียคือ FBG สามารถแยกแสงได้เพียงความยาวคลื่นเดียว ถ้าต้องการแยกความยาวคลื่นอื่นต้องเปลี่ยน FBG ใหม่ให้สอดคล้องกับความยาวคลื่นที่ต้องการ ดังนั้นจึงมีการนำ FBG ไปพัฒนาเป็นอุปกรณ์แอ็กทีฟโดยเพิ่มฟังก์ชันในการเลือกความยาวคลื่นใดๆ ออกมาซึ่งมีลักษณะเป็นตัวกรองแสงแบบปรับได้ดังรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.3.2.1.3



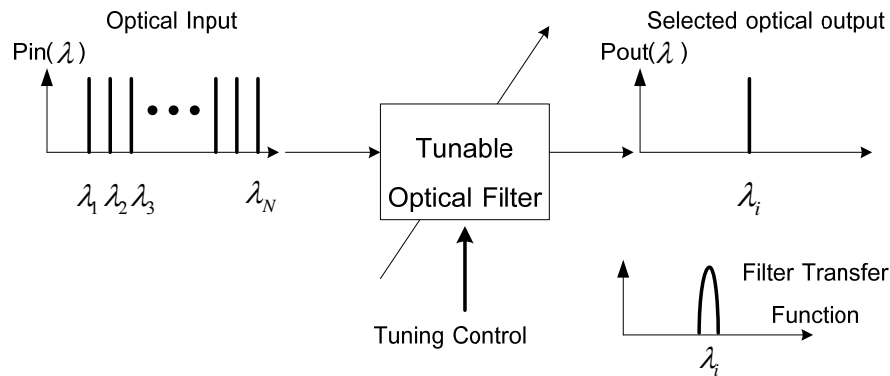
รูปที่ 2.26 หลักการทำงานของ FBG และ Optical Circulator

2.3.2.1.2 AWG

AWG สามารถนำมาใช้แยกแสงได้เช่นกันโดยรับแสงเข้ามาที่พอร์ตขาออกของ AWG ที่ใช้เป็นตัวรวมสัญญาณทางแสง ซึ่งแสงที่เข้ามานั้นจะต้องมีความยาวคลื่นสอดคล้องกับช่องสัญญาณของ AWG ด้วยเช่นกัน ซึ่งหลักการแยกแสงของ AWG มีลักษณะตรงข้ามกับกระบวนการรวมแสงตามที่ได้กล่าวไปในหัวข้อที่ 2.3.1.2.2 ในท้ายที่สุดจะสามารถแยกความยาวคลื่นในแต่ละช่องสัญญาณออกมาได้ ข้อดีของ AWG คือ สามารถแยกแสงได้พร้อมกันหลายช่องสัญญาณโดยที่มีค่า Insertion Loss ต่ำ

2.3.2.1.3 ตัวกรองแสงแบบปรับได้ (Tunable Filter)

ตัวกรองแสงแบบปรับได้เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการแยกแสงตามความยาวคลื่นที่ต้องการได้ ซึ่งมีหลักการดังรูปที่ 2.27 กล่าวคือ แสงที่เข้ามาจะเดินทางผ่านตัวกรองสัญญาณทางแสงซึ่งสามารถเลือกความยาวคลื่นที่สนใจได้จากการปรับคุณลักษณะของตัวกรองสัญญาณทางแสง (Filter Transfer Function) ให้ตรงกับความยาวคลื่นที่ต้องการ ส่วนกระบวนการแยกแสงมีอยู่หลากหลายเทคโนโลยี ยกตัวอย่างเช่น Tunable 2X2 Directional Coupler, Fiber Fabry-Perot filter, Tunable Waveguide Array และ Tunable Multigrating Filter เป็นต้น [20] ข้อดีของตัวแยกแสงประเภทนี้ คือ สามารถแยกความยาวคลื่นใดของแสงออกมาก็ได้ตามคุณลักษณะของตัวกรองสัญญาณแสง แต่มีข้อเสียคือ ต้องใช้ไฟฟ้าควบคุมและแยกแสงออกมาได้เพียงครั้งละหนึ่งความยาวคลื่นเท่านั้น



รูปที่ 2.27 กระบวนการแยกแสงด้วยตัวกรองแสงแบบปรับได้

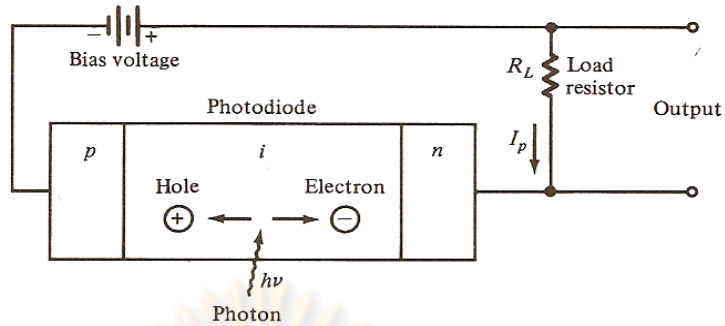
2.3.2.2 ตัวรับสัญญาณทางแสง (Optical Receiver)

ตัวรับสัญญาณทางแสงมีองค์ประกอบหลัก คือ ตัวตรวจจับแสง (Photodetector) ทำหน้าที่แปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า โดยสมรรถนะของตัวตรวจจับแสงพิจารณาได้จาก 3 พารามิเตอร์หลัก คือ (1) ค่า Power Sensitivity เป็นค่าระดับกำลังแสงต่ำที่สุดที่ตัวตรวจจับแสงสามารถตรวจจับได้ โดยที่ให้ค่า Signal to noise ratio (SNR) เท่ากับหนึ่ง, (2) ค่าแบนด์วิดท์ใช้งาน เป็นค่าบ่งบอกการตอบสนองของตัวตรวจจับแสงต่อสัญญาณแสงที่เข้ามา โดยที่ยังมีค่าแบนด์วิดท์สูงตัวตรวจจับแสงก็ยิ่งตอบสนองได้อย่างรวดเร็ว และ (3) ค่า Responsivity เป็นค่าความสามารถในการแปลงโฟตอนเป็นอิเล็กตรอน หรือแปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าซึ่งยังมีค่าสูง แสดงว่าตัวตรวจจับแสงนั้นๆ มีประสิทธิภาพที่ดี ตัวตรวจจับแสงที่นิยมใช้กันทั่วไปมีอยู่ 2 ชนิดคือ Positive-Intrinsic-Negative (PIN) และ Avalanche Photo-Detector (APD) มีรายละเอียดดังในหัวข้อ 2.3.2.2.1 และ 2.3.2.2.2 ตามลำดับ

2.3.2.2.1 ตัวตรวจจับแสงชนิด Positive-Intrinsic-Negative (PIN)

PIN เป็นตัวตรวจจับแสงที่มีความซับซ้อนน้อยที่สุด มีลักษณะโครงสร้างแสดงในรูปที่ 2.28 [20] คือ เป็นรอยต่อของสารกึ่งตัวนำที่มีการเจือสารประเภทพีและเอ็น ณ บริเวณรอยต่อจะแทรกชั้น I (Intrinsic Region) ทำให้เกิดบริเวณปลดปล่อยประจุ (Depletion Region) ซึ่งใช้เป็นบริเวณสำหรับรับแสง โฟตอนที่เข้ามาตกกระทบ ดังนั้น PIN ต้องการไฟกลับขั้ว (Reversed Bias) เพื่อเพิ่มพื้นที่ I ให้มีขนาดกว้างขึ้น เมื่อมีแสงที่มีพลังงานมากกว่าระดับพลังงานแบนด์แก๊ป (Bandgap) ของตัวตรวจจับแสง เข้ามาตกกระทบบริเวณดังกล่าวจะทำให้เกิดคู่อิเล็กตรอนและโฮล (Electron-Hole Pair) โดยที่อิเล็กตรอนจะถูกกระตุ้นจากชั้นวาเลนซ์ไปยังชั้นนำไฟฟ้า (Conduction Band) จากนั้นจะถูกพัดพาไปตามสนามไฟฟ้าที่เกิดจากไฟกลับขั้วเกิดเป็นกระแสแสง (Photo Current,

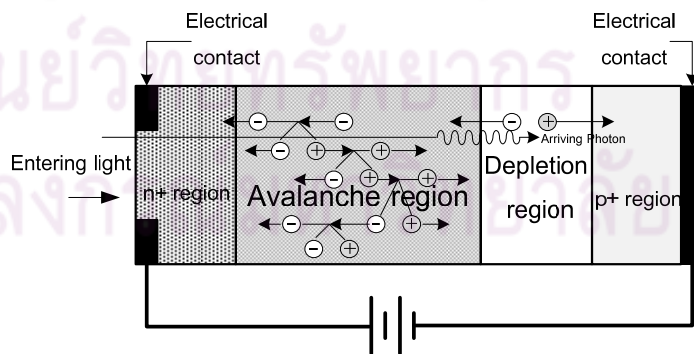
I_p) เดินทางผ่านตัวต้านทานโหลด (Load Resistor, R_L) และได้เป็นแรงดันไฟฟ้าขาออก ซึ่งมีขนาดขึ้นอยู่กับปริมาณแสงหรือจำนวนโฟตอนที่เข้ามากระทบ



รูปที่ 2.28 โครงสร้างของตัวตรวจจับแสงชนิด PIN และวงจรป้อนแรงดันย้อนกลับ

2.3.2.2.2 ตัวตรวจจับแสงชนิด Avalanche Photo-Detector (APD)

APD เป็นตัวตรวจจับแสงอีกชนิดหนึ่งซึ่งมีหลักการทำงานเช่นเดียวกับตัวตรวจจับแสงชนิด PIN แต่มีการแทรกชั้น Avalanche เพิ่มขึ้นระหว่างชั้น n และ i แสดงดังรูปที่ 2.29 โดยชั้นดังกล่าวต้องการโวลต์กลับขั้วค่าสูงมาก เพื่อเร่งความเร็วของคู่อิเล็กตรอนและโฮลที่เกิดจากการตกกระทบของโฟตอนในชั้น i ให้เร็วเพียงพอในการพุ่งชนกับอะตอมที่อยู่ในบริเวณ Avalanche เกิดเป็นคู่อิเล็กตรอนและโฮลคู่ใหม่ซึ่งมีความเร็วสูงเช่นกันจากปรากฏการณ์ Impact Ionization คู่อิเล็กตรอนและโฮลที่เกิดขึ้นเหล่านี้จะชนกับอะตอมอย่างต่อเนื่องเป็นแบบลูกโซ่ ซึ่งเรียกว่า ปรากฏการณ์ถล่ม (Avalanche Effect) เปรียบเสมือนการคูณเพิ่มของกระแสแสง ส่งผลให้ตัวตรวจจับแสงชนิดนี้สามารถตรวจจับแสงที่มีระดับกำลังต่ำ ๆ ได้ และให้ค่าแรงดันขาออกที่สูงกว่าตัวตรวจจับแสงแบบ PIN



รูปที่ 2.29 โครงสร้างของตัวตรวจจับแสงชนิด APD

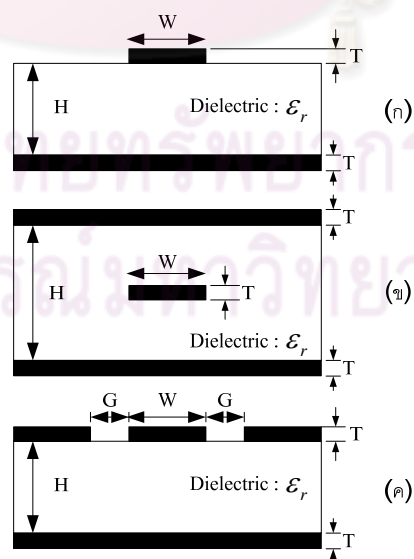
การเลือกใช้งานตัวตรวจจับแสงว่าจะเลือกใช้ชนิด PIN หรือ APD นั้นจะพิจารณาจากความเหมาะสมในการสื่อสารข้อมูลว่า จะนำตัวตรวจจับแสงนี้ไปประยุกต์ใช้เป็นตัวรับสัญญาณแสงสำหรับการสื่อสารข้อมูลระยะทางไกลมากน้อยเพียงใด ในกรณีที่น่าไปใช้รับข้อมูลระยะทางสั้นตัวตรวจจับแสงชนิด PIN จะมีความเหมาะสมมากกว่า เพราะมีสัญญาณรบกวนน้อยกว่า และใช้พลังงานน้อยกว่าตัวตรวจจับแสงแบบ APD ในทางกลับกันถ้านำไปใช้รับข้อมูลระยะทางไกลตัวตรวจจับแสง APD จะมีความเหมาะสมมากกว่า เพราะสามารถรับแสงได้ในระดับกำลังต่ำๆ ได้ เนื่องจากมีค่า Power Sensitivity ที่ดีกว่า

2.4 การออกแบบลายวงจรพิมพ์อัตราเร็วสูง

ในการออกแบบลายวงจรบนแผ่นวงจรพิมพ์ (Printed Circuit Board, PCB) สำหรับการส่งข้อมูลความเร็วสูงอัตรา 10 Gb/s สิ่งสำคัญที่ควรคำนึงถึงมี 3 ส่วน คือ (1) ชนิดของลายวงจรพิมพ์, (2) ชนิดของสัญญาณอัตราเร็วสูง และ (3) อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของลายวงจร โดยแต่ละส่วนมีรายละเอียดในข้อ 2.4.1 ถึง 2.4.3 ตามลำดับ

2.4.1 ชนิดของลายวงจรพิมพ์

แผ่นวงจรพิมพ์ที่นิยมใช้สำหรับรับส่งข้อมูลความเร็วสูงมีโครงสร้างเป็นสายส่ง (Transmission Line) ซึ่งจำแนกออกเป็น 3 ชนิด คือ (1) สายส่งชนิดไมโครสตริป (Microstrip), (2) สายส่งชนิดสตริปไลน์ (Stripline), และ (3) สายส่งชนิดโคพลันาร์เวฟไกด์ (Coplanar Waveguide) แสดงภาพตัดขวางดังรูปที่ 2.30



รูปที่ 2.30 ภาพตัดขวางของสายส่งแต่ละชนิด

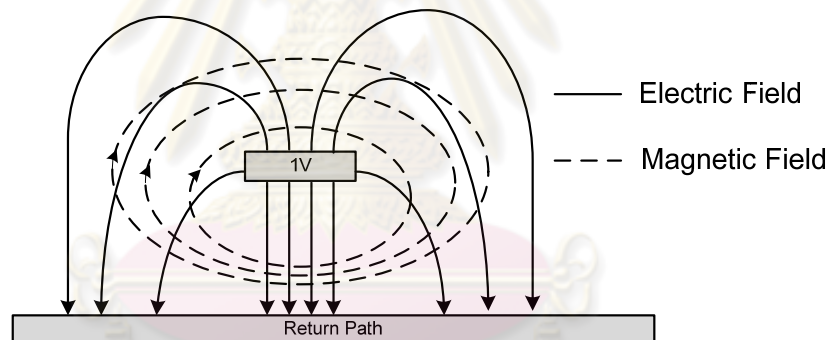
(ก) Microstrip Line (ข) Stripline (ค) Coplanar Waveguide

2.4.2 ชนิดของสัญญาณอัตราเร็วสูง

สัญญาณทางไฟฟ้าที่ใช้สำหรับรับส่งข้อมูลอัตราเร็วสูงจำแนกได้ 2 ชนิด คือ (1) สัญญาณแบบเดี่ยว (Single-Ended Signal) และ (2) สัญญาณแบบผลต่าง (Differential Signal) โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.4.2.1 และ 2.4.2.2 ตามลำดับ

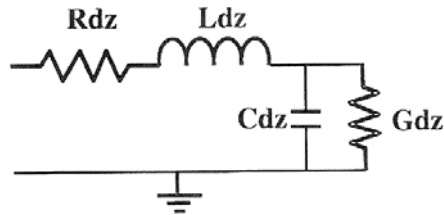
2.4.2.1 สัญญาณแบบเดี่ยว (Single-Ended Signal)

การกระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าบนภาพตัดขวางของสายส่งชนิดไมโครสตริป โดยกำหนดให้สัญญาณเคลื่อนที่เข้าสู่กระดาษแสดงดังรูปที่ 2.31 เมื่อสัญญาณเดินทางเข้าสู่สายส่งจะเกิดสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กขึ้นบริเวณรอบตัวนำที่เป็นเส้นสัญญาณ (Signal Path) เนื่องจากการที่สัญญาณเดินทางเข้าไปนั้น ทำให้เกิดความต่างศักย์ไฟฟ้าขึ้นระหว่างเส้นสัญญาณกับกราวด์ หรืออีกชื่อหนึ่งคือเส้นไหลกลับของกระแส (Current Return Path) จึงเกิดสนามไฟฟ้าจากเส้นสัญญาณไปยังชั้นกราวด์ และเมื่อมีการไหลของกระแสจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กรอบตัวนำตามกฎมือขวา สัญญาณชนิดนี้เรียกว่า สัญญาณแบบเดี่ยว (Single-Ended Signal) [32]



รูปที่ 2.31 ทิศทางของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าของสายส่งแบบไมโครสตริป

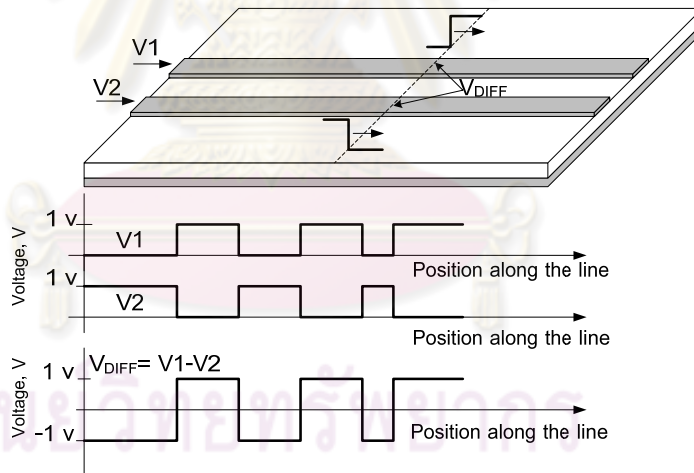
โดยทั่วไปสายส่งที่ใช้บนแผ่นวงจรพิมพ์นั้นมีความไม่เป็นอุดมคติอยู่ เนื่องจากคุณลักษณะของเนื้อตัวนำและชั้นไดอิเล็กตริก ดังนั้นแบบจำลองส่วนย่อยของสายส่งจึงถูกนำเสนอด้วยตัวต้านทานสองตัวคือ (1) ตัวต้านทานที่ต่ออนุกรม (R_{dz}) แทนการสูญเสียที่เกิดจากตัวนำ และ (2) ตัวต้านทานต่อขนาน (G_{dz}) แทนการสูญเสียที่เกิดจากชั้นไดอิเล็กตริกที่คั่นระหว่างตัวนำและชั้นกราวด์ นอกจากนี้ในแบบจำลองส่วนย่อยยังมีตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรม (L_{dz}) แทนสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้น และตัวเก็บประจุที่ต่อขนาน (C_{dz}) แทนสนามไฟฟ้าตกคร่อมระหว่างตัวนำและชั้นกราวด์ รวมเรียกแบบจำลองย่อยนี้ว่า หน่วยย่อย RLCG (RLCG element) แสดงรูปที่ 2.32 [32]



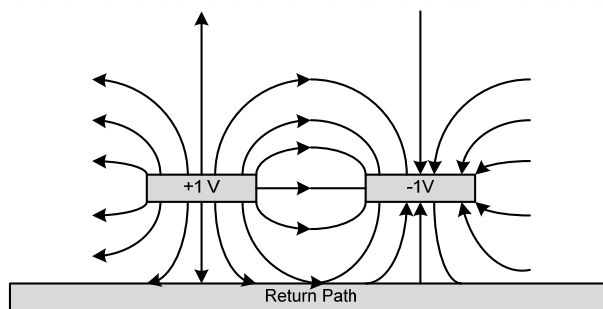
รูปที่ 2.32 แบบจำลองส่วนย่อยของสายส่ง

2.4.2.2 สัญญาณแบบผลต่าง (Differential Signal)

สัญญาณแบบผลต่างใช้แหล่งกำเนิดสัญญาณสองแหล่งที่มีคุณสมบัติเหมือนกัน แต่มีเฟสของสัญญาณต่างกัน 180 องศา โดยสัญญาณดังกล่าวจะถูกขับบนสายส่งแบบคู่ต่าง (Differential Pair) ซึ่งเป็นสายส่งที่มีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ แสดงรูปที่ 2.33 หรือเป็นสายส่งแบบเดี่ยวอยู่ใกล้กัน เมื่อสัญญาณทั้งสองเดินทางไปบนสายส่งจะเกิดสนามไฟฟ้า เช่นเดียวกับสัญญาณแบบเดี่ยว แต่สัญญาณทั้งสองจะเกิดการ coupling กันแสดงดังรูปที่ 2.34 เนื่องจากมีผลต่างระหว่างแรงดันบนสายส่งทั้งสองเส้นซึ่งเรียกแรงดันนี้ว่า แรงดันผลต่าง (Differential Voltage, V_{DIFF}) [33]

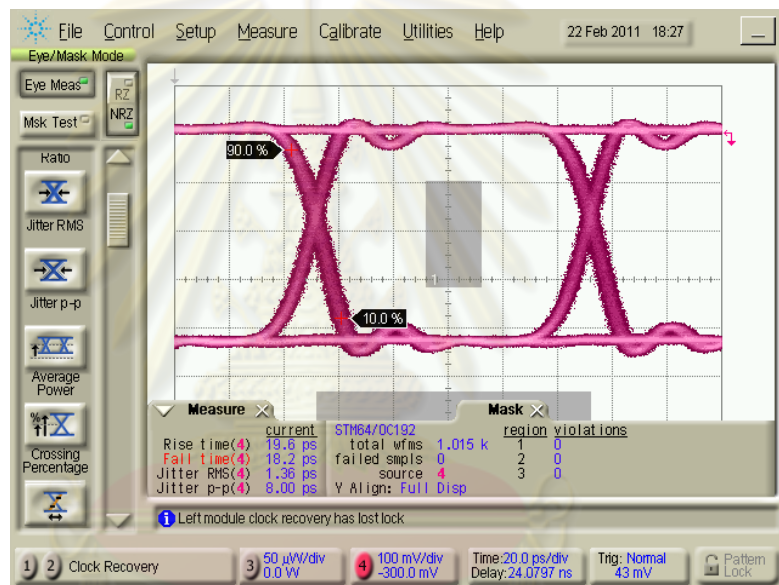


รูปที่ 2.33 การขับสัญญาณแบบผลต่าง

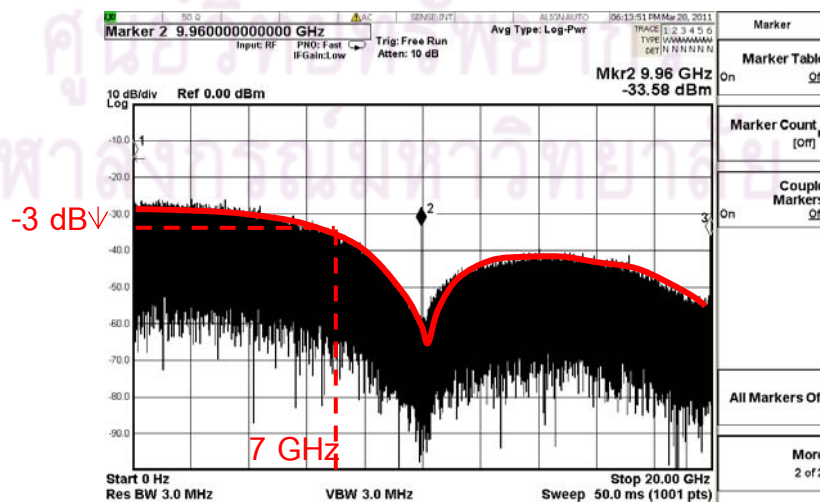


รูปที่ 2.34 ทิศทางของสนามไฟฟ้าของสัญญาณแบบผลต่าง

สำหรับสัญญาณอัตราเร็วสูง 10 Gb/s ที่ใช้งานในวิทยานิพนธ์นี้ มีทั้งสัญญาณชนิดแบบเดี่ยวและแบบผลต่าง โดยชนิดของข้อมูลบิตเป็นแบบลำดับข้อมูลสุ่มเทียม (Pseudo-Random Binary Sequence, PRBS) ของสัญญาณสี่เหลี่ยม (Square Wave Signal) ขนาด $2^{31}-1$ บิต ซึ่งมีขนาดแรงดัน Common Mode Logic (CML) V_{HI} เท่ากับ 0 V และ V_{LOW} เท่ากับ -0.4 V จากเครื่อง Bit Error Rate Rate Tester (BERT) โมดูล Pattern Generator Agilent 13.5 Gb/s serial BERT รุ่น N4901B [34] แสดงแผนภาพรูปตาของสัญญาณดังกล่าวดังรูปที่ 2.35 ด้วยเครื่อง Digital Communication Analyzer (DCA) โมดูล Agilent 20 GHz electrical module รุ่น 86105B [35] ส่วนสเปกตรัมของสัญญาณทางไฟฟ้าอัตรา 10 Gb/s แสดงดังรูปที่ 2.36 ซึ่งวัดค่าแบนด์วิดท์ประมาณ 7 GHz ด้วยเครื่อง Network Analyzer Agilent PNA-X รุ่น N5242A [36]



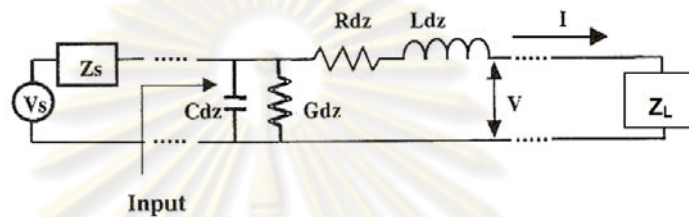
รูปที่ 2.35 แผนภาพรูปตาของสัญญาณ PRBS $2^{31}-1$ บิต อัตราข้อมูล 10 Gb/s



รูปที่ 2.36 สเปกตรัมของสัญญาณ PRBS $2^{31}-1$ บิต อัตราข้อมูล 10 Gb/s

2.4.3 อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายวงจรถ

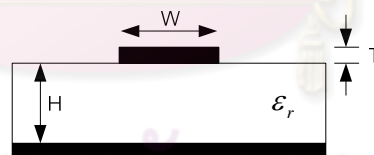
ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_0) คือ อัตราส่วนแรงดัน (V) ต่อกระแส (I) ของสัญญาณที่ตำแหน่งใดๆ บนสายส่ง แสดงดังรูปที่ 2.37 [32] ดังนั้นการออกแบบสายวงจรถความเร็วสูงต้องกำหนดให้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งมีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดสัญญาณ (Z_s) และอิมพีแดนซ์ของโหลด (Z_L) เพื่อให้สัญญาณเดินทางได้อย่างต่อเนื่องและเกิดปัญหาการสะท้อนกลับน้อยที่สุด โดยการคำนวณค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งแบบไมโครสตริปมีอยู่ 2 ชนิด คือ (1) อิมพีแดนซ์ของสายส่งไมโครสตริปแบบเดี่ยว และ (2) อิมพีแดนซ์ของสายส่งไมโครสตริปแบบผลต่าง โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.4.3.1 และ 2.4.3.2 ตามลำดับ



รูปที่ 2.37 แบบจำลองการเชื่อมต่อเส้นสัญญาณกับแหล่งกำเนิดสัญญาณและโหลด

2.4.3.1 อิมพีแดนซ์ของสายส่งไมโครสตริปแบบเดี่ยว

โครงสร้างของสายส่งไมโครสตริปแบบเดี่ยวแสดงดังรูปที่ 2.38 ประกอบด้วยส่วนบนสุดคือ เส้นทองแดงซึ่งเป็นเส้นสัญญาณ มีความกว้าง W และความหนา T วางอยู่บนแผ่นไดอิเล็กตริกที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ϵ_r และมีความหนา H ส่วนชั้นล่างสุดเป็นแผ่นทองแดง ซึ่งทำหน้าที่เป็นชั้นกราวด์



รูปที่ 2.38 ภาพตัดขวางของสายส่งชนิดไมโครสตริปแบบเดี่ยว

สำหรับสัญญาณความเร็วต่ำ ค่า R_{dz} และ G_{dz} ในหน่วยย่อย RLCG ของสายส่งมีผลต่อค่าอิมพีแดนซ์น้อย โดยค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งไมโครสตริปสามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (2.14) [32] ซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะแปรผันตามค่าความหนาของไดอิเล็กตริก (H) แต่แปรผกผันกับค่าความกว้าง (W) และความหนาของเส้นสัญญาณ (T) และค่าคงที่ไดอิเล็กตริก

$$Z_0 \approx \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln \left(\frac{5.98H}{0.8W + T} \right) [\text{ohm}] \quad (2.14)$$

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

สำหรับสัญญาณความเร็วสูง แบบจำลองของสายส่งจะต้องพิจารณาผลของค่า R_dz และ G_dz ด้วย ดังนั้นการคำนวณอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่ง จึงต้องเปลี่ยนมาใช้สมการที่ (2.15) [32] แทน ซึ่งเป็นสมการที่คำนวณโดยใช้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล ϵ_e (effective ϵ) แทนค่า ϵ_r เนื่องจากสนามไฟฟ้ามีการกระจายตัวอยู่ในอากาศและในชั้นไดอิเล็กตริกของแผ่นวงจรพิมพ์ โดยที่ค่า ϵ_e นั้นคิดมาจากสัดส่วนระหว่างค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของอากาศ ($\epsilon=1$) และของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของชั้นไดอิเล็กตริก

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0 \epsilon_0}{\epsilon_e}} \frac{1}{C_a} \text{ [ohm]} \quad (2.15)$$

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

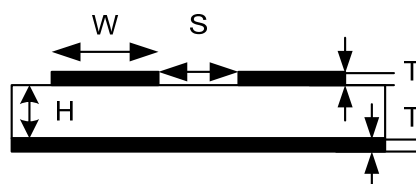
$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12H}{W} \right)^{-1/2} + F - 0.217(\epsilon_r - 1) \frac{T}{\sqrt{WH}}$$

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

2.4.3.2 อิมพีแดนซ์ของสายส่งไมโครสตริปแบบผลต่าง

ในการคำนวณหาอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่าง แสดงภาพตัดขวางดังรูปที่ 2.39 สามารถคำนวณค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะแบบผลต่างได้ดังสมการที่ (2.16) [33] โดยที่ Z_0 คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของเส้นสายส่งไมโครสตริปแบบเดี่ยวซึ่งคำนวณจากสมการที่ (2.15), S คือ ระยะห่างระหว่างขอบเส้นสัญญาณ และ H คือความหนาของชั้นไดอิเล็กตริก

$$Z_{Diff} = 2Z_0 \left[1 - 0.48 \exp\left(-0.96 \frac{S}{H}\right) \right] \text{ [ohm]} \quad (2.16)$$



รูปที่ 2.39 ภาพตัดขวางของสายส่งชนิดไมโครสตริปแบบผลต่าง

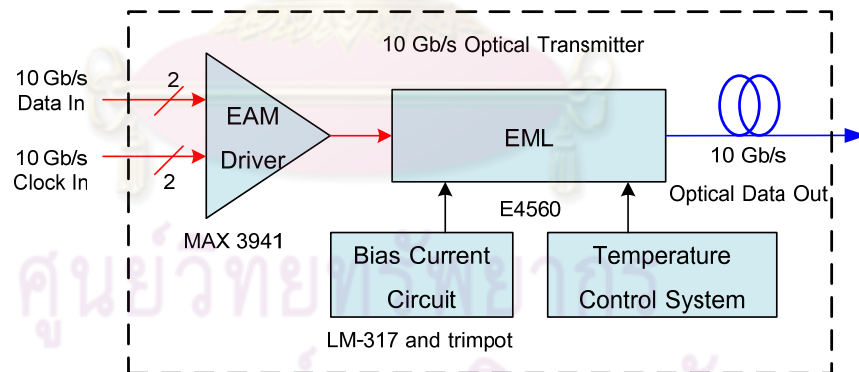
บทที่ 3

การออกแบบตัวส่งสัญญาณทางแสงพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ

การออกแบบตัวส่งสัญญาณทางแสงอัตรา 10 Gb/s พร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ แบ่งเป็น 4 ส่วนหลัก คือ (1) องค์ประกอบที่เลือกใช้, (2) การออกแบบระบบควบคุมอุณหภูมิ, (3) การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์อัตราเร็วสูง และ (4) การออกแบบลายวงจรของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.1 ถึง 3.4 ตามลำดับ

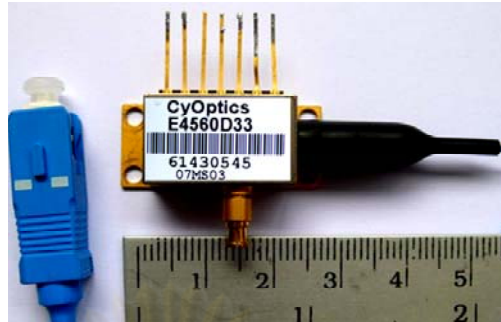
3.1 องค์ประกอบที่เลือกใช้

องค์ประกอบของตัวส่งสัญญาณทางแสง 10 Gb/s แสดงดังรูปที่ 3.1 อุปกรณ์ที่เลือกใช้ ประกอบด้วย (1) เลเซอร์ที่มีมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้าอยู่ภายใน (EML) ภายในประกอบด้วยเลเซอร์ชนิด DFB และตัวมอดูเลเตอร์ชนิด EAM, (2) วงจรจ่ายกระแสไบแอส (Bias Current Circuit) ทำหน้าที่จ่ายกระแสไบแอสให้กับเลเซอร์ DFB ที่อยู่ภายใน และ (3) ตัวขับมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้า (EAM Driver) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณข้อมูลทางไฟฟ้าที่จะเข้ามามอดูเลตกับสัญญาณทางแสง โดยแต่ละองค์ประกอบมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.1.1 ถึง 3.1.3 ตามลำดับ ส่วนระบบควบคุมอุณหภูมิ (Temperature Control System) ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อที่ 3.2.1



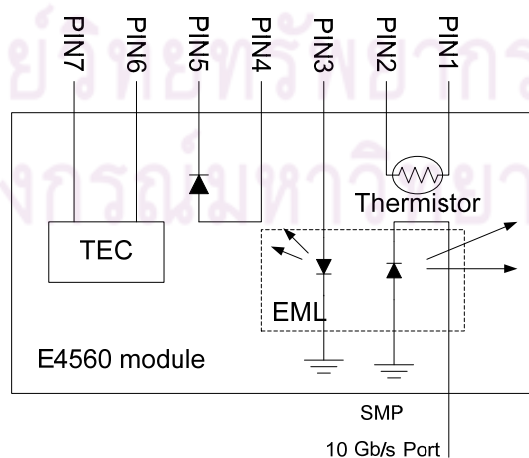
รูปที่ 3.1 องค์ประกอบของตัวส่งสัญญาณทางแสงพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ

3.1.1 เลเซอร์ที่มีมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้าอยู่ภายใน (EML)



รูปที่ 3.2 แหล่งกำเนิดแสงแบบ EML โมดูล E4560

แหล่งกำเนิดแสงเลือกใช้เป็น EML โมดูล E4560 ของบริษัท CyOptics แสดงดังรูปที่ 3.2 เนื่องจากเป็นแหล่งกำเนิดแสงที่มีสเปกตรัมแคบซึ่งเหมาะสมกับการใช้งานในระบบ DWDM และมีกำลังแสงสูง ทำให้สามารถนำเลเซอร์นี้มาใช้งานส่งข้อมูลระยะทางไกลได้ถึง 40 km นอกจากนี้ยังมีตัวมอดูเลเตอร์อยู่ภายในที่มีอัตราเร็วสูงสุด 12.5 Gb/s ซึ่งเร็วพอในการมอดูเลตสัญญาณข้อมูล 9.9532 Gb/s ตามมาตรฐานของ SONET(OC-192)/SDH(STM-64) สำหรับสิ่งที่ขาดไม่ได้ในการควบคุมอุณหภูมิ คือ TEC และเทอร์มิสเตอร์ที่บรรจุอยู่ภายใน EML โมดูล ดังนั้นถ้านำองค์ประกอบทั้งสองมาเชื่อมต่อกับวงจรควบคุมแบบป้อนกลับ ก็จะสามารถนำเลเซอร์ตัวนี้มาใช้ในการส่งข้อมูลแบบ DWDM ได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยที่ E4560 มีช่วงการปรับอุณหภูมิได้ 20 °C ถึง 35 °C [37] ซึ่งประมาณช่วงในการปรับความยาวคลื่นได้กว้าง (0.1 nm/ °C X 15 °C) เท่ากับ 1.5 nm ซึ่งครอบคลุมประมาณ 2 และ 8 ช่องสัญญาณของระบบ 100 GHz และ 25 GHz DWDM ตามลำดับ



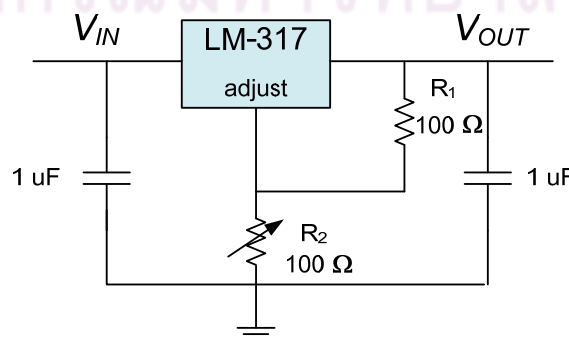
รูปที่ 3.3 วงจรภายในของแหล่งกำเนิดแสงชนิด EML โมดูล E4560

วงจรรายในของ EML โมดูล E4560 แสดงดังรูปที่ 3.3 ภายในประกอบด้วย (1) DFB เลเซอร์ซึ่งให้กำลังแสงขาออกสูงสุดที่ 13 dBm (20 mW) ซึ่งต้องการกระแสไบแอสในช่วง 50 ถึง 100 mA สำหรับการงานปกติ และ 5 ถึง 35 mA สำหรับค่ากระแสขีดเริ่มของเลเซอร์ ผ่านขาที่ 3 ซึ่งเป็นขาเลเซอร์แอโนด โดยที่สเปกตรัมมีระดับ Side-Mode Suppression Ratio 30 dB, (2) มอดูเลเตอร์ชนิด EAM ทำงานด้วยค่าแรงดันไบแอส (V_{BIAS}) อยู่ในช่วง -1 ถึง 0 V สำหรับการส่งบิต 1 และมีแรงดันมอดูเลต (V_{MOD}) หรือ V_{P-P} อยู่ในช่วง 1.5 ถึง 2.5 V ดังนั้นจึงทำให้บิต 0 มีค่าอยู่ในช่วงของแรงดัน -3.5 ถึง -1.5 V, (3) เทอร์มิสเตอร์ขนาด 10 k Ω โดยมีค่าคงที่ β อยู่ในช่วง 3700 ถึง 4100 ที่อุณหภูมิ 25 °C โดยเชื่อมต่อเข้าขาที่ 1 และ 2, (4) TEC ซึ่งมีความสามารถในการระบายความร้อนมากถึง 55 °C โดยสามารถป้อนกระแส TEC ได้สูงสุด 1.3 A ผ่านขาที่ 6 สำหรับกระแส TEC บวกและผ่านขาที่ 7 สำหรับกระแส TEC ลบ ตามลำดับ, และ (5) ตัวตรวจจับแสงสำหรับติดตามกำลังแสงขาออกของเลเซอร์ชนิด DFB ซึ่งสามารถนำมาใช้งานร่วมกับระบบควบคุมกำลังแสงแบบอัตโนมัติ (Automatic Power Control, APC) ได้[19] โดยป้อนไฟ 5 V ที่ขา 5 ซึ่งเป็นขาแคโทด ส่วนขาที่ 6 เป็นขาแอโนดสำหรับต่อลงกราวด์

3.1.2 วงจรจ่ายกระแสไบแอส (Bias Current Circuit)

วงจรรายกระแสไบแอส ทำหน้าที่จ่ายกระแสคงที่ให้กับเลเซอร์เพื่อการเปล่งแสง เลือกใช้ วงจรเป็นตัวควบคุมค่าแรงดัน (Voltage Regulator) โมดูล LM-317 ของบริษัท National Semiconductor ให้ทำงานร่วมกับตัวต้านทานปรับค่าได้ (trimpot) แสดงดังรูปที่ 3.4 วงจรนี้ต้องการ แรงดันขาเข้า (V_{IN}) 3.3 V และมีแรงดันขาออกขึ้นอยู่กับแรงดันอ้างอิงที่จ่ายจาก LM-317 ซึ่งมีความนิ่งในระดับ 1% ส่วนการจ่ายกระแสทำได้จากการปรับแรงดันขาออกจากตัวต้านทาน R_2 ตามสมการที่ (3.1)[38] เพื่อป้อนกระแสไบแอสไปยังเลเซอร์ ดังนั้นจึงเลือก R_1 มีขนาด 100 Ω และ R_2 เป็นตัวต้านทานปรับค่าได้ซึ่งมีค่าสูงสุด 100 Ω เพื่อสามารถปรับ V_{OUT} ได้สูงสุด 2.5 V

$$V_{OUT} = 1.25 * \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (3.1)$$

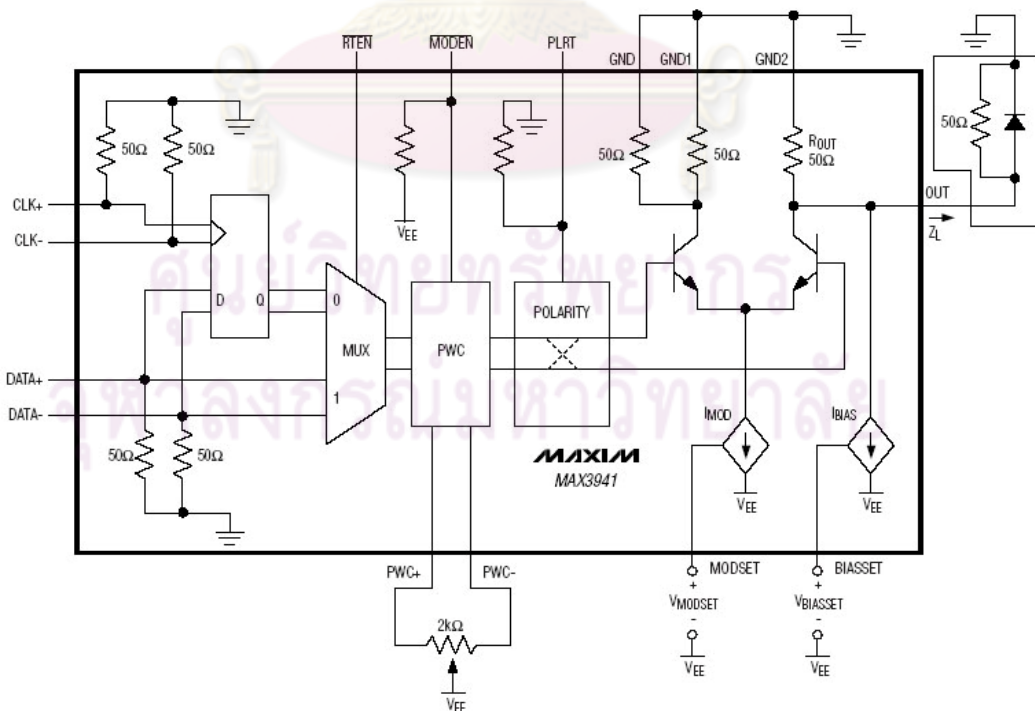


รูปที่ 3.4 วงจรจ่ายกระแสไบแอสเลเซอร์ใช้ตัวควบคุมค่าแรงดันโมดูล LM-317

3.1.3 ตัวขับมอดูเลเตอร์ชนิดคูดกลืนคลื่นไฟฟ้า (EAM Driver)

ตัวขับ EAM เลือกใช้เป็นวงจรรวม (Integrated Circuit, IC) โมดูล MAX 3941 ของบริษัท MAXIM ทำหน้าที่ขยายสัญญาณข้อมูลทางไฟฟ้า ซึ่งเป็นแรงดันมอดูเลต (V_{MOD}) ก่อนจะป้อนเข้าไปยังตัวมอดูเลเตอร์เพื่อเพิ่มค่าสัดส่วนแอกซ์ติงชันให้กับสัญญาณแสง โดยที่ MAX3941 สามารถขยายสัญญาณ CML (Common Mode Logic) หรือ สัญญาณที่มีขนาดเล็กตั้งแต่ 0.2-1.6 V_{p-p} ให้มีขนาดใหญ่ขึ้นได้เป็น 1 ถึง 3 V_{p-p} โมดูล MAX3941 รองรับสัญญาณข้อมูลทางไฟฟ้าอัตราเร็วสูงสุด 10.7 Gb/s นอกจากนั้นยังสามารถปรับระดับแรงดันไบแอสได้สูงสุด -1.25 V ซึ่งเพียงพอที่จะนำมาใช้งานร่วมกับ EAM ของเลเซอร์โมดูล E4560

แผนภาพวงจรรภายในของตัวขับ EAM โมดูล MAX 3941 แสดงดังรูปที่ 3.5[39] ตัวชิปต้องการสัญญาณขาเข้า 4 เส้น ประกอบด้วย สัญญาณข้อมูลแบบผลต่าง 2 เส้น (DATA+, DATA-) ที่มีระดับแรงดันสูงสุดอยู่ในช่วง -1 ถึง 0 V ด้วยขนาดของแรงดัน V_{p-p} ไม่เกิน 1.6 V และสัญญาณนาฬิกาแบบผลต่าง 2 เส้น (CLK+, CLK-) โดยที่สัญญาณนาฬิกาใช้สำหรับกระบวนการปรับรูปของสัญญาณข้อมูล ซึ่งอาจได้รับผลกระทบมาจากการส่ายของจังหวะนาฬิกา (Jitter) ก่อนเข้าชิป MAX3941 ด้วย D Flip-Flop จากนั้นสัญญาณข้อมูลจะถูกขยายด้วยวงจขยายแบบผลต่าง (Differential Amplifier Circuit) ซึ่งควบคุมอัตราการขยายหรือ V_{MOD} และแรงดัน V_{BIAS} จากตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ผ่านขา V_{MODSET} และ $V_{BIASSET}$ ตามลำดับ จากนั้นสัญญาณที่ได้รับการขยายแล้ว จะถูกส่งออกที่ขา OUT ไปขับมอดูเลเตอร์



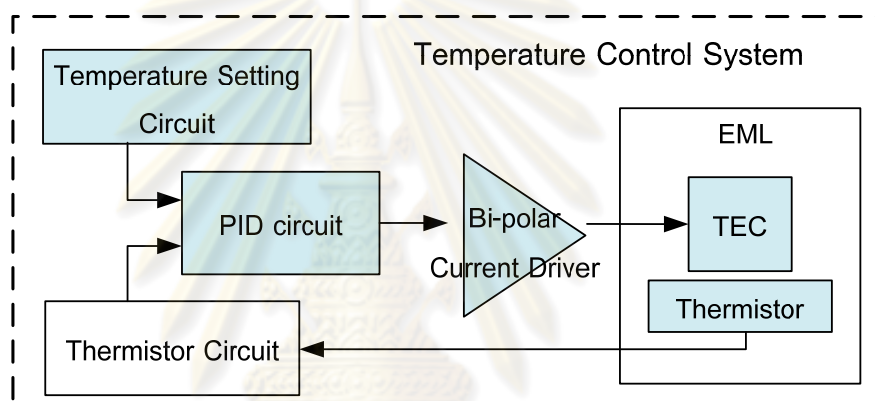
รูปที่ 3.5 แผนภาพวงจรรภายในของชิป MAX3941

3.2 การออกแบบระบบควบคุมอุณหภูมิ

ในการออกแบบระบบควบคุมอุณหภูมิให้กับเลเซอร์แบ่งออกเป็น 2 ส่วนหลัก คือ (1) องค์ประกอบที่เลือกใช้ และ (2) การออกแบบวงจรควบคุมพีไอดี ซึ่งเป็นวงจรควบคุมหลักของระบบควบคุมอุณหภูมิ โดยมีรายละเอียดในหัวข้อ 3.2.1 และ 3.2.2 ตามลำดับ

3.2.1 องค์ประกอบที่เลือกใช้

องค์ประกอบของระบบควบคุมอุณหภูมิของเลเซอร์ ในตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ แสดงดังรูปที่ 3.6 แบ่งออกเป็น 5 องค์ประกอบ คือ (1) เทอร์มิสเตอร์, (2) วงจรตั้งค่าอุณหภูมิ, (3) วงจรควบคุมพีไอดี, (4) ตัวขับกระแสสองขั้ว, และ (5) TEC โดยมีรายละเอียดในหัวข้อ 3.2.1.1 ถึง 3.2.1.5 ตามลำดับ

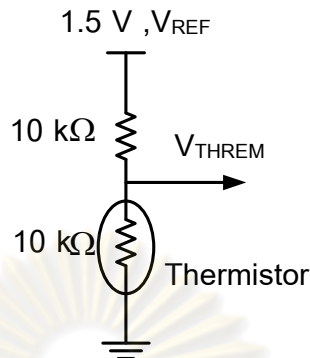


รูปที่ 3.6 องค์ประกอบของระบบควบคุมอุณหภูมิในตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ

3.2.1.1 เทอร์มิสเตอร์

เทอร์มิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ตรวจวัดอุณหภูมิซึ่งอยู่ใน EML โมดูล E4560 เช่นเดียวกับ TEC โดยสามารถนำมาใช้งานร่วมกับวงจรแบ่งแรงดันซึ่งมีการเชื่อมต่อแสดงดังรูปที่ 3.7 โดยที่นำขาที่ 1 และ 2 ของเลเซอร์โมดูล ต่ออนุกรมกับตัวต้านทานขนาด 10 k Ω และแหล่งจ่ายแรงดันอ้างอิงขนาด 1.5 V จากตัวจ่ายกระแสสองขั้วชิป MAX8521[40] โดยที่เทอร์มิสเตอร์นี้มีค่าความต้านทานอยู่ในช่วง 9.5 ถึง 10.5 k Ω และมีค่าคงที่ β อยู่ในช่วง 3700 ถึง 4100 Ω อุณหภูมิ 25 $^{\circ}\text{C}$ [37] ในการคำนวณค่าอุณหภูมิของเลเซอร์ กำหนดให้ T_0 เท่ากับ 298.15 K และค่าคงที่ β เท่ากับ 4100 ส่วนค่าความต้านทานเทอร์มิสเตอร์ (R_{THERM}) สามารถคำนวณได้จากหลักการแบ่งแรงดัน V_{THERM} ตามสมการที่ (3.2) เพื่อนำไปใช้คำนวณอุณหภูมิตามที่ได้อธิบายในหัวข้อที่ 2.2.2.1

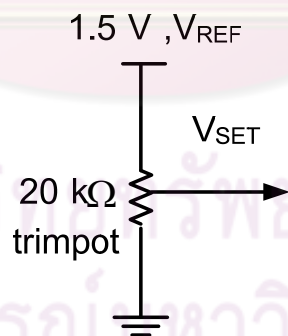
$$R_{THERM} = \frac{10 * 10^3 V_{THERM}}{1.5 - V_{THERM}} \text{ [ohm]} \quad (3.2)$$



รูปที่ 3.7 การเชื่อมต่อเทอร์มิสเตอร์กับระบบควบคุมอุณหภูมิ

3.2.1.2 วงจรตั้งค่าอุณหภูมิ

วงจรตั้งค่าอุณหภูมิแสดงดังรูปที่ 3.8 เลือกใช้ตัวต้านทานปรับค่าขนาด 20 kΩ ในการเชื่อมต่อกับแรงดันอ้างอิง V_{REF} ซึ่งมีค่า 1.5 V จากชิป MAX8521 [40] เนื่องจากเทอร์มิสเตอร์มีค่าความต้านทานที่อุณหภูมิห้อง 10 kΩ ต่ออนุกรมกับตัวต้านทานขนาด 10 kΩ และเชื่อมต่อกับ V_{REF} จะทำให้การตั้งค่า V_{SET} เป็นสัดส่วนเดียวกับ V_{THERM} ที่ได้จากเทอร์มิสเตอร์ทำให้เปรียบเทียบเป็นการตั้งค่า V_{THERM} จาก V_{SET} ได้โดยตรง

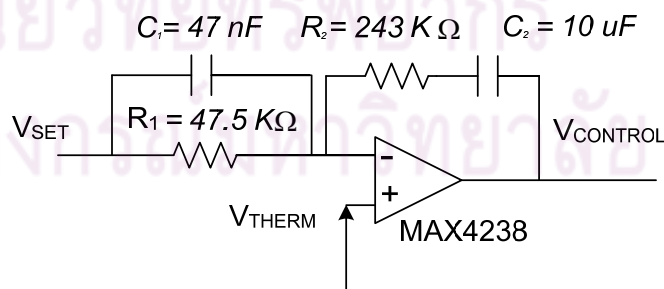


รูปที่ 3.8 วงจรตั้งค่าอุณหภูมิของระบบควบคุมอุณหภูมิ

3.2.1.3 วงจรควบคุมพีไอดี

วงจรถวลคุมพีไอดีที่เลือกใช้แสดงดังรูปที่ 3.9 ประกอบด้วย ชิปล้วนด้านทานและตัวเก็บประจุ ทำหน้าที่ควบคุม 3 รูปแบบ คือ (1) การควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional control), (2) ตัวควบคุมแบบปริพันธ์ (Integral control) และ (3) ตัวควบคุมแบบอนุพันธ์ (Derivative control) โดยมีฟังก์ชันการส่งผ่าน (Transfer Function) ของวงจรถวลคุมพีไอดี ดังสมการที่ (3.3) ซึ่งทั้งสามองค์ประกอบจะทำหน้าที่ปรับปรุงผลตอบสนองของสัญญาณขาออก ในสถานะชั่วขณะ (Transient State) และในสถานะคงตัว (Steady State) โดยมีรายละเอียดการคำนวณองค์ประกอบและค่าคงตัวของฟังก์ชันการส่งผ่านในหัวข้อที่ 3.2.2 นอกจากนี้ในวงจรมี Op-Amp ชิปล้วน MAX 4238 [41] ทำหน้าที่คำนวณผลต่างแรงดันระหว่าง V_{SET} กับ V_{THERM} แล้วขยายสัญญาณผลต่างดังกล่าวตามอัตราการขยายของ Op-Amp เพื่อให้ได้ $V_{CONTROL}$ ตามที่ชิป MAX8521 ต้องการ เพื่อกำหนดทิศทางและขนาดของกระแส TEC ซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.2.1.4

เนื่องจาก EML โมดูล E4560 ที่เลือกใช้มีการเปลี่ยนแปลง λ ต่ออุณหภูมิ ประมาณ $0.1\text{nm}/^{\circ}\text{C}$ ดังนั้นถ้าต้องการควบคุมอุณหภูมิให้เลเซอร์มี λ เลื่อนไปจากช่องสัญญาณเดิมไม่เกิน $\pm 10\text{ pm}$ ($\pm 1.25\text{ GHz}$) ในการส่งข้อมูลแบบ 25 GHz DWDM ซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.3.1.1 ดังนั้นระบบต้องควบคุมอุณหภูมิของเลเซอร์ให้อยู่ภายใน $\pm 0.1\text{ }^{\circ}\text{C}$ จากความสัมพันธ์ระหว่าง λ กับ V_{THERM} ซึ่งแสดงผลการวัดในหัวข้อที่ 5.2.2 และอัตราการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิของเลเซอร์ต่อ V_{THERM} ประมาณ $14\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ ดังนั้นวงจรถวลคุมพีไอดี ต้องควบคุมอุณหภูมิให้มี V_{THERM} ต่างไปจากเดิมไม่เกิน $\pm 1.4\text{ mV}$ จึงคำนวณอัตราขยายของ Op-Amp ที่ต้องการได้ คือ $1.5\text{V}/(1.4\text{mV})$ เท่ากับ 1.1K [42]

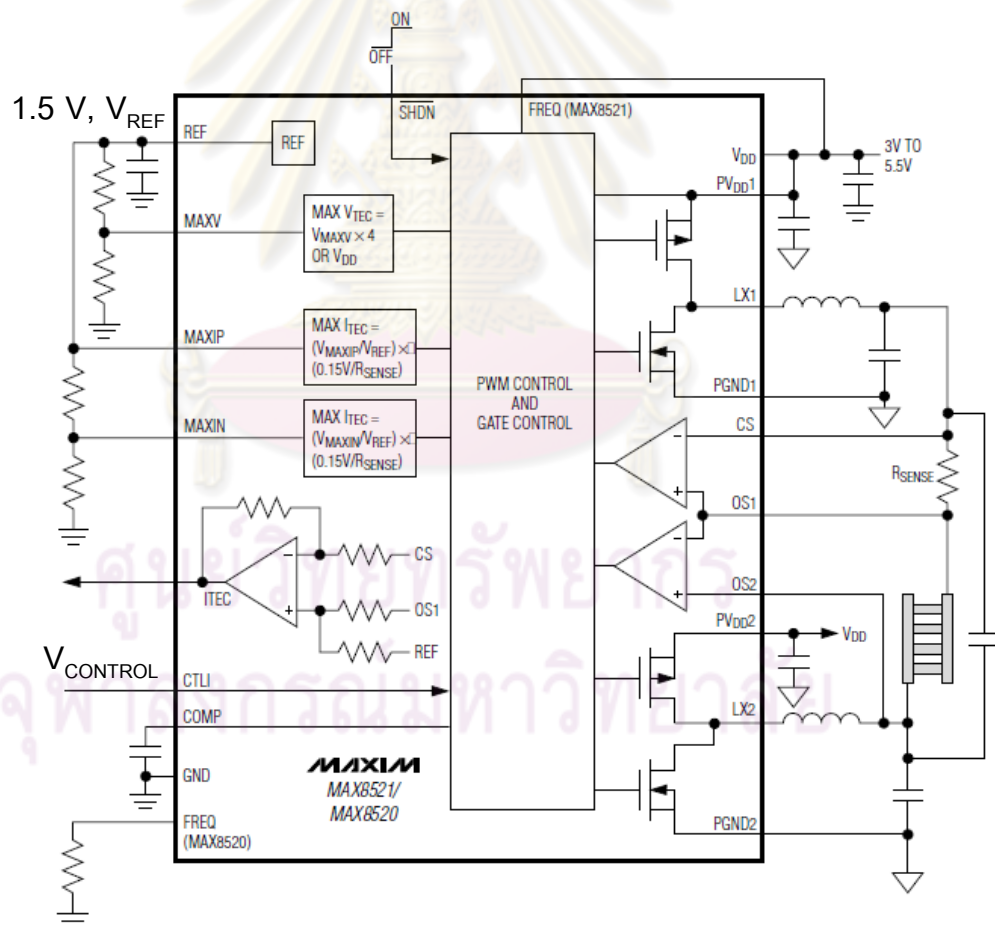


รูปที่ 3.9 วงจร PID สำหรับควบคุมการจ่ายกระแส TEC จากชิป MAX8521

$$G_{PID}(s) = \left[5.12 + \frac{2.11}{s} + 0.01s \right] \quad (3.3)$$

3.2.1.4 ตัวขับเคลื่อนกระแสสองขั้ว

ตัวขับเคลื่อนกระแสสองขั้วเลือกใช้ชิปวงจรรวม โมดูล MAX 8521 ของบริษัท MAXIM ตัวชิปถูกออกแบบมาสำหรับใช้งานร่วมกับ TEC โดยสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด ± 1.5 A แผนภาพแสดงองค์ประกอบภายในดังรูปที่ 3.10[40] ประกอบด้วย 3 ส่วนหลัก คือ (1) วงจร H-Bridge 2 วงจรซึ่งได้แก่ วงจร LX1 และวงจร LX2 ซึ่งเป็น FETs อยู่ภายในทำหน้าที่จ่ายกระแสให้กับ TEC ที่มาเชื่อมต่อ, (2) GATE Control ทำหน้าที่ควบคุมการจ่ายกระแส TEC ให้กับทรานซิสเตอร์ทั้งสี่ตัวตามหลักการทำงานของ H-Bridge ซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อ 2.2.2.4 โดยปริมาณกระแสที่จ่ายขึ้นอยู่กับแรงดันควบคุม $V_{CONTROL}$ จากวงจรควบคุมพีไอดีซึ่งมีค่าอยู่ในช่วง 0-3 V สำหรับจ่ายกระแส TEC ในช่วง -1.5 ถึง 1.5, และ (3) แหล่งจ่ายแรงดันอ้างอิง V_{REF} ขนาด 1.5 V ใช้เป็นแรงดันอ้างอิงของวงจรแบ่งแรงดันที่ใช้เป็นวงจรสำหรับอ่านค่าอุณหภูมิของเลเซอร์จากเทอร์มิสเตอร์ และวงจรในการตั้งค่าอุณหภูมิของเลเซอร์ซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.2.1.1 และ 3.2.1.2 ตามลำดับ



รูปที่ 3.10 แผนภาพวงจรภายในของตัวขับเคลื่อนกระแสสองขั้วโมดูล MAX8521

3.2.1.5 TEC

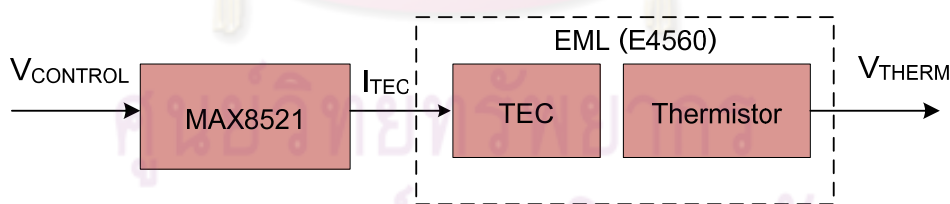
TEC ที่เลือกใช้เป็นอุปกรณ์ระบายความร้อนที่อยู่ภายใน EML โมดูล E4560 โดยสามารถระบายความร้อนให้กับเลเซอร์ได้จากการจ่ายกระแสบวกได้สูงสุด 1.3 A เข้าทางขาที่ 6 ของ EML โมดูล E4560 ส่วนการเพิ่มอุณหภูมิทำได้โดยจ่ายกระแสลบได้สูงสุด 0.5 A เข้าทางขาที่ 7 ซึ่งรายละเอียดของแต่ละขาอยู่ในหัวข้อที่ 3.1.1

3.2.2 การออกแบบวงจรควบคุมพีไอดี

ในหัวข้อนี้จะแสดงการออกแบบระบบควบคุมอุณหภูมิสำหรับใช้ควบคุมอุณหภูมิของเลเซอร์ โดยมีขั้นตอนในการออกแบบทั้งหมด 3 ขั้นตอน คือ (1) แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบอุณหภูมิ, (2) ฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรควบคุมพีไอดีและ (3) การคำนวณองค์ประกอบของวงจรควบคุมพีไอดี โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.2.2.1 ถึง 3.2.2.3 ตามลำดับ

3.2.2.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบอุณหภูมิ

ในการออกแบบวงจรสำหรับควบคุมระบบใดระบบหนึ่ง สิ่งสำคัญสิ่งแรกคือ ต้องทราบแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่ต้องการควบคุมเสียก่อน ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นระบบอุณหภูมิของเลเซอร์ (Laser Temperature System) ซึ่งประกอบด้วย (1) เทอร์มิสเตอร์ (2) ตัวขับกระแสสองขั้ว ชิพ MAX8521 และ (3) TEC ซึ่งรายละเอียดของแต่ละองค์ประกอบได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 3.2.1.1, 3.2.1.3, และ 3.2.1.5 ตามลำดับ โดยทั้ง 3 องค์ประกอบมีการเชื่อมต่อดังรูปที่ 3.11

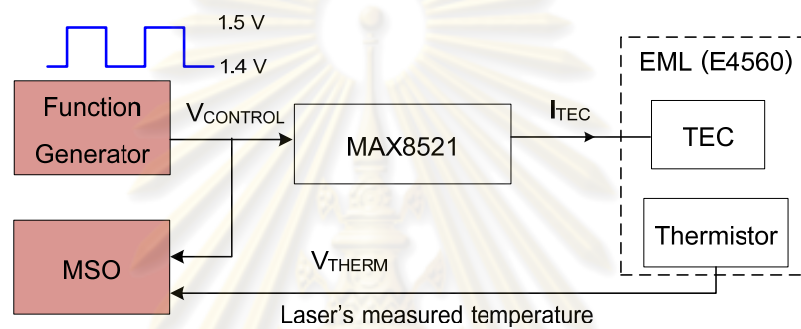


รูปที่ 3.11 แผนภาพการเชื่อมต่อระบบอุณหภูมิของเลเซอร์

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบดังกล่าว ทราบได้จากการป้อนสัญญาณขั้นบันไดให้กับระบบ แล้วสังเกตสัญญาณขาออกซึ่งเป็นการตอบสนองของระบบดังกล่าว จากนั้นนำผลที่ได้มาเปรียบเทียบกับผลการตอบสนองของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์จากระบบอันดับสอง (Second Order System) ซึ่งประกอบด้วยโพล (pole) 2 ตัว ในการหาตำแหน่งของโพลบนระนาบความถี่เชิงซ้อน ที่ให้ผลตอบสนองใกล้เคียงกับระบบอุณหภูมิ

มากที่สุด ตำแหน่งของโพลจะเป็นตัวกำหนดคุณลักษณะของระบบอุณหภูมิ โดยจะใช้โปรแกรม Simulink ในการจำลองผล

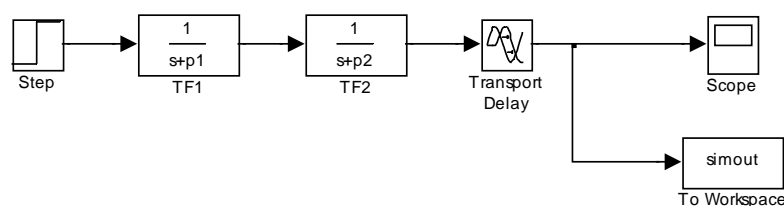
การทดสอบการตอบสนองของระบบอุณหภูมิมีแผนภาพการเชื่อมต่อง่ายที่ 3.12 จากที่ได้กล่าวไปข้างต้นว่าเป็นการสังเกตการตอบสนองของสัญญาณขั้นบันได ดังนั้นจึงเลือกใช้ Function Generator เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณขั้นบันได เพื่อกำหนดค่า $V_{CONTROL}$ ขนาด 1.4 ถึง 1.5 V ให้กับชิป MAX8521 ในการจ่ายกระแส I_{TEC} เพื่อเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิของเลเซอร์ ซึ่งมีเทอร์มิสเตอร์ทำหน้าที่วัดอุณหภูมิออกมาอยู่ในค่า V_{THERM} และใช้เครื่อง Mix Signal Oscilloscope (MSO) ในการบันทึกค่า V_{THERM}



รูปที่ 3.12 แผนภาพการทดสอบการตอบสนองของระบบอุณหภูมิของเลเซอร์

โปรแกรม Simulink ใช้จำลองการทดสอบระบบที่ได้กล่าวไปข้างต้นมีแผนภาพดังรูปที่ 3.13 โดยกำหนดให้ระบบอุณหภูมิของเลเซอร์แทนด้วยองค์ประกอบ 3 ส่วน คือ (1) Transfer Function 1 (TF1) เป็นตำแหน่งของโพลตัวแรก, (2) Transfer Function 2 (TF2) เป็นโพลตัวที่สองของระบบซึ่งแทนด้วยค่า $p1$ และ $p2$ ตามลำดับ ในหน่วย rad, และ (3) Transport Delay เป็นเวลาประวิงในการตอบสนองต่อสัญญาณขาเข้าของระบบ มีหน่วยเป็นวินาที โดยมีบล็อก Step เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณขั้นบันไดซึ่งมีขนาด 0.1 V เปรียบเสมือนเป็น Function Generator ส่วนบล็อก Scope ทำหน้าที่วัดขนาดของสัญญาณขาออกจากระบบและ To Workspace ทำหน้าที่บันทึกข้อมูลของบล็อก Scope

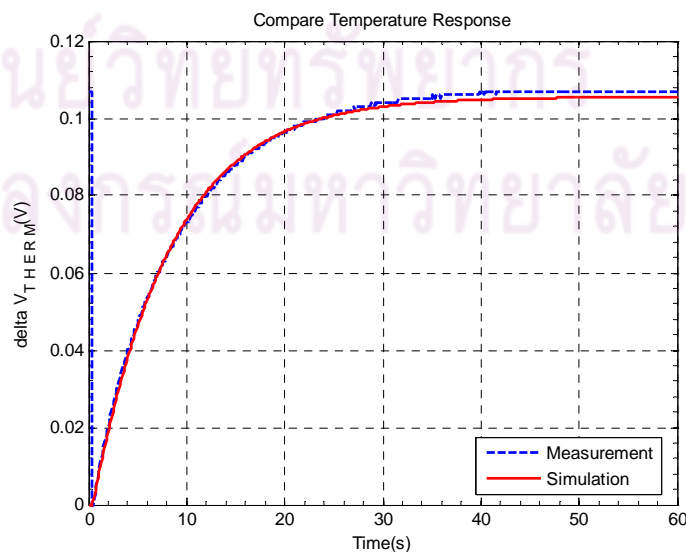
Laser's temperature Simulation



รูปที่ 3.13 แผนภาพการจำลองผลด้วยโปรแกรม Simulink

เมื่อทำการวัดผลการตอบสนองของระบบอุณหภูมิของเลเซอร์เป็นค่า V_{THERM} ด้วยเครื่อง MSO แสดงดังรูปที่ 3.14 ด้วยเส้นประในที่นี่จะวัดออกมาเป็นค่าผลต่างระหว่าง V_{HI} กับ V_{LOW} ของค่าแรงดัน V_{THERM} (ΔV_{THERM}) ซึ่งสัญญาณ $V_{CONTROL}$ ขนาด 1.4 V (V_{LOW}) ถึง 1.5 V (V_{HI}) ทำให้อุณหภูมิของเลเซอร์เปลี่ยนแปลงมีค่า V_{THERM} วัดได้เป็น 0.7 V (V_{LOW}) ถึง 0.8 V (V_{HI}) ซึ่งคิดเป็นอุณหภูมิประมาณ 29°C ถึง 23°C จากการใช้อัตราการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิของเลเซอร์ต่อ V_{THERM} ที่ค่า 14 mV/°C ซึ่งกล่าวในหัวข้อที่ 3.2.1.3 พบว่าการเปลี่ยนค่าแรงดันจาก 0.7 V ไปเป็น 0.8 V อุณหภูมิของเลเซอร์จะเปลี่ยนไปประมาณ $100 \text{ mV} / 14 \text{ mV/}^\circ\text{C} = 7.1 \text{ }^\circ\text{C}$ ซึ่งใกล้เคียงกับผลวัดที่ได้ 6°C ในขณะที่โปรแกรม Simulink ไม่สามารถกำหนดค่า $V_{CONTROL}$ และ V_{THERM} ตามที่ได้กล่าวไป ทำได้เพียงกำหนดเป็นความต่างของระดับสัญญาณขึ้นบันไดของ $V_{CONTROL}$ ($\Delta V_{CONTROL}$) และ V_{THERM} (ΔV_{THERM}) ซึ่งมีขนาด 0.1 V เท่านั้น จากผลการวัดค่า V_{THERM} พบว่าระบบอุณหภูมิของเลเซอร์มีผลการตอบสนองแบบหน่วงเกิน (overdamp) ซึ่งมีการตอบสนองสถานะชั่วขณะค่อยๆ เข้าสู่ผลการตอบสนองในสถานะคงตัว (Steady State Response) ซึ่งใช้เวลาประมาณ 30 วินาที ในการลดอุณหภูมิไปประมาณ 6 °C ในขณะที่การจำลองผลการตอบสนองด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์นั้น เมื่อกำหนดให้โพลในตำแหน่ง p1 และ p2 อยู่ที่ค่า -20 mHz (-0.126 rad) และ -1.2 Hz (-7.54 rad) โดยกำหนดเวลาประวิงให้กับระบบเป็น 0.02 วินาที พบว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ให้ผลตอบสนองใกล้เคียงกับผลการวัดมากที่สุด ดังนั้นฟังก์ชันการส่งผ่านของระบบอุณหภูมิ G_{TEMP} (S) จึงเขียนได้ดังสมการที่ (3.4)

$$G_{TEMP}(s) = \frac{\exp(-0.02S)}{(S + 0.126)(S + 7.54)} \quad (3.4)$$

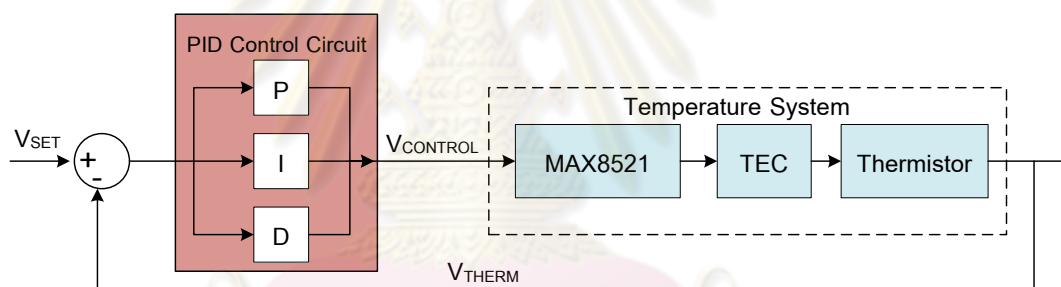


รูปที่ 3.14 เปรียบเทียบการตอบสนองของระบบอุณหภูมิระหว่างผลการวัดกับการจำลอง

3.2.2.2 ฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรรวมควบคุมพีไอดี

เมื่อทราบแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เรียบร้อยแล้ว ในหัวข้อนี้จะเป็นการออกแบบวงจรรวมควบคุมเพื่อชดเชยการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิของระบบ ให้มีความรวดเร็วมากขึ้น โดยใช้การควบคุมแบบป้อนกลับซึ่งมีวงจรรพีไอดีเป็นวงจรรวมควบคุมหลัก

วงจรรวมควบคุมพีไอดีจะทำหน้าที่กำหนดค่า $V_{CONTROL}$ จากผลต่างระหว่าง V_{SET} กับ V_{THERM} ซึ่งเป็นค่าแรงดันสำหรับตั้งอุณหภูมิและอุณหภูมิที่อ่านได้จากเลเซอร์โมดูลตามลำดับ โดยมีการเชื่อมต่อกับระบบอุณหภูมิดังรูปที่ 3.15 วงจรรพีไอดีที่ใช้มีฟังก์ชันการส่งผ่าน $G_{PID}(S)$ โดยทั่วไปดังสมการที่ (3.5) และมีวงจรรวมแสดงดังรูปที่ 3.16 [27] ซึ่งการทำงานของวงจรรพีไอดี สามารถกำหนดได้จากค่าคงที่ K_p , K_i และ K_d เมื่อเชื่อมต่อกับวงจรรพีไอดีกับระบบอุณหภูมิแล้วกำหนดให้ $G_{SYS_OPEN}(S)$ เป็นฟังก์ชันการส่งผ่านแบบวงรอบเปิด (Open Loop) และ $G_{SYS_CLOSE}(S)$ เป็นฟังก์ชันการส่งผ่านแบบวงรอบปิด (Close Loop) ดังสมการที่ (3.6) และ (3.7) ตามลำดับ



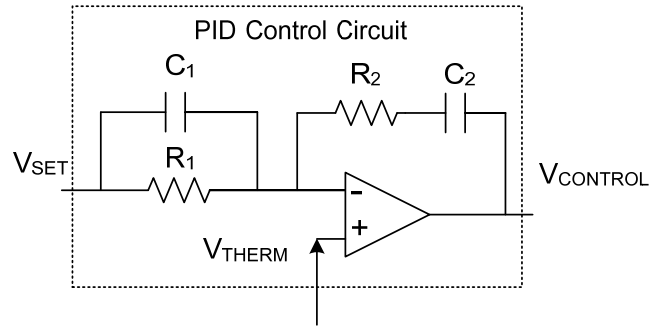
รูปที่ 3.15 แผนภาพการเชื่อมต่อกับวงจรรพีไอดีกับระบบอุณหภูมิของเลเซอร์

$$G_{PID}(s) = \left[K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right] \quad (3.5)$$

$$G_{SYS_OPEN}(s) = \left[K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right] \left[\frac{\exp(-0.02s)}{(s + 0.126)(s + 7.54)} \right] \quad (3.6)$$

$$G_{SYS_CLOSE}(s) = \left[\frac{(K_d s^2 + K_p s + K_i)(\exp(-0.02s))}{s^3 + [7.666 + K_p + K_d]s^2 + (0.948 + K_p)s + K_i} \right] \quad (3.7)$$

โดยที่ K_p คือ อัตราขยายแบบสัดส่วน (proportional gain)
 K_i คือ อัตราขยายแบบปริพันธ์ (integral gain)
 K_d คือ อัตราขยายแบบอนุพันธ์ (derivative gain)



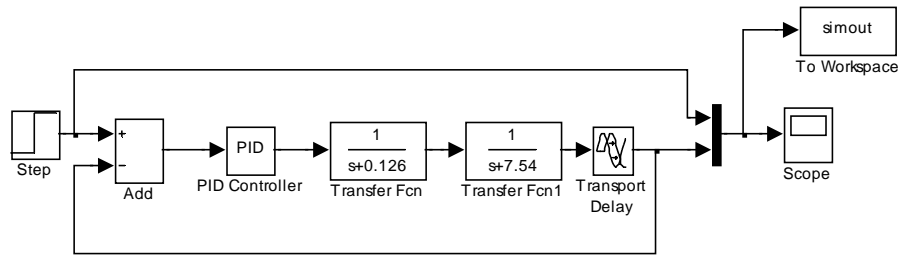
รูปที่ 3.16 วงจรควบคุมพีไอดีที่เลือกใช้

ฟังก์ชันการส่งผ่านของวงจรวอร์ฟี่ไอดีตามสมการที่ (3.5) ประกอบด้วยการควบคุม 3 แบบ คือ (1) การควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional control) (2) การควบคุมแบบปริพันธ์ (Integral control) และ (3) การควบคุมแบบอนุพันธ์ (Derivative control) โดยมีความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ K_p , K_i และ K_D กับองค์ประกอบของวงจรวอร์ฟี่ไอดี ได้แก่ค่า R_1 , R_2 , C_1 และ C_2 ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ความสัมพันธ์ค่า K_p , K_i และ K_D กับองค์ประกอบของวงจรวอร์ฟี่ไอดี

ค่าคงที่ของวงจรวอร์ฟี่ไอดี	ค่าองค์ประกอบของวงจรวอร์ฟี่ไอดี
K_p	$\left(\frac{R_2 + C_1}{R_1 C_2} \right)$
K_i	$\frac{1}{R_1 C_2}$
K_D	$R_2 C_1$

การกำหนดค่า K_p , K_i และ K_D ใช้โปรแกรม Simulink ในการจำลองปรับค่า เช่นเดียวกันกับการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบอนุกรมของเลเซอร์ โดยมีแผนภาพเชื่อมต่อดังรูปที่ 3.17 แต่ในการจำลองนี้จะเป็นการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของวงจรวอร์ฟี่ไอดีเพื่อให้ได้ผลตอบสนองที่เหมาะสม โดยจะจำลองผล 3 กรณี คือ (1) การปรับจูนค่าการควบคุมแบบสัดส่วน (K_p varying), (2) การปรับจูนค่าการควบคุมแบบปริพันธ์ (K_i varying), และ (3) การปรับจูนค่าการควบคุมอนุพันธ์ (K_D varying) ซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.2.2.2.1 ถึง 3.2.2.2.3 ตามลำดับ



รูปที่ 3.17 แผนภาพการจำลองผลของวงจรวจรพีไอดีด้วยโปรแกรม Simulink

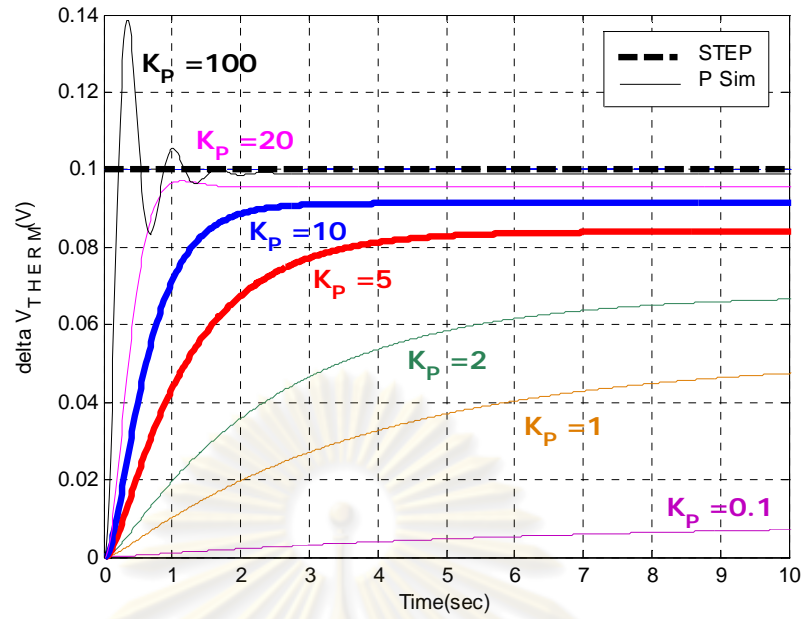
3.2.2.2.1 การปรับจูนค่าการควบคุมแบบสัดส่วน (K_p varying)

การปรับค่า K_p ของวงจรวจรพีไอดีในขณะที่ยังให้ค่า K_i และ K_d เป็น 0 เพื่อศึกษาผลของอัตราขยายที่มีต่อการตอบสนองของระบบอนุกรมหมุมิ ดังนั้นฟังก์ชันการส่งผ่านวงรอบเปิดของวงจรวจรพีไอดีจะลดรูปจากสมการที่ (3.6) เป็นสมการที่ (3.8) และมีฟังก์ชันการส่งผ่านวงรอบปิดดังสมการที่ (3.9)

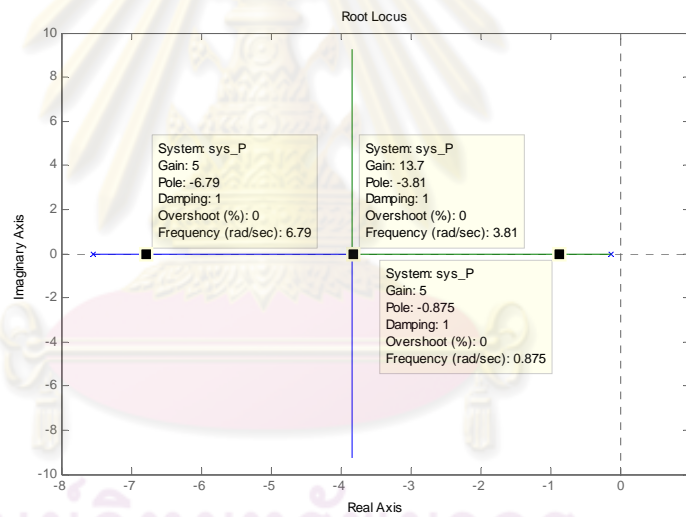
$$G_{SYS_P_OPEN}(s) = [K_P] \left[\frac{\exp(-0.02S)}{(S + 0.126)(S + 7.54)} \right] \quad (3.8)$$

$$G_{SYS_P_CLOSE}(s) = \left[\frac{K_P \exp(-0.02S)}{S^2 + 7.666S + 9.475 + K_P} \right] \quad (3.9)$$

เมื่อทดลองตั้งค่า K_p ให้อยู่ในช่วง $0.1 \leq K_p \leq 100$ พบว่าการตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันไดมีลักษณะเป็นแบบหน่วงเกินในช่วงที่ K_p มีค่า 0.1 ถึง 10 แต่เมื่อ K_p มีค่าตั้งแต่ 20 ขึ้นไปพบว่าเริ่มเกิดสัญญาณพุ่งเกิน (Overshoot) รวมทั้งเริ่มมีการแกว่งของสัญญาณ (Ringing) ดังรูปที่ 3.18 ซึ่งทำให้ระบบมีเสถียรภาพที่แยกลง เมื่อพิจารณาทางเดินของรากของสมการที่ (3.8) ซึ่งเป็นตำแหน่งของโพลของระบบอนุกรมหมุมิของเลเซอร์ เมื่อทำการปรับอัตราขยายวงรอบ (Loop Gain) สำหรับกรณีนี้คือค่า K_p เมื่อปรับค่า K_p ให้สูงขึ้นพบว่า ตำแหน่งของโพลที่ 1 ซึ่งเป็นโพลเด่นชัด (Dominant Pole, DP) เริ่มต้นจาก -20 mHz (-0.126 rad) และตำแหน่งของโพลที่ 2 อยู่ที่ 1 Hz (-7.54 rad) ค่อยๆเลื่อนตำแหน่งเข้าหากันจนกระทั่งที่ความถี่ -0.6 Hz (-3.83 rad) ซึ่งมีค่า K_p เป็น 13.7 จากจุดนี้เป็นต้นไป การเพิ่มค่า K_p จะทำให้ตำแหน่งของโพลมีค่าเป็นจำนวนเชิงซ้อนซึ่งแสดงตำแหน่งของโพลของการปรับค่า K_p แต่ละค่าดังตารางที่ 3.2 ดังนั้นจะทำให้ผลตอบสนองเป็นแบบหน่วงขาด (Underdamp) ดังรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.18 การตอบสนองของระบบควบคุมเชิงเลเซอร์เมื่อปรับค่า K_p



รูปที่ 3.19 ทางเดินรากของระบบควบคุมเมื่อปรับค่า K_p

ตารางที่ 3.2 ตำแหน่งของโพลเมื่อปรับค่า K_p

K_p	Pole 1 (Dominant Pole)	Pole 2
0	-0.126	-7.54
5	-0.263	-6.79
10	-1.9	-5.77
20	$-3.83+2.5i$	$-3.83-2.5i$
100	$-3.83+9.29i$	$-3.83-9.29i$

จากรูปที่ 3.18 พบว่าค่า K_p ที่เหมาะสมมีค่าอยู่ในช่วง 5 ถึง 10 ซึ่งเป็นค่าที่ทำให้ผลตอบสนองของระบบอุณหภูมิมีลักษณะแบบหน่วงเกิน โดยเป็นผลดีต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิของเลเซอร์เพราะ ถ้าอุณหภูมิของเลเซอร์มีการเปลี่ยนแปลงรวดเร็วเกินไปยกตัวอย่างเช่น กรณีของค่า K_p มากกว่า 100 ซึ่งระบบมีการตอบสนองแบบหน่วงขาด อาจจะทำให้เลเซอร์เกิดความเสียหายได้ ดังนั้นจึงเลือกค่า K_p เท่ากับ 5 เพราะใช้เวลาเข้าสู่สถานะคงอยู่ตัวประมาณ 4 วินาที ซึ่งเป็นเวลาที่ไม้อุ่นไม่เร็วจนเกินไปอีกทั้งยังเป็นการทำงานที่คุ้มค่าในกรณีที่ค่า K_p ไม่เพียงพอก็สามารถมาปรับเปลี่ยนได้จน K_p ค่าสูงสุดเท่ากับ 10 โดยที่ระบบยังให้ผลตอบสนองที่เหมาะสม อย่างไรก็ตามผลตอบสนองที่ได้ยังมีความต่างระหว่างอุณหภูมิที่ตั้งค่ากับการตอบสนองของระบบอยู่ ถ้าพิจารณาความผิดพลาดในสถานะคงตัวจากทฤษฎีบทค่าสุดท้าย (Final Value Theorem) ของระบบควบคุม สามารถคำนวณความผิดพลาดในสถานะคงตัว โดยที่มีสัญญาณขาเข้า V_{SET} เป็นสัญญาณขั้นบันไดขนาด 0.1 V ดังสมการที่ (3.10)

$$e(\infty) = \lim_{S \rightarrow 0} \frac{SV_{SET}(S)}{1 + G_{SYS_OPEN}(S)} \quad (3.10)$$

โดยที่ $V_{SET}(S)$ เป็นสัญญาณขั้นบันไดขนาด 0.1 หน่วย ในโดเมนความถี่มีค่า 0.1/S V
 $G_{SYS_OPEN}(S)$ คือ ฟังก์ชันการส่งผ่านของระบบแบบวงรอบเปิด

แทนฟังก์ชันการส่งผ่าน $G_{SYS_P_OPEN}(S)$ ลงในสมการที่ (3.10) จะได้

$$e(\infty) = \lim_{S \rightarrow 0} \frac{S(0.1/S)}{1 + K_p \exp(-0.02S) / ((S + 0.126)(S + 7.54))} \quad (3.11)$$

$$e(\infty) = \frac{0.1}{1 + K_p / (0.553)} \quad (3.12)$$

เมื่อแทนค่า K_p เท่ากับ 5 พบว่าความผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัวระหว่างสัญญาณ V_{SET} กับ V_{THERM} มีค่า 0.01 V ซึ่งใกล้เคียงกับค่า 0.015 V ที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรม Simulink ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.18 ส่วนความผิดพลาดที่เกิดขึ้นนี้สามารถกำจัดได้ด้วยการใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับเข้ามาช่วย

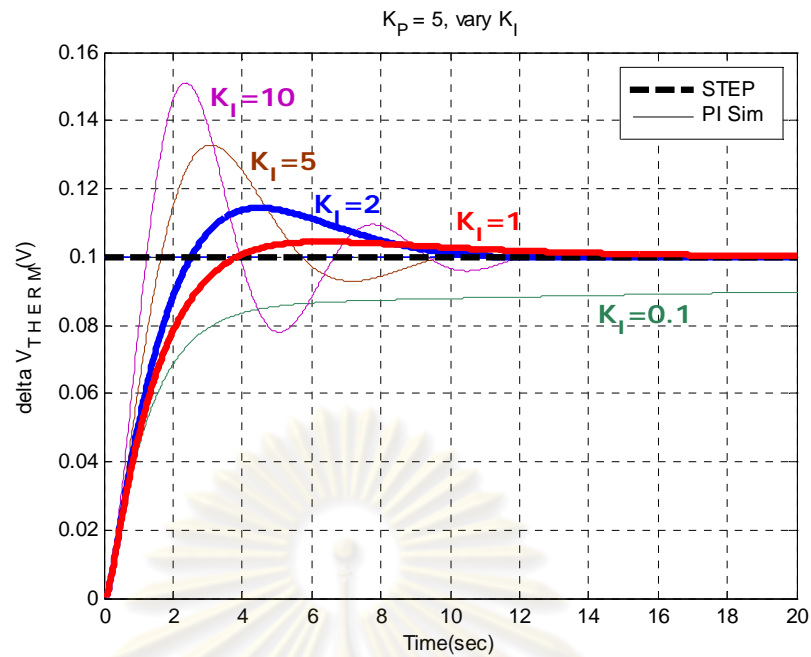
3.2.2.2.2 การปรับจูนค่าการควบคุมแบบปริพันธ์ (K_I varying)

ค่า K_I มีส่วนสำคัญในการกำจัดความผิดพลาดในสถานะคงตัวได้ แต่จะส่งผลกระทบต่อสนองชั่วขณะด้วยเช่นกัน เพราะการควบคุมแบบปริพันธ์เป็นการเพิ่มโพลให้กับระบบ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้งานร่วมกับการควบคุมแบบสัดส่วนด้วย ซึ่งเป็นการเพิ่มโพลและซีโรให้กับระบบ เพื่อให้ระบบมีการตอบสนองที่เหมาะสม ในหัวข้อนี้จะจำลองการปรับค่า K_I ของวงจรวอร์โอดีโดยกำหนดให้ค่า K_p เท่ากับ 5, K_D เท่ากับ 0 และค่าอัตราขยายวงรอบเท่ากับ 1 เมื่อกำหนดพารามิเตอร์ต่างๆ จะได้ฟังก์ชันการส่งผ่านวงรอบเปิดของวงจรวอร์โอดีเป็นดังสมการที่ (3.13) และทำให้ระบบมีฟังก์ชันการส่งผ่านวงรอบปิดดังสมการที่ (3.14)

$$G_{SYS_PI_OPEN}(s) = \left[K_p + \frac{K_I}{s} \right] \left[\frac{\exp(-0.02s)}{(s + 0.126)(s + 7.54)} \right] \quad (3.13)$$

$$G_{SYS_PI_CLOSE}(s) = \left[\frac{K_p(s + K_I / K_p) \exp(-0.02s)}{s^3 + 7.666s^2 + (0.9504 + K_p)s + K_I} \right] \quad (3.14)$$

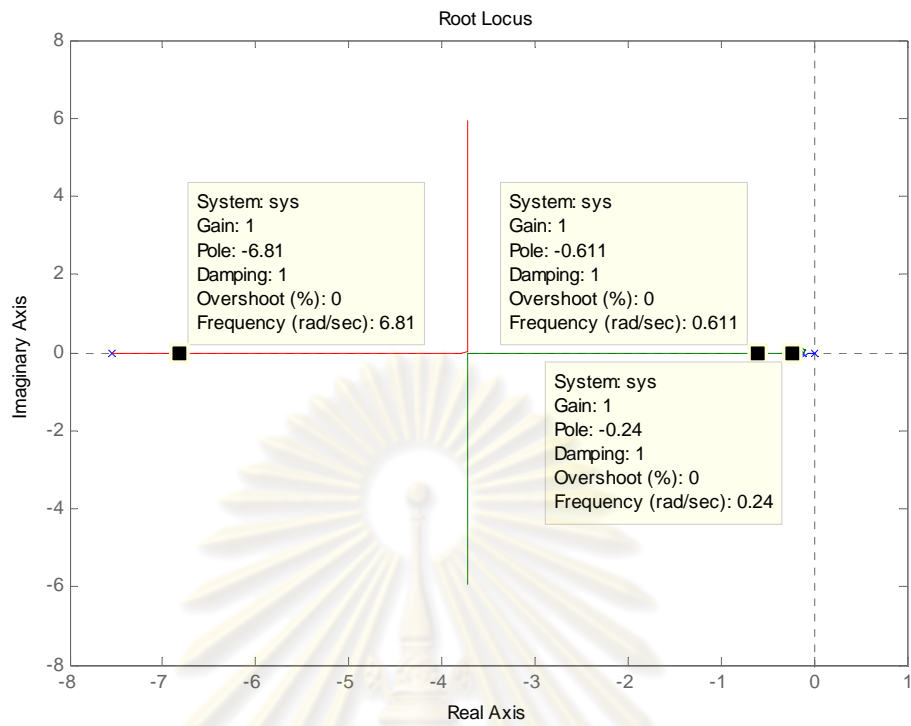
เมื่อทดลองเปลี่ยนค่า K_I ตั้งแต่ 0.1 ถึง 10 พบว่าในช่วงที่ค่า $K_I < 1$ ระบบให้ผลตอบสนองแบบหน่วงเกินดังรูปที่ 3.20 ในขณะที่ค่า $K_I > 1$ ระบบเริ่มให้ผลตอบสนองเป็นแบบหน่วงขาด ซึ่งแสดงผลอย่างชัดเจนเมื่อ K_I มีค่าเท่ากับ 10 ทั้งนี้เป็นเพราะการเปลี่ยนค่า K_I จะส่งผลกระทบต่อตำแหน่งของโพลและซีโรโดยแสดงตำแหน่งแต่ละค่า K_I ดังตารางที่ 3.3 ซึ่งสังเกตได้จากพจน์ของ K_I ในสมการที่ (3.14) เมื่อพิจารณาทางเดินของรากจากสมการที่ (3.13) พบว่าแต่ละค่า K_I จะมีทางเดินของรากแตกต่างกัน สำหรับทางเดินของรากกรณีที่ K_I เท่ากับ 1 แสดงดังรูปที่ 3.21 โพลของระบบอยู่ที่ตำแหน่ง -6.81, -0.611 และ -0.24 rad ที่อัตราขยายวงรอบเท่ากับ 1 ซึ่งโพลทั้งสามตำแหน่งอยู่บนแกนจริงทั้งหมด ดังนั้นจึงทำให้มีผลตอบสนองเป็นแบบหน่วงเกิน แต่สำหรับกรณีที่ K_I เท่ากับ 10 แสดงทางเดินของรากดังรูปที่ 3.22 พบว่าที่อัตราขยายวงรอบเท่ากับ 1 ระบบมีโพลอยู่ที่ตำแหน่ง -0.702, -0.322 ± 1.15i rad ซึ่งทำให้เกิดสัญญาณพุงเกินสูงสุด 41.5 % ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับผลการตอบสนองในรูปที่ 3.20 ซึ่งมีค่าประมาณ 50% ดังนั้นค่า K_I ที่เหมาะสมมีค่าอยู่ในช่วง 1 ถึง 2 ซึ่งมีการตอบสนองในภาวะชั่วขณะเป็นแบบหน่วงเกิน แต่สำหรับค่า K_I เท่ากับ 2 มีผลสัญญาณพุงเกินเล็กน้อย ดังนั้นจึงเลือก K_I เท่ากับ 1 เพื่อเป็นการเผื่อค่าสำหรับกรณีที่ผลตอบสนองของระบบจริงมีการเข้าสู่สถานะคงตัวช้าเกินไป สามารถเพิ่มความเร็วให้ระบบให้เร็วขึ้นโดยการเพิ่ม K_I เป็น 2



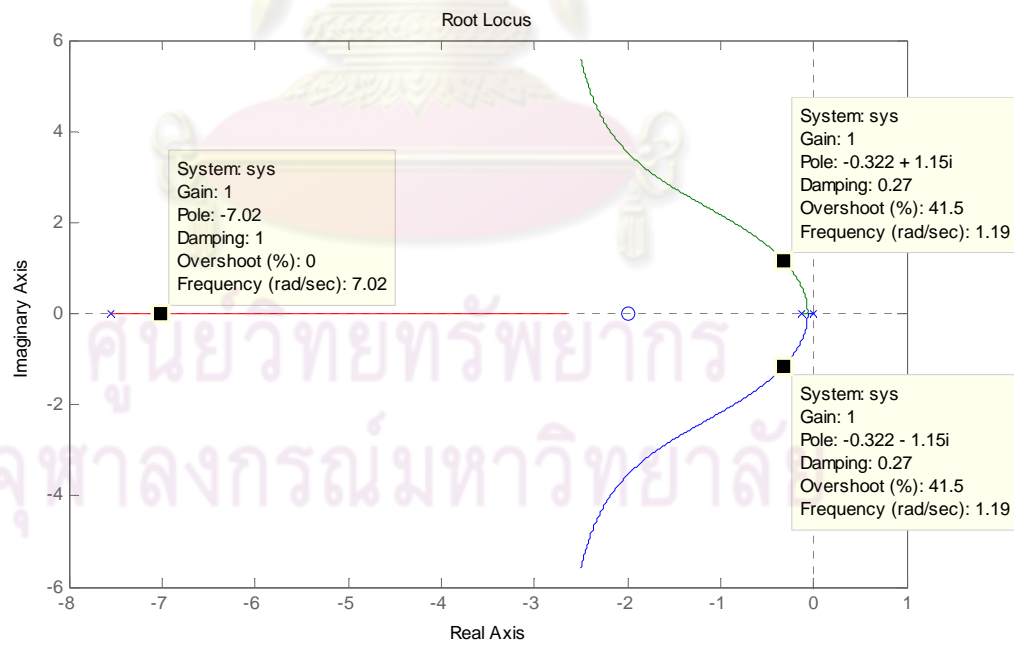
รูปที่ 3.20 การตอบสนองของระบบอนุกรมเมื่อปรับค่า K_i
 ตารางที่ 3.3 ตำแหน่งของโพลและซีโรเมื่อปรับค่า K_i

K_i	Pole 1 (Dominant Pole)	Pole 2	Pole 3	Zero
0	-0.126	-7.54	-	-
0.1	-0.02	-8.56	-0.856	-6.79
1	-0.2	-6.011	-0.611	-6.81
2	-0.1	-0.413-0.349i	-0.413-0.349i	-6.84
5	-1	-3.83-2.5i	-0.378-0.762i	-6.91
10	-2	-3.83-9.29i	-0.322-1.15i	-7.02

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.21 ทางเดินรากของระบบควบคุมหภูมิกรณที่ $K_i=1$, $K_p=5$, $K_D=0$ และ loop gain =1



รูปที่ 3.22 ทางเดินรากของระบบควบคุมหภูมิกรณที่ $K_i=10$, $K_p=5$, $K_D=0$ และ loop gain =1

ความผิดพลาดในสถานะคงตัวสำหรับกรณีการใช้วงจรถบคุมสัดส่วนและวงจรถบคุมแบบปริพันธ์แสดงดังสมการที่ (3.15) โดยแทนฟังก์ชันการส่งผ่าน $G_{SYS_PI_OPEN}(S)$ จากสมการที่ (3.13) ลงในสมการที่ (3.10) โดยแทนค่า V_{SET} เท่ากับ $0.1/S$ พบว่าความผิดพลาดในสถานะคงตัวมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งเป็นผลมาจากโพลที่ใส่เพิ่มเข้ามาจากวงจรถบคุมแบบปริพันธ์

$$e(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{S(0.1/S)}{1 + \left[K_p + \frac{K_I}{S} \right] \left[\frac{\exp(-0.02S)}{(S + 0.126)(S + 7.54)} \right]} = 0 \quad (3.15)$$

3.2.2.2.3 การปรับจูนค่าการควบคุมอนุพันธ์ (K_D varying)

ค่า K_D มีส่วนสำคัญในการแก้ไขผลตอบสนองของสถานะชั่วขณะของระบบให้ดีขึ้น อีกทั้งทำให้ระบบมีเสถียรภาพที่ดีขึ้น เพราะเป็นการเพิ่มซีโรให้กับระบบ ดังนั้นในหัวข้อนี้จะทำการเลือกค่า K_D โดยพิจารณาจากการปรับปรุงผลตอบสนองชั่วขณะของระบบ กรณีที่ระบบมีผลตอบสนองชั่วขณะแบบหน่วงเกิน ซึ่งกำหนดให้ระบบมีค่า K_p เท่ากับ 5, K_I เท่ากับ 0 และค่าอัตราขยายวงรอบเท่ากับ 1 เพื่อพิจารณาผลของการควบคุมแบบสัดส่วนและแบบอนุพันธ์เท่านั้น เมื่อกำหนดพารามิเตอร์ต่างๆจะได้ฟังก์ชันการส่งผ่านวงรอบเปิดของระบบเป็นดังสมการที่ (3.16) และ (3.17) สำหรับวงรอบปิด

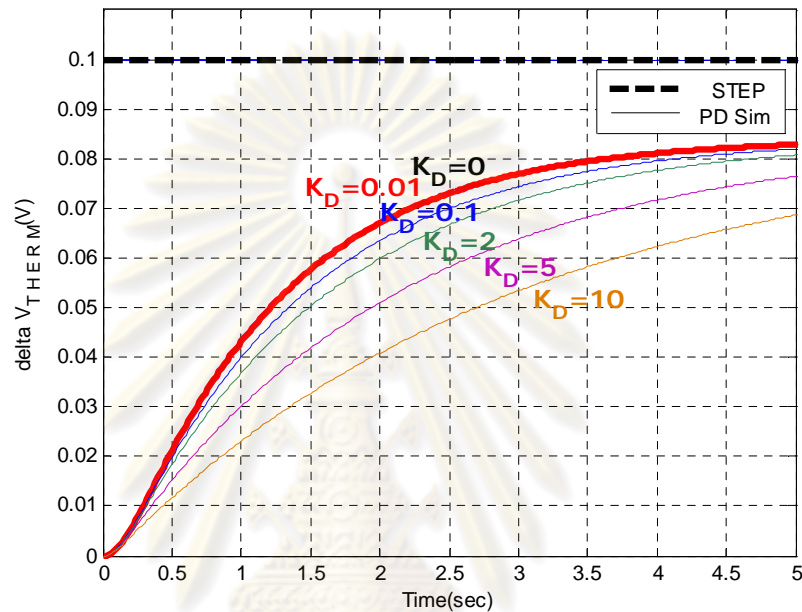
$$G_{SYS_PD_OPEN}(s) = [K_p + K_D S] \left[\frac{\exp(-0.02S)}{(S + 0.126)(S + 7.54)} \right] \quad (3.16)$$

$$G_{SYS_PD_CLOSE}(s) = \left[\frac{(K_D S + K_p) \exp(-0.02S)}{S^2 + [7.666 + K_p + K_D]S + (0.948 + K_p)} \right] \quad (3.17)$$

สำหรับกรณีที่กำหนดค่า K_p เท่ากับ 5 ซึ่งผลการตอบสนองชั่วขณะของระบบเป็นแบบหน่วงเกิน จากนั้นทำการเพิ่มค่า K_D ให้มากขึ้นจาก 0 ไปยัง 5 พบว่าระบบมีการตอบสนองชั่วขณะช้าลงแสดงดังรูปที่ 3.23 เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.18) และตำแหน่งโพล ซีโร ดังตารางที่ 3.4 พบว่าการเพิ่มค่า K_D ทำให้อัตราขยายวงรอบมีค่าเพิ่มมากขึ้นรวมทั้งมีซีโรและโพลลำดับที่ 1 ซึ่งเป็นโพลเด่นชัด (Dominant Pole) เดินทางเข้าสู่แกนจินตภาพมากขึ้นจึงทำให้ระบบตอบสนองช้าลง ส่วนทางเดินของรากมีรูปร่างแตกต่างกันเนื่องจากค่า K_D มีผลต่อการเปลี่ยนค่าทั้งโพลและซีโร ดังนั้นจะยกตัวอย่างเฉพาะกรณีค่า

K_D เท่ากับ 0.01 ซึ่งเป็นกรณีที่วงจรถอบคุมให้ผลตอบสนองได้เร็วที่สุดเมื่อมีการปรับค่า K_D โดยแสดงดังรูปที่ 3.24

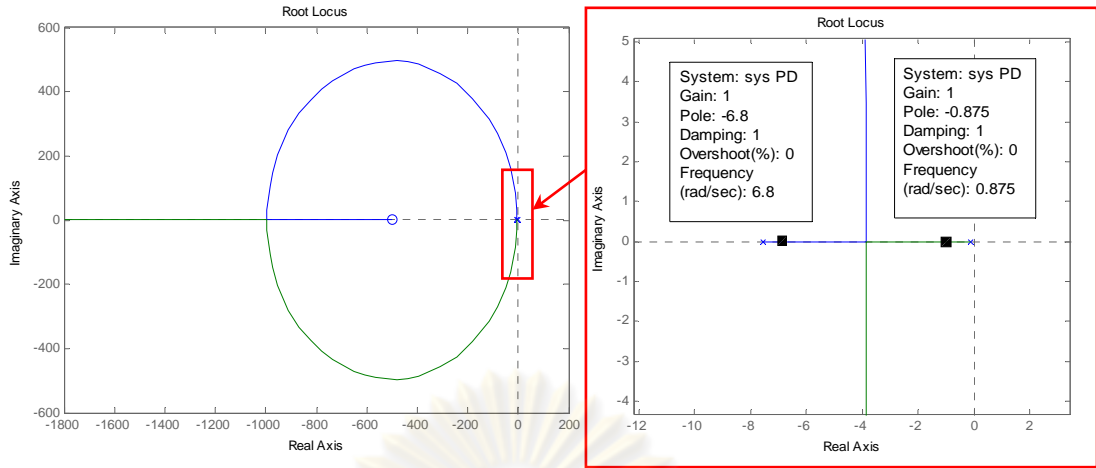
$$G_{SYS_PD_OPEN}(s) = K_D [K_P / K_D + S] \left[\frac{\exp(-0.02S)}{(S + 0.126)(S + 7.54)} \right] \quad (3.18)$$



รูปที่ 3.23 การตอบสนองของระบบอนุกรมเมื่อปรับค่า K_D กรณีระบบตอบสนองแบบหน่วงเกิน

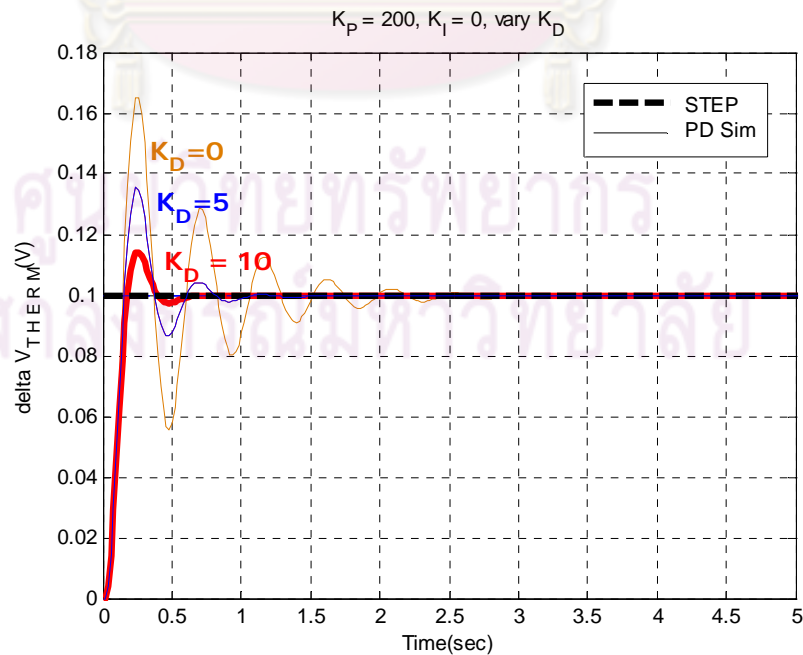
ตารางที่ 3.4 ตำแหน่งของโพลและซีโรเมื่อปรับค่า K_D กรณีระบบตอบสนองแบบหน่วงเกิน

K_D	Pole 1 (Dominant Pole)	Pole 2	Zero
0	-0.876	-6.79	-
0.01	-0.875	-6.8	-500
0.1	-0.861	-6.9	-50
1	-0.752	-7.91	-5
2	-0.660	-9.01	-2.5
5	-0.488	-12.2	-1
10	-0.343	-17.3	-0.5



รูปที่ 3.24 ทางเดินรากของระบบควบคุมหภูมิกรณีนี้ที่ $K_D = 0.01$, $K_p = 5$ และ $K_i = 0$

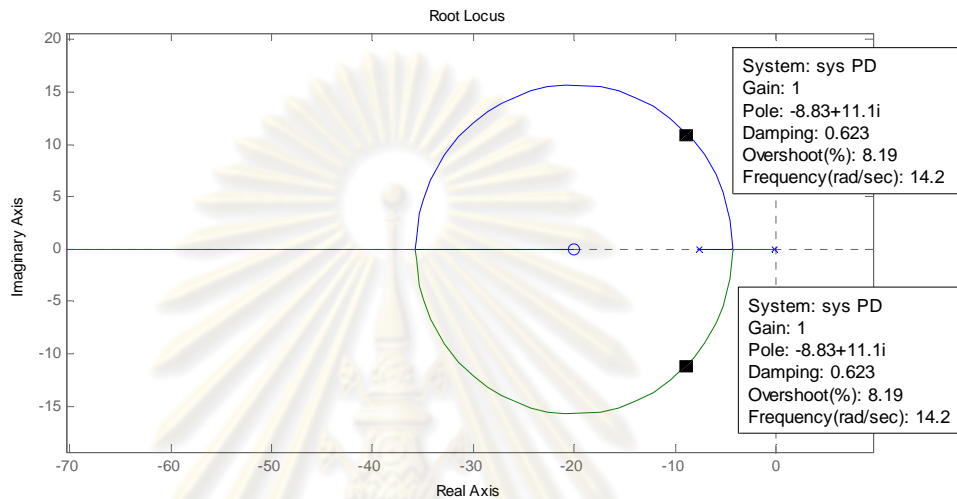
สำหรับกรณีนี้ระบบมีการตอบสนองแบบหน่วงขาด กำหนดค่า K_p เท่ากับ 200 เมื่อทำการเพิ่มค่า K_D มากขึ้นจาก 0 ไปยัง 10 พบว่าระบบมีการตอบสนองชั่วขณะไม่เปลี่ยนแปลงมากนักเพราะระบบมีค่าอัตราขยายวงรอบสูง แต่ระดับของสัญญาณพุ่งเกินลดลงอย่างเห็นได้ชัดเมื่อค่า K_D เพิ่มมากขึ้นดังรูปที่ 3.25 อีกทั้งยังทำให้ระบบเข้าสู่สถานะคงตัวได้เร็วมากขึ้นอีกด้วยทั้งนี้ก็เป็น เพราะโพลตำแหน่งที่ 1 ซึ่งเป็นโพลเด่นชัดมีตำแหน่งออกห่างจากแกนจินตภาพมากขึ้นดังตารางที่ 3.5 และมีทางเดินของรากของกรณีค่า K_D เท่ากับ 10 ดังรูปที่ 3.26 อย่างไรก็ตามสิ่งสำคัญสำหรับการควบคุมกรณีนี้คือ ตัวระบบถ้าระบบไม่สามารถถ่ายเทความร้อนโดยใช้เวลากภายใน 1 วินาทีได้ การกำหนดค่าคงที่ K_p และ K_D สำหรับวงจรควบคุมกรณีนี้จะทำให้ระบบมีการตอบสนองอย่างไรเสียก็ยาก



รูปที่ 3.25 การตอบสนองของระบบควบคุมหภูมิเมื่อปรับค่า K_D กรณีระบบตอบสนองแบบหน่วงขาด

ตารางที่ 3.5 ตำแหน่งของโพลและซีโรเมื่อปรับค่า K_D กรณีระบบตอบสนองแบบหน่วงขาด

K_D	Pole 1 (Dominant Pole)	Pole 2	Zero
0	-3.83+13.6i	-3.83-13.6i	-
5	-6.33+12.7i	-6.33-12.7i	-40
10	-8.84+11.1i	-8.84-11.1i	-20



รูปที่ 3.26 ทางเดินรากของระบบอนุกรมกรณีกฎที่ $K_D = 10$, $K_p = 200$, และ $K_i = 0$

ในความเป็นจริงแล้วระบบการระบายความร้อนของเลเซอร์มีการตอบสนองแบบหน่วงเกิน ซึ่งเห็นได้จากการตอบสนองที่ได้กล่าวไปในหัวข้อที่ 3.2.2.1 ดังนั้นการเลือกใช้งานการควบคุมแบบอนุพันธ์ต้องเลือกค่า K_D สำหรับกรณีที่มีผลตอบสนองแบบหน่วงเกิน ซึ่งต้องกำหนดให้ K_D มีค่าเข้าใกล้ 0 มากที่สุด โดยในที่นี้จะเลือกค่า 0.01 ซึ่งเป็นค่าที่กำหนดโดยองค์ประกอบของวงจรซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อที่ 3.2.2.3

ความผิดพลาดในสถานะคงตัวสำหรับกรณีการใช้วงจรควบคุมสัดส่วนและวงจรถวลแบบอนุพันธ์ คำนวณได้โดยการแทนฟังก์ชันการส่งผ่าน $G_{SYS_PD_OPEN}(S)$ จากสมการที่ (3.16) ลงในสมการที่ (3.10) และแทนค่า V_{SET} เท่ากับ 0.1/S พบว่าค่าผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัวมีค่า 0.016 V ตามสมการที่ (3.19) ซึ่งใกล้เคียงกับค่า 0.018 V ในรูปที่ 3.23 ซึ่งได้จากการจำลองผล ดังนั้นต้องใช้อำนาจการควบคุมแบบปริพันธ์เข้ามาช่วยอีกเช่นกัน

$$e(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{S(0.1/S)}{1 + [K_p + K_D S] \left[\frac{\exp(-0.02S)}{(S + 0.126)(S + 7.54)} \right]} = 0.016 \quad (3.19)$$

3.2.2.3 การคำนวณองค์ประกอบของวงจรควบคุมพีไอดี

เมื่อกำหนดค่าคงที่ K_p และ K_i เท่ากับ 5 และ 1 ได้ตามลำดับแล้ว ในหัวข้อนี้จะแสดงการคำนวณค่าองค์ประกอบของวงจรพีไอดีซึ่งได้เกริ่นไว้ในหัวข้อที่ 3.2.2.2 สามารถคำนวณได้จากความสัมพันธ์ที่ได้กล่าวไว้ดังตารางที่ 3.1

เริ่มต้นจากค่า K_i ซึ่งมีค่าเท่ากับ 1 กำหนดให้ C_2 มีขนาด 10 uF ดังนั้นคำนวณค่า R_1 ได้เป็น

$$R_1 = 1 / (K_i \times C_2) = 1 / (1 \times 10 \mu\text{F}) = 100 \text{ k}\Omega$$

จากนั้นพิจารณาค่า K_p ซึ่งมีค่าเท่ากับ 5 และกำหนดให้สัดส่วนของ C_1 ต่อ C_2 มีค่าน้อยมากจึงสมมติให้เป็น 0 ดังนั้นจะสามารถคำนวณค่า R_2 เป็น

$$R_2 = K_p \times R_1 = 5 \times 100 \text{ k}\Omega = 500 \text{ k}\Omega$$

กำหนด K_D ให้มีค่าเท่ากับ 0.01 จาก R_2 ที่คำนวณได้มีค่า 500 k Ω ดังนั้นสามารถคำนวณค่า C_1 ได้เป็น

$$C_1 = K_D / R_2 = 0.01 / 500 \text{ k}\Omega = 20 \text{ nF}$$

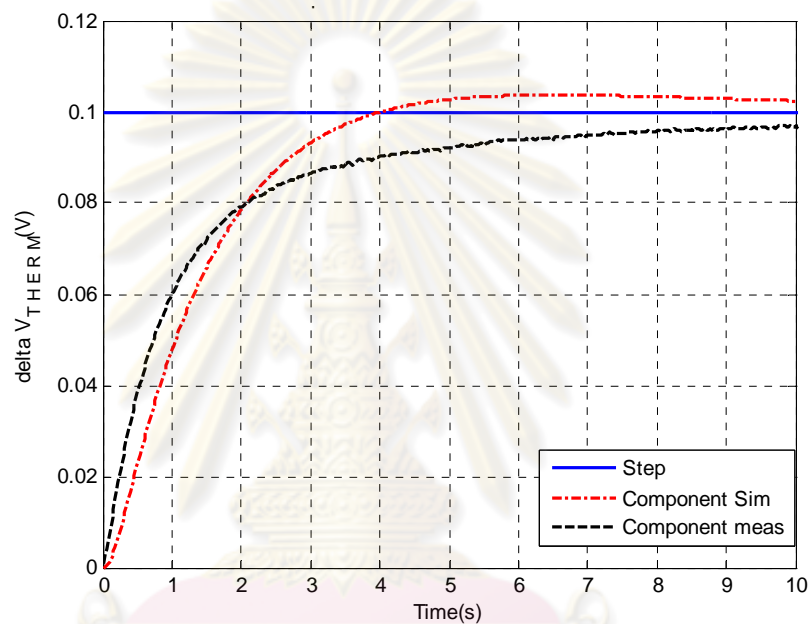
โดยที่องค์ประกอบ R_1 , R_2 , C_1 และ C_2 ที่จัดหาได้มีค่า 100 k Ω , 500 k Ω , 22 nF และ 10 uF ดังนั้นจะทำให้ค่า K_p , K_i และ K_D มีการเปลี่ยนแปลงไปซึ่งสรุปได้ดังตารางที่ 3.6

ตารางที่ 3.6 ค่าคงที่ K_p , K_i และ K_D ที่คำนวณได้จากองค์ประกอบจริง

ค่าคงที่	ตามที่ออกแบบ	ตามองค์ประกอบที่หาได้
K_p	5	$= (500\text{k}/100\text{k} + 22 \text{ n}/10\text{u}) = 5.0022$
K_i	1	$= 1/(100\text{k} \times 10 \text{ u}) = 1$
K_D	0.01	$= (500\text{k} \times 22\text{n}) = 0.011$

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

เมื่อนำค่าคงที่ K_p , K_i และ K_D ที่คำนวณตามองค์ประกอบที่หาได้ มาจำลองผลจะ
 ได้การตอบสนองเป็นเส้นประจุด (Component Sim) ดังรูปที่ 3.27 พบว่ามีความผิดพลาด
 ในสถานะอยู่ตัวเล็กน้อย จากนั้นนำองค์ประกอบที่หาได้มาเชื่อมต่อเป็นวงจรพีไอดีตามรูปที่
 3.16 และทำการวัดผลตอบสนองได้เป็นเส้นประ (Component meas) พบว่าการตอบสนอง
 เข้าสู่สถานะคงตัวช้ากว่าที่ได้ออกแบบไว้ ซึ่งเป็นผลมาจากการที่มีผลของการควบคุมแบบ
 ปริพันธ์ไม่เพียงพอ ดังนั้นจึงลองเพิ่มค่า K_i ให้มีค่ามากขึ้นเป็น 2 แล้วคำนวณองค์ประกอบ
 ของวงจรพีไอดีใหม่อีกครั้ง



รูปที่ 3.27 เปรียบเทียบการตอบสนองของระบบเมื่อกำหนดให้ K_i มีค่าเท่ากับ 1

เมื่อค่า K_i เพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าโดยยังคงค่า C_2 เท่ากับ 10 μF เช่นเดิมดังนั้น R_1 มีค่า

$$R_1 = 1 / (K_i \times C_2) = 1 / (2 \times 10 \mu\text{F}) = 50 \text{ k}\Omega$$

จากนั้นพิจารณาค่า K_p ซึ่งมีค่าเท่ากับ 5 และกำหนดให้สัดส่วนของ C_1 ต่อ C_2 มีค่า
 เป็น 0 เช่นเดียวกับการคำนวณในครั้งแรก คำนวณค่า R_2 ได้ใหม่ได้เป็น

$$R_2 = K_p \times R_1 = 5 \times 50 \text{ k}\Omega = 250 \text{ k}\Omega$$

สุดท้ายกำหนด K_D ให้มีค่าเท่ากับ 0.01 และจากค่า R_2 เท่ากับ 250 $\text{k}\Omega$ ดังนั้น
 สามารถคำนวณค่า C_1 ได้เป็น

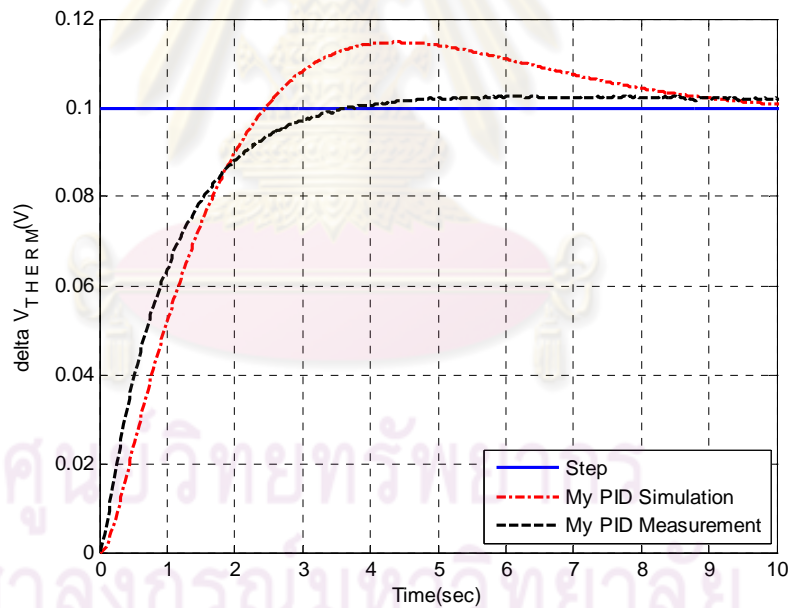
$$C_1 = K_D / R_2 = 0.01 / 250 \text{ k}\Omega = 40 \text{ nF}$$

โดยที่องค์ประกอบ R_1 , R_2 , C_1 และ C_2 ที่จัดหาจริงได้มีค่า 47.5 $\text{k}\Omega$, 243 $\text{k}\Omega$, 47
 nF และ 10 μF ดังนั้นจะทำให้ค่า K_p , K_i และ K_D สรุปลงได้ดังตารางที่ 3.7

ตารางที่ 3.7 ค่าคงที่ K_p , K_i และ K_D ที่คำนวณได้จากองค์ประกอบจริง เมื่อเพิ่ม K_i เป็น 2

ค่าคงที่	ตามทีออกแบบ	ตามองค์ประกอบที่หาได้
K_p	5	$= (243K/47.5K + 47 n/10u) = 5.12$
K_i	2	$= 1/(47.5K \times 10 u) = 2.11$
K_D	0.01	$= (243K \times 47n) = 0.011$

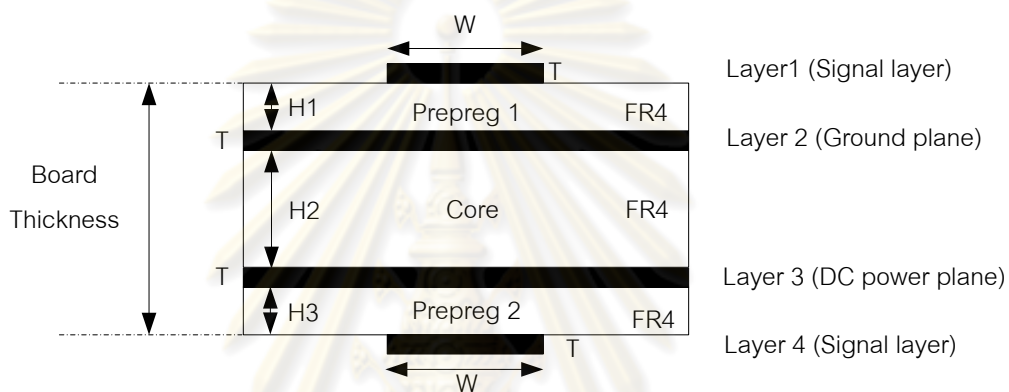
เมื่อนำค่าคงที่ K_p , K_i และ K_D ที่คำนวณตามองค์ประกอบที่หาได้ซึ่งมาจำลองผลจะได้รับการตอบสนองเป็นเส้นประจุด (My PID Simulation) แสดงรูปที่ 3.28 พบว่าระบบให้การตอบสนองชั่วคราวแบบหน่วงขาดที่มีการพุ่งเกินเล็กน้อย แล้วค่อยๆ เข้าสู่สถานะคงตัว จากนั้นนำองค์ประกอบที่หาได้มาเชื่อมต่อเป็นวงจรพีไอดีตามรูปที่ 3.16 และทำการวัดผลตอบสนองได้เป็นเส้นประ (My PID Measurement) พบว่าการเพิ่มค่า K_i จาก 1 เป็น 2 ระบบมีการตอบสนองที่ดีขึ้นมากโดยใช้เวลาเพียง 4 วินาทีในการเข้าสู่สถานะคงตัว เมื่อเทียบกับกรณีที่ K_D เท่ากับ 1 ที่ใช้เวลามากถึง 10 วินาที



รูปที่ 3.28 เปรียบเทียบการตอบสนองของระบบเมื่อกำหนดให้ K_i มีค่าเท่ากับ 2

3.3 การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์อัตราเร็วสูง

การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์สำหรับตัวส่งสัญญาณทางแสงพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมินี้ เลือกใช้แผ่นวงจรพิมพ์ประเภท 4 ชั้น โดยเป็นชั้นทองแดง 4 ชั้นสลับกับชั้นไดอิเล็กตริก 3 ชั้น ดังรูปที่ 3.29 โดยที่ชั้นนำไฟฟ้าประกอบด้วย (1) ชั้นที่ 1 (Layer 1) เป็นชั้นสำหรับเส้นสัญญาณทั่วไปทั้งอัตราเร็วสูงและต่ำ, (2) ชั้นที่ 2 (Layer 2) เป็นชั้นกราวด์ของแผ่นวงจรพิมพ์, (3) ชั้นที่ 3 (Layer 3) เป็นชั้นจ่ายไฟเลี้ยงให้กับองค์ประกอบต่างๆที่ติดอยู่บนแผ่นวงจรพิมพ์ และ (4) ชั้นที่ 4 (Layer 4) เป็นชั้นสำหรับเส้นสัญญาณทั่วไป ซึ่งใช้เป็นเส้นทางเสริมในกรณีที่เส้นสัญญาณทับกันในชั้นที่ 1 ส่วนชั้นไดอิเล็กตริกมีอยู่ด้วยกัน 3 ชั้น คือ (1) Prepreg 1, (2) Core, และ (3) Prepreg 2



รูปที่ 3.29 โครงสร้างของวงจรพิมพ์ประเภท 4 ชั้น

เนื่องจากการส่งสัญญาณข้อมูลอัตราเร็วสูงระดับ 10 Gb/s สิ่งสำคัญที่มีผลกระทบต่อคุณภาพของสัญญาณได้แก่ (1) วัสดุที่เลือกใช้ในการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์ และ (2) การคำนวณอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.3.1 และ 3.3.2 ตามลำดับ

3.3.1 วัสดุที่เลือกใช้ในการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์

วัสดุที่เลือกใช้ในการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์ของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ (1) ตัวนำไฟฟ้า และ (2) ไดอิเล็กตริก โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.3.1.1 และ 3.3.1.2 ตามลำดับ

3.3.1.1 ตัวนำไฟฟ้า

ตัวนำไฟฟ้าที่เลือกใช้บนแผ่นวงจรพิมพ์ส่วนมากแล้วใช้แผ่นทองแดง ซึ่งมีค่าสภาพนำไฟฟ้า (Conductivity) เท่ากับ 5.8×10^7 S/m เนื่องจากมีราคาถูกเมื่อเทียบกับตัวนำไฟฟ้าชนิดอื่น โดยมีหลายขนาดด้วยกัน ได้แก่ 0.5 (หนา 0.7 mil), 1 (หนา 1.4 mil) หรือ 2 oz/ft² (หนา 2.8 mil) เป็นต้น ซึ่งต้องเลือกใช้ให้เหมาะสมกับการใช้งานและตาม

ลักษณะการจ่ายไฟ โดยที่ถ้ายิ่งทองแดงมีขนาดหนาก็จะยิ่งสามารถจ่ายไฟได้ดี แต่ในขณะเดียวกันก็ต้องพิจารณาถึงเรื่องอัตราการสูญเสียที่เพิ่มมากขึ้นด้วยเช่นกัน ดังนั้นการออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ในวิทยานิพนธ์นี้ เลือกใช้ทองแดงหนา 1.4 mil หรือหนัก 1 oz/ft²

3.3.1.2 ไดอิเล็กตริก

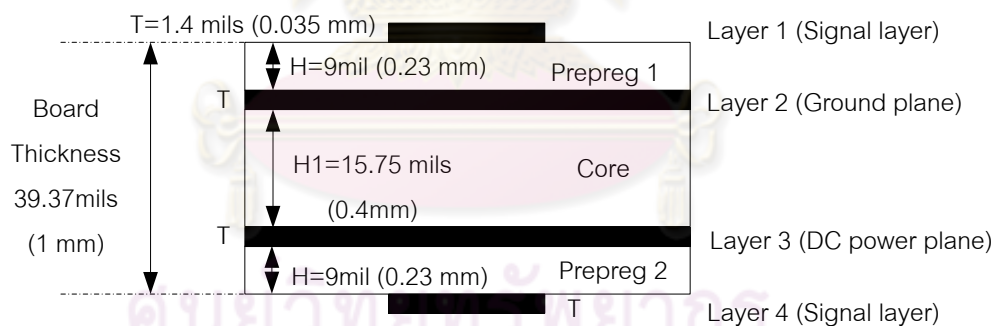
ไดอิเล็กตริกที่นำไปใช้ในการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์ในปัจจุบัน มีหลากหลายชนิด แสดงตัวอย่างดังตารางที่ 3.8 [43] ซึ่งการเลือกประเภทไดอิเล็กตริกไปใช้ต้องคำนึงถึงช่วงความถี่ของงานที่จะนำไปใช้ด้วย เพราะการสูญเสียจะมีมากขึ้นเมื่อใช้งานกับสัญญาณที่มีความถี่สูงขึ้น จากตาราง FR4 ซึ่งมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก 4.4 และค่า loss tangent เท่ากับ 0.015 เป็นไดอิเล็กตริกเพียงชนิดเดียวที่สามารถผลิตได้ภายในประเทศ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้ FR4 ในการออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์

ตารางที่ 3.8 ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกกับค่า loss tangent ของสารไดอิเล็กตริกต่างๆ

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

3.3.2 การคำนวณอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ

การออกแบบลายเส้นสัญญาณข้อมูลอัตราเร็วสูง เริ่มต้นจากการกำหนดความหนาในแต่ละชั้นของแผ่นวงจรพิมพ์ เนื่องจากไดอิเล็กตริกแต่ละชั้นมีเพียงบางความหนาที่โรงงานสามารถผลิตได้จึงถูกจำกัดด้วยค่าเหล่านั้นก่อน จากนั้นจึงค่อยปรับเปลี่ยนความกว้างของลายเส้นสัญญาณ เพื่อคำนวณค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ โดยความหนาของแผ่นวงจรพิมพ์เลือกใช้ความหนาตามมาตรฐาน XFP เนื่องจากเป็นมาตรฐานที่อุตสาหกรรมกำลังนิยมใช้ในการพัฒนาตัวรับส่งสัญญาณทางแสง (Optical Transceiver) มาตรฐานดังกล่าวได้กำหนดให้แผ่นวงจรพิมพ์มีความหนาโดยรวมเท่ากับ 1 mm จากข้อมูลผู้ผลิตแผ่นวงจรพิมพ์ บริษัท PCB TECH มีไดอิเล็กตริกที่เป็นชั้น Core 2 ขนาด คือ 0.4 mm และ 0.6 mm ในขณะที่ชั้น prepreg มีความหนา 2 ขนาด เช่นกัน คือ 0.23 mm (9 mil) และ 0.13 mm (5.07 mil) ดังนั้นเพื่อให้ได้ขนาดโดยรวมตามมาตรฐาน XFP จึงเลือกใช้ไดอิเล็กตริกและทองแดงแสดงดังรูปที่ 3.30 โดยมีไดอิเล็กตริกในส่วนของ core หนา 0.4 mm และในส่วนของ prepreg หนา 0.23 mm (9 mil) ดังนั้นเมื่อรวมกับชั้นนำไฟฟ้าทั้ง 4 ชั้นซึ่งมีความหนา 1.4 mil จะได้แผ่นวงจรพิมพ์มีความหนารวม 39.73 mil หรือประมาณ 1 mm เมื่อกำหนดความหนาเรียบร้อยแล้ว ถัดไปจะเป็นการคำนวณอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยว และแบบผลต่างโดยแต่ละชนิดมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.3.2.1 และ 3.3.2.2 ตามลำดับ

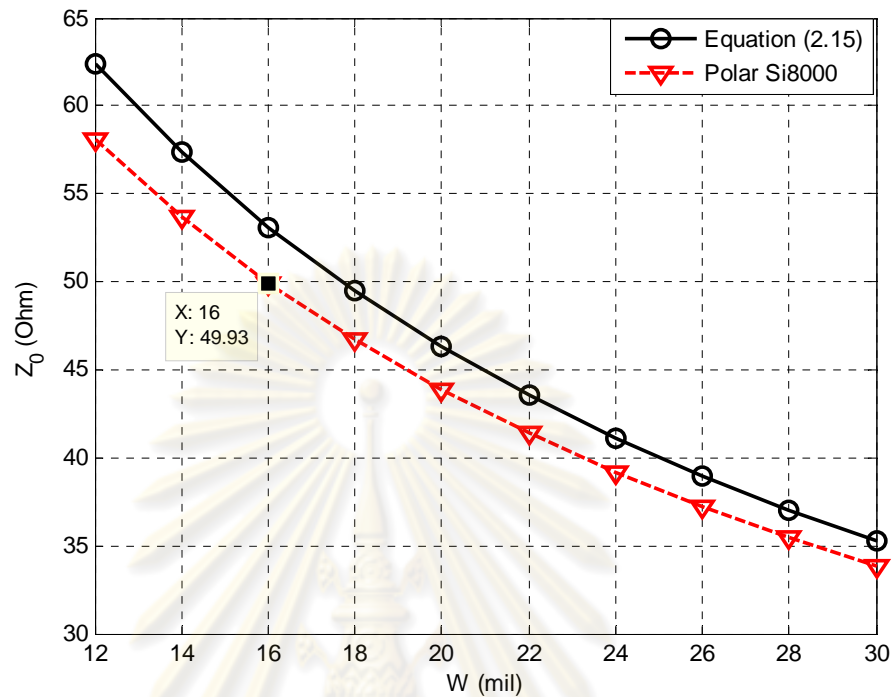


รูปที่ 3.30 แผ่นวงจรพิมพ์ของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ โดยมีความหนาตามมาตรฐาน XFP

3.3.2.1 อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยว

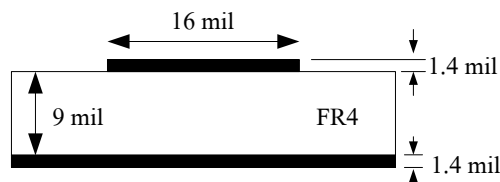
ลายเส้นไมโครสตริปแบบเดี่ยวที่ใช้เป็นลายเส้นของสัญญาณข้อมูลขาออกจากตัวขับมอดูเลเตอร์ ต้องการค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_0) เท่ากับ 50Ω ซึ่งคำนวณหาได้จากการเปลี่ยนความกว้างของเส้นสัญญาณ (W) โดยกำหนดให้ความหนาของชั้นไดอิเล็กตริก (H) เท่ากับ 9 mil, ความหนาของทองแดง (T) เท่ากับ 1.4 mil, ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) ของ FR4 เท่ากับ 4.4 และค่า loss tangent เท่ากับ 0.015 โดยใช้การคำนวณ

จาก 2 แหล่ง คือ (1) สมการที่ (2.15) และ โปรแกรม PolarSi80000 [44] ของบริษัท Polarinstruments จากนั้นนำผลการคำนวณที่ได้มาเปรียบเทียบกัน



รูปที่ 3.31 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Z_0 กับความกว้างของเส้นสัญญาณ (W) ของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยว

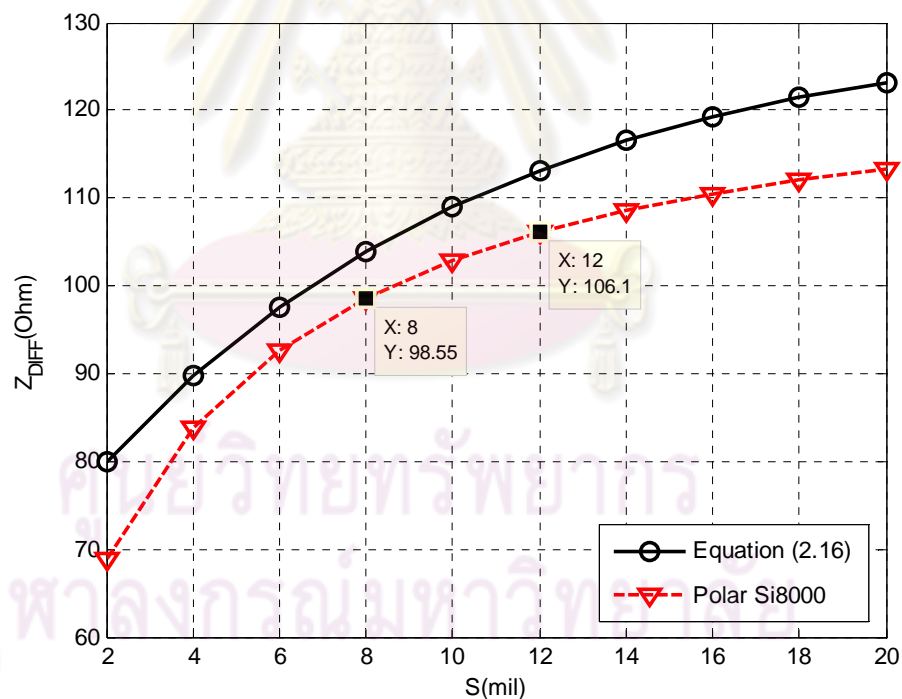
จากการคำนวณทั้ง 2 แหล่งได้ความสัมพันธ์แสดงดังรูปที่ 3.31 จะสังเกตได้ว่าเมื่อเพิ่มค่า W ค่า Z_0 ทั้ง 2 แหล่งมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกัน แต่สมการที่ (2.15) จะให้ค่า Z_0 มากกว่าประมาณ 5 Ω ที่ความกว้างเดียวกัน (W เท่ากับ 12 mil) แต่มีแนวโน้มเข้าใกล้กับค่าที่คำนวณจากโปรแกรมมากขึ้นเมื่อ W มีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นในการออกแบบครั้งนี้ต้องการค่า Z_0 เท่ากับ 50 $\Omega \pm 10\%$ เพื่อความผิดพลาดจากที่เกิดจากการผลิต ดังนั้น ค่า W เท่ากับ 16 mil ซึ่งมีค่า Z_0 เท่ากับ 49.93 Ω ซึ่งคำนวณโดยโปรแกรม Polar Si8000 เป็นค่าที่อยู่กึ่งกลางระหว่างค่า Z_0 ที่ผิดพลาด ดังนั้นจึงออกแบบให้เส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยวมีความกว้างเท่ากับ 16 mil แสดงดังรูปที่ 3.32



รูปที่ 3.32 ภาพตัดขวางของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยวที่ออกแบบ

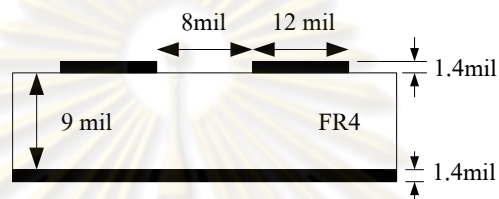
3.3.2.2 อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่าง

เส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่างใช้สำหรับป้อนสัญญาณข้อมูลและสัญญาณนาฬิกาแบบผลต่างเข้าไปยังตัวขับมอดูเลเตอร์ ต้องการค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะแบบผลต่าง (Z_{DIFF}) เท่ากับ 100 Ω ซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์สองตัว ได้แก่ (1) ความกว้างของลายเส้น (W) และ (2) ระยะห่างระหว่างขอบด้านในของเส้นสัญญาณ (S) เนื่องจากความกว้างในแต่ละขาของฐานชิปตัวขับมอดูเลเตอร์ ซึ่งเป็นชิปที่มีแพ็คเกจชนิด Quad Flat No lead (QFN) ขนาด 4mm X 4mm มีขาชิปทั้งหมด 24 ขา แต่ละขามีระยะห่าง 10 mil และมีความกว้าง 10 mil แต่การออกแบบลายเส้นรองรับขาชิป (pad) บนแผ่น PCB จะแนะนำให้ขนาดของลายเส้นรองรับขาชิปกว้าง 12 mil ดังนั้นในการคำนวณ Z_{DIFF} จึงกำหนดให้ W มีค่า 12 mil, ความหนาของชั้นทองแดง (T) เท่ากับ 1.4 mil, ค่าคงที่ได้อิเล็กทริก FR4 เท่ากับ 4.4 และค่า loss tangent เท่ากับ 0.015 จากนั้นจึงคำนวณหาค่า S จากสมการที่ (2.16) และโปรแกรม PolarSi80000 เปรียบเทียบเช่นเดียวกับเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยว



รูปที่ 3.33 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Z_{DIFF} ของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่างกับระยะห่างระหว่างขอบด้านในของเส้นสัญญาณ (S)

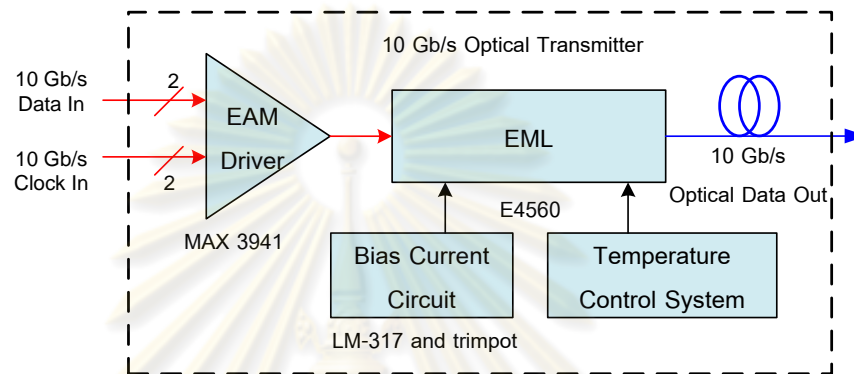
จากการคำนวณทั้ง 2 วิธี จะได้ความสัมพันธ์ของค่า Z_{DIFF} กับ ค่า S ของเส้นสัญญาณ แสดงดังรูปที่ 3.33 โดยที่ทั้งสองกรณีมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกัน โดยที่ยิ่งลายเส้นมีระยะห่างของขอบมากขึ้น ก็จะมีค่า Z_{DIFF} เพิ่มมากขึ้นเช่นกัน ดังนั้นในการออกแบบครั้งนี้ต้องการค่า Z_{DIFF} เท่ากับ $100 \Omega \pm 10\%$ เพื่อความผิดพลาดอันเนื่องมาจากกระบวนการผลิต ดังนั้นกรณีที่มีค่า S เท่ากับ 8 mil และ W เท่ากับ 12 mil ให้ค่า Z_{DIFF} เท่ากับ 98.55Ω ซึ่งคำนวณโดยโปรแกรม Polar SI8000 เป็นค่าที่ต่ำกว่า 100Ω อยู่ 1.5% ซึ่งเป็นค่าที่ยอมรับได้ ดังนั้นจึงออกแบบให้เส้นสัญญาณแบบผลต่างมี S เท่ากับ 8 mil และ W เท่ากับ 12 mil ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.34



รูปที่ 3.34 ภาพตัดขวางของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่างที่ออกแบบ

3.4 การออกแบบลายวงจรของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ

ลายวงจรของตัวส่งสัญญาณทางแสงพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิประกอบด้วย 4 ส่วน คือ (1) ลายวงจรฐานยึด EML, (2) ลายวงจรของวงจรจ่ายกระแสไบแอสเลเซอร์, (3) ลายวงจรของระบบควบคุมอุณหภูมิเลเซอร์ และ (4) ลายวงจรตัวขับ EAM โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.4.1 ถึง 3.4.4 ตามลำดับ แผนภาพการเชื่อมต่อขององค์ประกอบต่างๆ แสดงดังรูปที่ 3.35 และมีลายวงจรทั้งหมดแสดงดังรูปที่ 3.36

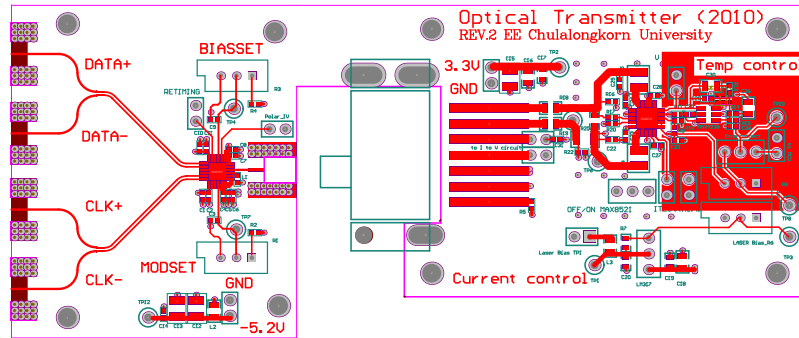


รูปที่ 3.35 การเชื่อมต่อขององค์ประกอบภายในตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ

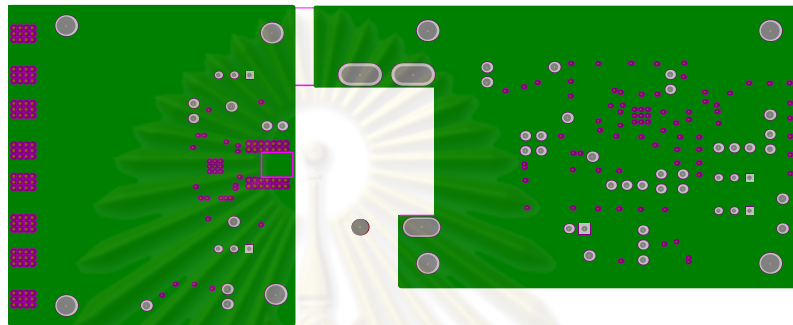
ลายวงจรของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมินี้ ได้ออกแบบบนแผ่นวงจรพิมพ์ โดยมี FR4 เป็นไดอิเล็กตริกและทองแดงเป็นเส้นสัญญาณมีทั้งหมด 4 ชั้น คือ

- Signal Layer (1) เป็นชั้นของลายวงจรสำหรับทุกวงจร
- Ground Plane เป็นชั้นกราวด์ของทั้งบอร์ด
- Power Plane เป็นชั้นไฟเลี้ยงโดยจะแบ่งออกเป็นพื้นที่ย่อยสำหรับไฟเลี้ยงแต่ละค่า ซึ่งได้แก่ ค่าแรงดัน 3.3 V สำหรับเลเซอร์และระบบควบคุมอุณหภูมิเลเซอร์ และค่าแรงดัน -5.2 V สำหรับตัวขับ EAM
- Signal Layer (2) เป็นชั้นสำรองสำหรับเส้นสัญญาณที่อาจวางเส้นทางซ้อนทับกัน จะเวีย (via) ลงมายังชั้นนี้แทน

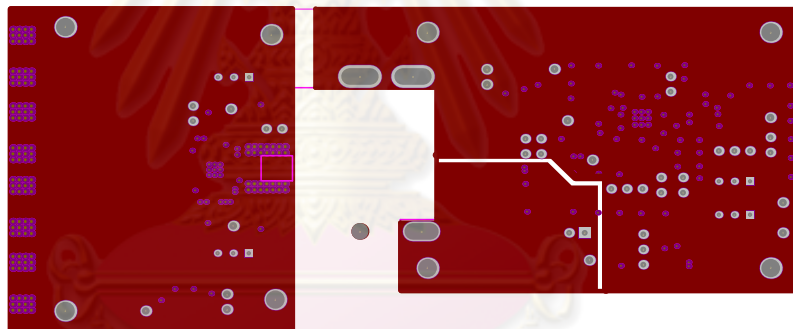
ลายเส้นของแต่ละชั้นที่ได้ออกแบบแสดงดังรูปที่ 3.36 ตามลำดับ



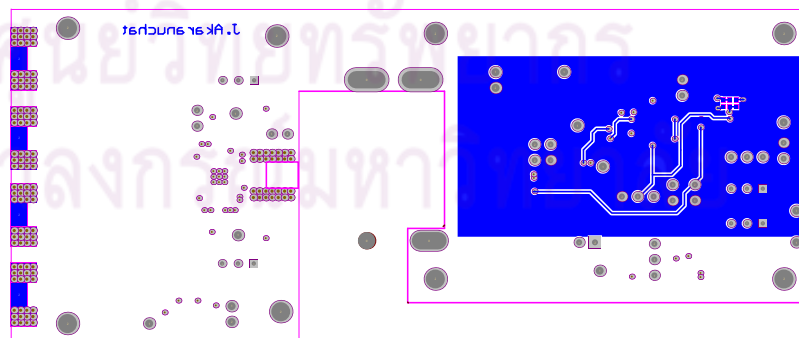
(ก) Signal Layer (1)



(ข) Ground Plane



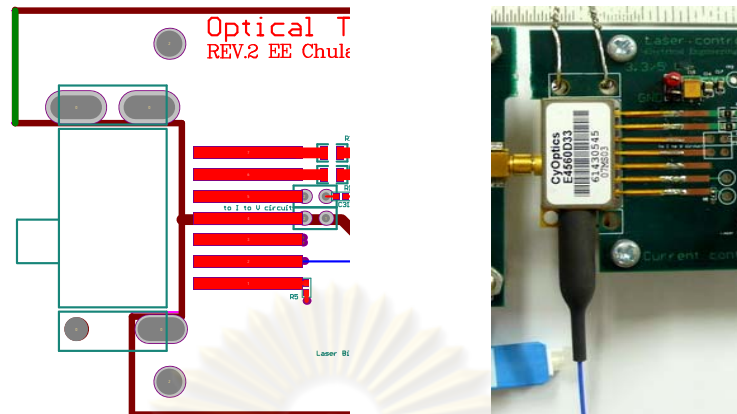
(ค) Power Plane



(ง) Signal Layer (2)

รูปที่ 3.36 ลายวงจรของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ มีทั้งหมด 4 ชั้น คือ (ก) ชั้น Signal Layer (1), (ข) ชั้น Ground Plane, (ค) ชั้น Power Plane และ (ง) Signal Layer (2)

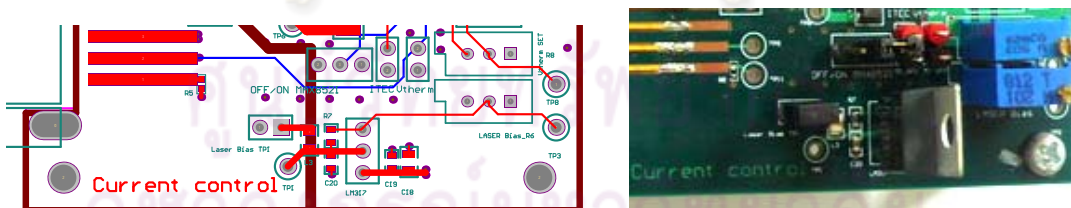
3.4.1 ลายวงจรฐานยึด EML



รูปที่ 3.37 ลายวงจรฐานยึด EML

ลายวงจรสำหรับยึด EML โมดูลแสดงดังรูปที่ 3.37 วงจรส่วนนี้จะทำหน้าที่ยึด EML ให้มีความมั่นคงรวมทั้งมีแพด (pad) สำหรับยึดน็อตและยังเป็นการเชื่อมต่อกับ Ground ให้กับ EML อีกด้วย สำหรับลายวงจรถูกเชื่อมต่อกับ EML นั้นแบ่งออกเป็นสองส่วน คือ (1) ส่วนที่รับสัญญาณข้อมูล RF เข้ามายังมอดูเลเตอร์ผ่านหัวต่อชนิด SMP และ (2) ส่วนที่เป็นสัญญาณ DC เพื่อควบคุมการทำงานของ EML โมดูลมีทั้งหมด 7 ขา ประกอบด้วยขา Thermistor (GND), Thermistor, DFB Laser Anode, Monitor Anode -, Monitor Cathode +, TEC -, และ TEC + โดยแต่ละขามีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.1.1

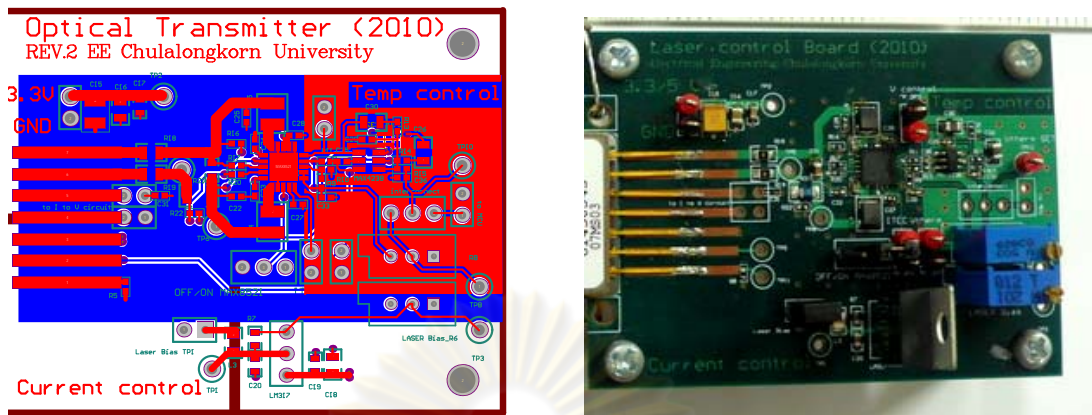
3.4.2 ลายวงจรของวงจรจ่ายกระแสไบแอสเลเซอร์



รูปที่ 3.38 ลายวงจรของวงจรจ่ายกระแสไบแอสเลเซอร์

ลายวงจรของวงจรจ่ายกระแสไบแอสเลเซอร์ แสดงดังรูปที่ 3.38 วงจรนี้ใช้หลักการป้อนกระแสให้กับ EML โดยเพิ่มแรงดันไบแอสไปข้างหน้าจาก Regulator ซึ่งรายละเอียดของวงจรถูกกล่าวในหัวข้อที่ 3.1.2 การจ่ายไฟของวงจรมีไฟจาก Power Plane ค่า 3.3 V ขึ้นมาผ่าน Regulator เพื่อปรับขนาดรวมทั้งความนิ่งของแรงดันและกระแสไบแอสขาออก (50-100 mA) ก่อนที่จ่ายไปยัง Power Plane สำหรับ EML โดยเฉพาะ เพื่อคงระดับความนิ่งของกระแสไบแอส จากนั้น EML จะดึงไฟมาใช้ผ่านขา 3 ซึ่งเป็นขาเลเซอร์แอนโนด

3.4.3 ลายวงจรของระบบควบคุมอุณหภูมิเลเซอร์



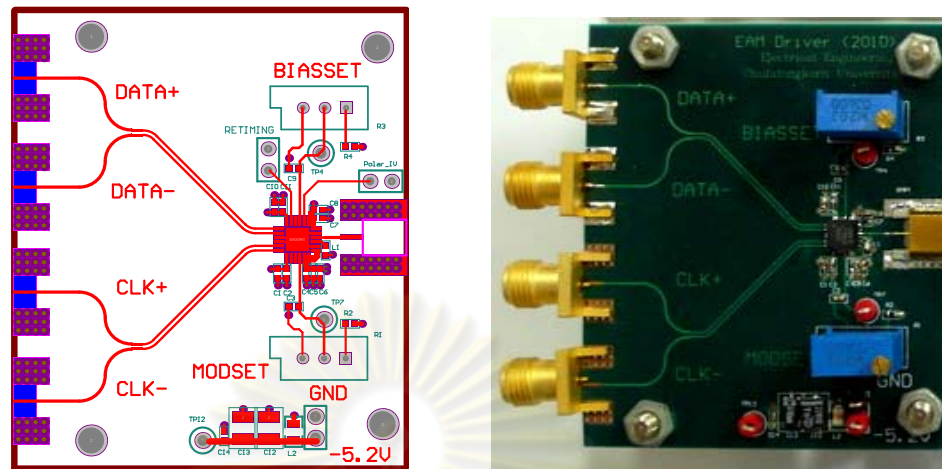
รูปที่ 3.39 ลายวงจรของระบบควบคุมอุณหภูมิของเลเซอร์

ลายวงจรของระบบควบคุมอุณหภูมิเลเซอร์แสดงดังรูปที่ 3.39 วงจรส่วนนี้ทำหน้าที่ควบคุมอุณหภูมิให้กับเลเซอร์ด้วยหลักการควบคุมแบบป้อนกลับ ซึ่งองค์ประกอบและหลักการงานได้กล่าวแล้วในหัวข้อที่ 2.2.2 และ 2.2.3 ตามลำดับ ลายวงจรนี้ประกอบด้วย 2 ส่วนหลัก คือ (1) ลายวงจรควบคุมพีไอดี และ (2) ลายวงจรของตัวขับกระแสสองขั้ว

ในส่วนของลายวงจรพีไอดีมีการเปรียบเทียบผลต่างระหว่างอุณหภูมิที่วัดได้ (V_{THERM}) จากเทอร์มิสเตอร์กับอุณหภูมิที่ตั้งค่า (V_{SET}) โดยจะมีค่าผลต่างอยู่ในระดับ μV ดังนั้นเพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนจากภายนอก จึงมีการทำวงแหวนป้องกัน (Guard Ring) เชื่อมต่อกับชั้นกราวด์ไว้โดยรอบวงจร รวมทั้งส่วนของวงจรอ่านค่าอุณหภูมิจากเทอร์มิสเตอร์ด้วยเช่นกัน

ลายวงจรของตัวขับกระแสสองขั้ว โมดูล MAX8521 จากบริษัท MAXIM เป็นแพ็คเกจชนิด QFN ขนาด $5\text{mm} \times 5\text{mm}$ มีขาชิปทั้งหมด 20 ขา แสดงลายวงจรสำหรับวางชิปดังรูปที่ 3.39 ส่วนรายละเอียดของชิปได้กล่าวแล้วในหัวข้อที่ 3.2.1.4 โดยชิปต้องการแรงดันควบคุม ($V_{CONTROL}$) ซึ่งได้มาจากวงจรควบคุมพีไอดี เพื่อกำหนดการจ่ายกระแสให้กับ TEC โดยจำกัดให้ชิปจ่ายกระแสได้สูงสุดขนาด 1.3 A (สำหรับ I_{TEC+}) และ -0.5 A (สำหรับ I_{TEC-}) ดังนั้นลายเส้นสำหรับการจ่ายกระแส TEC ไปยังขาที่ 6 (TEC+) และ 7 (TEC-) ของ EML โมดูลจึงต้องออกแบบให้มีความกว้างกว่าปกติโดยมีขนาด 50 mil นอกจากนี้เนื่องจากความร้อนที่เกิดขึ้นภายในชิปค่อนข้างสูง ดังนั้นการเวียลายวงจรสำหรับวางชิปลงกราวด์เชื่อมต่อกับวงแหวนป้องกัน ก็เป็นส่วนช่วยในการระบายความร้อนให้กับชิปได้

3.4.4 ลายวงจรตัวขับ EAM

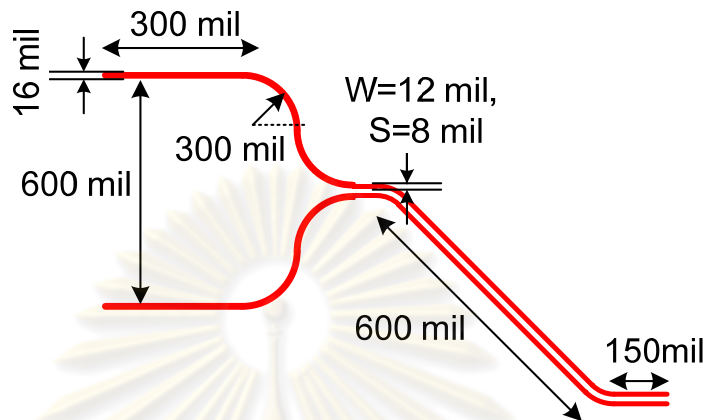


รูปที่ 3.40 ลายวงจรตัวขับ EAM

ลายวงจรตัวขับ EAM แสดงดังรูปที่ 3.40 วงจรส่วนนี้ทำหน้าที่ส่งสัญญาณ RF อัตรา 10 Gb/s ชนิดผลต่างจากเครื่อง BERT เข้ามาทางหัวต่อ SMA ไปยังตัวขับ EAM ชิป MAX3941 โดยเส้นสัญญาณแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ (1) เส้นสัญญาณขาเข้าซึ่งประกอบด้วยเส้นสัญญาณข้อมูล (DATA) และสัญญาณนาฬิกา (CLK) ในส่วนนี้เป็นลายเส้นไมโครสตริปชนิดผลต่าง, และ (2) เส้นสัญญาณข้อมูลขาออกเป็นลายเส้นไมโครสตริปแบบเดี่ยว

ลายเส้นสัญญาณแบบผลต่างที่ออกแบบแสดงดังรูปที่ 3.41 แบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ (1) ลายเส้นสำหรับสัญญาณข้อมูลขาเข้าจากหัวต่อ SMA เนื่องจากหัวต่อ SMA มีขนาดใหญ่จึงทำให้ระยะห่างของลายเส้นสัญญาณข้อมูลบวก (DATA+) กับข้อมูลลบ (DATA-) ห่างกัน 600 mil ก่อนที่จะทำมุมโค้งบรรจบเข้าหากันกลายเป็นลายเส้นในส่วนที่ 2 สำหรับลายเส้นในส่วนที่ 1 นี้เลือกใช้เป็นเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยวกว้าง 16 mil (Z_0 ประมาณ 50 Ω ซึ่งได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 3.3.2.1), และ (2) ส่วนที่สองเป็นลายเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่างกว้าง 12 mil มีระยะห่างขอบด้านใน 8 mil (Z_{DIFF} ประมาณ 100 Ω ตามที่คำนวณไว้ในหัวข้อที่ 3.3.2.2) ทำมุมเฉียง 45 องศา ก่อนจะทำมุมโค้งแล้ววิ่งขนานเข้าสู่ลายวงจรสำหรับวางชิป MAX3941 ซึ่งมีแพ็คเกจเป็นชนิด Quad Flat No lead (QFN) ขนาด 4mm X 4mm มีขาชิปทั้งหมด 24 ขา โดยชิปต้องการสัญญาณข้อมูลและนาฬิกาขาเข้าเป็นสัญญาณแบบผลต่าง (Differential Signal) และให้สัญญาณข้อมูลขาออกเป็นสัญญาณแบบเดี่ยว (Single-Ended Signal) ส่วนรายละเอียดของชิปได้กล่าวแล้วในหัวข้อที่ 3.1.3

โดยลายวงจรสำหรับวางชิปมีความกว้าง pad เท่ากับ 12 mil ดังนั้นการออกแบบลายเส้นผลต่างจึงคงความกว้างของเส้นสัญญาณไว้ที่ 12 mil และเลือกระยะห่างของเส้นสัญญาณให้มีขนาด 8 mil เพื่อให้ได้ค่า Z_{DIFF} ประมาณ 100 Ω



รูปที่ 3.41 เส้นสัญญาณไม่โครสตริบแบบผลต่างที่ออกแบบ

เส้นสัญญาณขาออกจากชิป MAX3941 เลือกใช้เส้นสัญญาณไม่โครสตริบแบบเดี่ยว ตามชนิดสัญญาณขาออกจากชิปแสดงดังรูปที่ 3.42 ประกอบด้วยลายวงจรจากขาชิปกว้าง 12 mil ยาว 50 mil และเส้นสัญญาณไม่โครสตริบแบบเดี่ยวกว้าง 16 mil ยาว 500 mil ซึ่งมีค่า Z_0 เท่ากับ 50 Ω เชื่อมต่อกับหัวต่อ SMP เพื่อส่งสัญญาณจากชิป MAX3941 ไปยังมอดูเลเตอร์

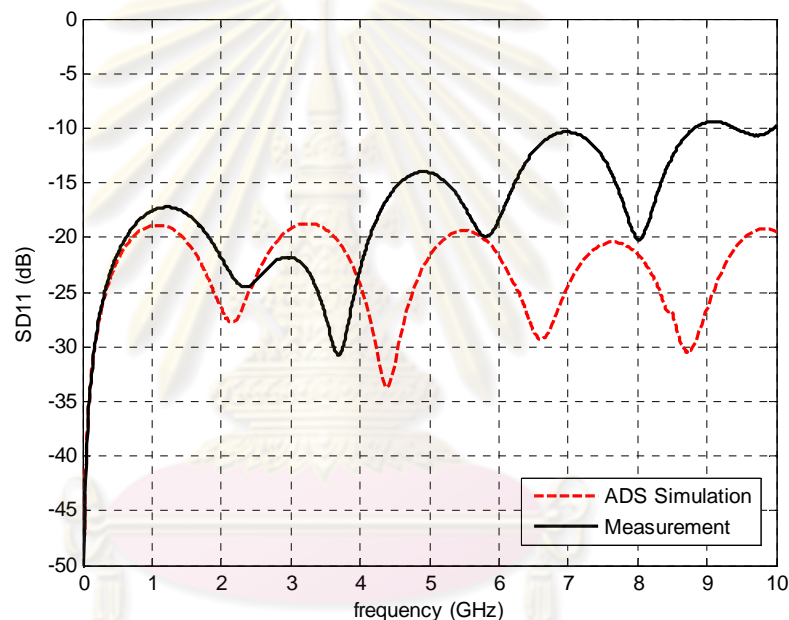


รูปที่ 3.42 เส้นสัญญาณไม่โครสตริบแบบเดี่ยวที่ออกแบบ

การออกแบบลายเส้นสัญญาณในวิทยานิพนธ์นี้ใช้โปรแกรม Advance Design System (ADS) 2009 Update 1 [45] เนื่องจากโปรแกรม ADS เป็นโปรแกรมจำลองผลแบบ 2.5 มิติ ดังนั้นทุกการจำลองผลจะไม่พิจารณาผลของหัวต่อ SMA ที่ใช้สำหรับเชื่อมต่อสัญญาณป้อนเข้าสู่เส้นสัญญาณ การจำลองผลของคุณลักษณะของเส้นสัญญาณทั้งหมด 3 พารามิเตอร์ประกอบด้วย (1) S-parameter, (2) Time-Domain Reflectometer (TDR), และ (3) แผนภาพรูปตา (Eye-diagram) โดยจะแสดงผลการวัดเปรียบเทียบกับ การจำลองผลเฉพาะกรณีของ S-parameter และ TDR ส่วนแผนภาพรูปตาแสดงเฉพาะการจำลองผลเท่านั้น โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.4.4.1 ถึง 3.4.4.3 ตามลำดับ

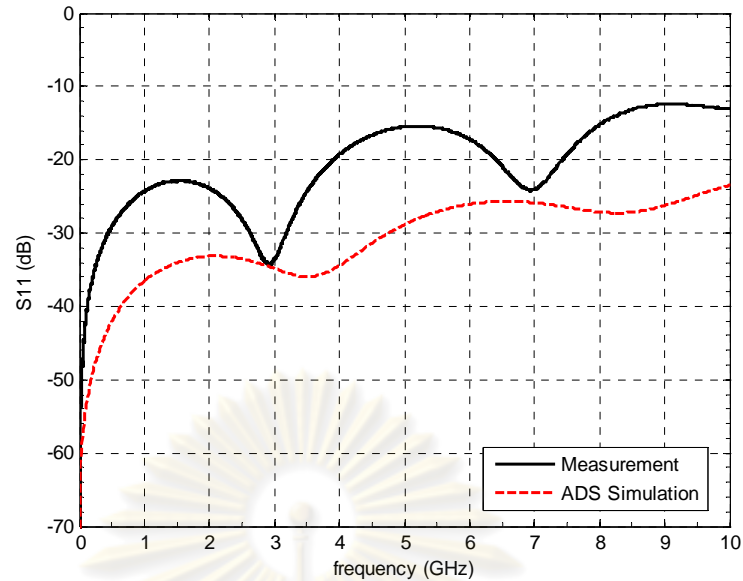
3.4.4.1 S-parameter

ผลการจำลองและผลการวัดการสะท้อนของสัญญาณแบบผลต่าง ค่า SD11 ของเส้นสัญญาณไมโครสตริปชนิดผลต่างแสดงดังรูปที่ 3.43 จากการจำลองผลค่า SD11 มีค่าสูงสุดประมาณ -19 dB ตลอดช่วงความถี่ 10 GHz ในขณะที่ผลการวัดซึ่งวัดผลโดยเครื่อง Network Analyzer Agilent PNA-X รุ่น N5242A ที่มีช่วงแบนด์วิดท์ถึง 26.5 GHz [36] พบว่าค่า SD11 มีแนวโน้มเพิ่มมากขึ้นเมื่อความถี่มากขึ้น โดยมีค่าสูงสุดประมาณ -9 dB ที่ความถี่ 9 GHz ถ้าพิจารณาแบนด์วิดท์ของสัญญาณ 10 Gb/s มีค่าประมาณ 7 GHz ดังในรูปที่ 2.36 พบว่าเส้นสัญญาณนี้มีแบนด์วิดท์ที่กว้างพอที่จะส่งสัญญาณอัตราเร็วดังกล่าวได้



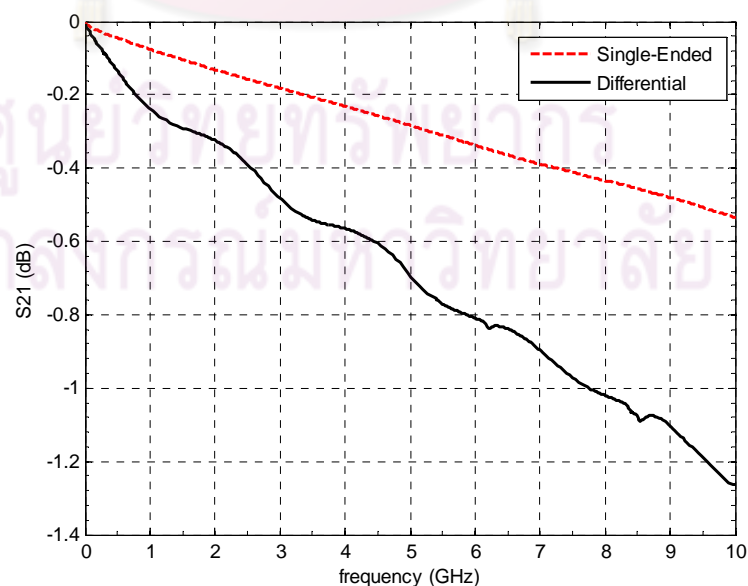
รูปที่ 3.43 เปรียบเทียบการสะท้อนของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่าง (SD11)

ผลการจำลองและผลการวัดการสะท้อนของสัญญาณแบบเดี่ยวค่า S11 ของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยวแสดงดังรูปที่ 3.44 จากการจำลองผลพบว่าค่า S11 มีแนวโน้มเพิ่มขึ้นโดยมีค่าสูงสุด -24 dB ในขณะที่ค่า S11 จากผลการวัดมีแนวโน้มเพิ่มขึ้นเช่นกันแต่จะมีค่าสูงกว่าตลอดช่วงความถี่ 10 GHz โดยที่มีค่า S11 สูงสุดเท่ากับ -11 dB ที่ความถี่ 9 GHz ซึ่งยังเพียงพอต่อแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลขาออก 10 Gb/s ที่มีค่าประมาณ 7 GHz



รูปที่ 3.44 เปรียบเทียบค่าการสะท้อนของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยว (S11)

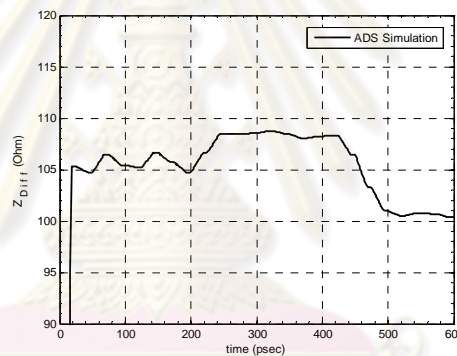
การจำลองการส่งผ่านของสัญญาณ ค่า S21 ของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่างและแบบเดี่ยวแสดงดังรูปที่ 3.45 โดยแสดงเฉพาะการจำลองผลเนื่องจากเส้นสัญญาณมีการบัดกรีเชื่อมต่อกับชิป MAX3941 ดังลายวงจรแสดงดังรูปที่ 3.40 ดังนั้นจึงไม่สามารถวัดค่า S21 ได้ จากการจำลองผลพบว่าค่า S21 ของสายทั้งสอง มีแนวโน้มลดลงตามความถี่ที่เพิ่มขึ้น โดยที่เส้นแบบผลต่างพบว่ามีค่า S21 เท่ากับ -1.3 dB ในขณะที่เส้นแบบเดี่ยวมีค่า -0.55 dB ที่ความถี่ 10 GHz ซึ่งค่า S21 ทั้งสองมีค่ามากกว่า -3 dB ทั้งจึงเพียงพอต่อการส่งสัญญาณข้อมูล 10 Gb/s



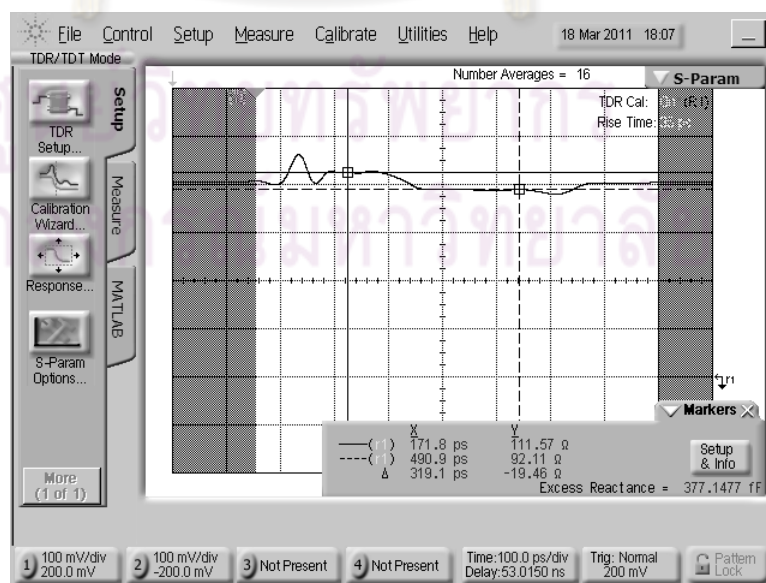
รูปที่ 3.45 ผลการจำลองการส่งผ่านของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยวและแบบผลต่าง

3.4.4.2 TDR

ผลการจำลองจากซอฟต์แวร์ ADS และผลการวัดค่า Z_{DIFF} จากเครื่อง TDR ของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่างแสดงดังรูปที่ 3.46 และ รูปที่ 3.47 ตามลำดับ จากการจำลองพบว่าค่า Z_{DIFF} มีค่าประมาณ 105Ω ซึ่งเป็นช่วงแรกที่เส้นสัญญาณทำมุมโค้งเข้าหากัน เมื่อเข้าสู่ช่วงที่สองซึ่งเป็นลายเส้นแบบผลต่างพบว่าค่า Z_{DIFF} มีค่าประมาณ 108Ω ในขณะที่ผลการวัดจะมีการสะท้อนสัญญาณ อันเนื่องมาจากหัวต่อ SMA ตามตัวอย่างผลการวัดทดสอบหัวต่อ SMA ของบริษัท Gigalane ใน datasheet [46] จากนั้นจะเข้าสู่ช่วงการทำมุมพบว่าค่า Z_{DIFF} ลดลงเหลือประมาณ 112Ω และสุดท้ายเป็นช่วงของเส้นสัญญาณผลต่างซึ่งวัดค่า Z_{DIFF} ได้ประมาณ 92Ω จากผลการวัดพบว่าค่าที่ได้ผิดพลาดไปจากผลการจำลองประมาณ $+6.7\%$ และ -15% สำหรับเส้นสัญญาณผลต่างในช่วงแรกและช่วงที่สองตามลำดับ ส่วนรายละเอียดการวัดค่า Z_{DIFF} ด้วยเครื่อง TDR สามารถศึกษาเพิ่มเติมได้ในภาคผนวก ง. การวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะด้วยเครื่อง TDR

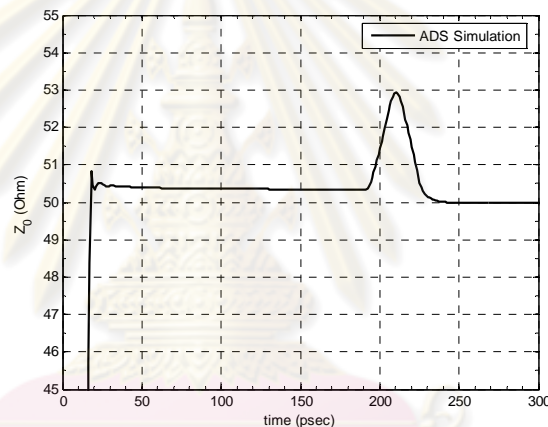


รูปที่ 3.46 การจำลองผล TDR ของลายเส้นไมโครสตริปแบบผลต่าง

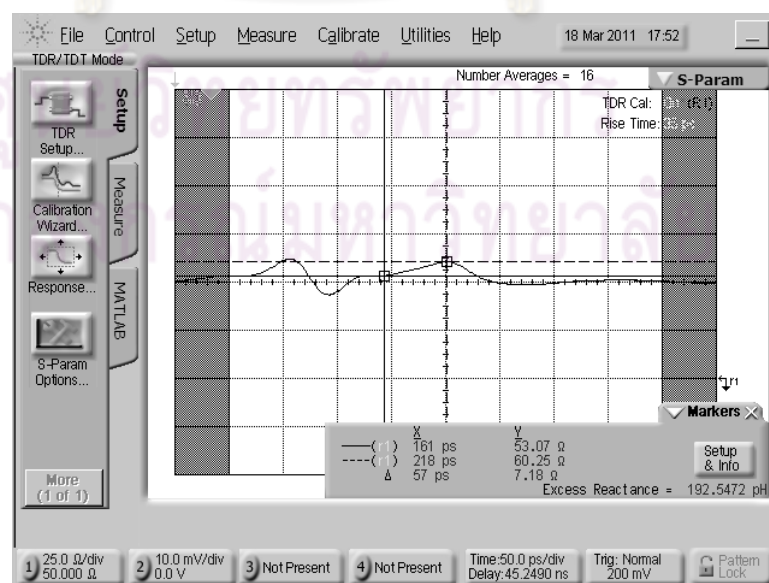


รูปที่ 3.47 ผลการวัด TDR ของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่าง

สำหรับผลการจำลองและผลการวัดค่า Z_0 ของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยวจะทดสอบจากด้านหัวต่อ SMA เข้ามายังขาซีปซึ่งมีค่าความกว้างของเส้นสัญญาณเป็น 16 mil ก่อนและตามด้วย 12 mil แสดงค่า Z_0 ดังรูปที่ 3.48 และ รูปที่ 3.49 ตามลำดับจากการจำลองพบว่าลายเส้นกว้าง 16 mil และ 12 mil มีค่า Z_0 ประมาณ 50.5 Ω และ 53 Ω ตามลำดับ ในขณะที่ผลการวัดจะมีการสะท้อนสัญญาณเช่นเดียวกับเส้นสัญญาณแบบผลต่าง อันเนื่องมาจากหัวต่อ SMA ทำให้ค่า Z_0 เพิ่มขึ้น เมื่อผ่านหัวต่อเข้าสู่เส้นสัญญาณที่มีความกว้าง 16 mil วัดค่า Z_0 ได้ประมาณ 53 Ω และช่วงความกว้าง 12 mil ค่า Z_0 เพิ่มขึ้นเป็น 60 Ω จากผลการวัดพบว่าค่าที่ได้ผิดพลาดจากผลการจำลองประมาณ + 5% สำหรับช่วงลายเส้นกว้าง 16 mil และ +13% สำหรับช่วงลายเส้นกว้าง 12 mil ที่ขาซีป ส่วนรายละเอียดการวัดค่า Z_{DIFF} ด้วยเครื่อง TDR สามารถศึกษาเพิ่มเติมได้ในภาคผนวก ง. การวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะด้วยเครื่อง TDR



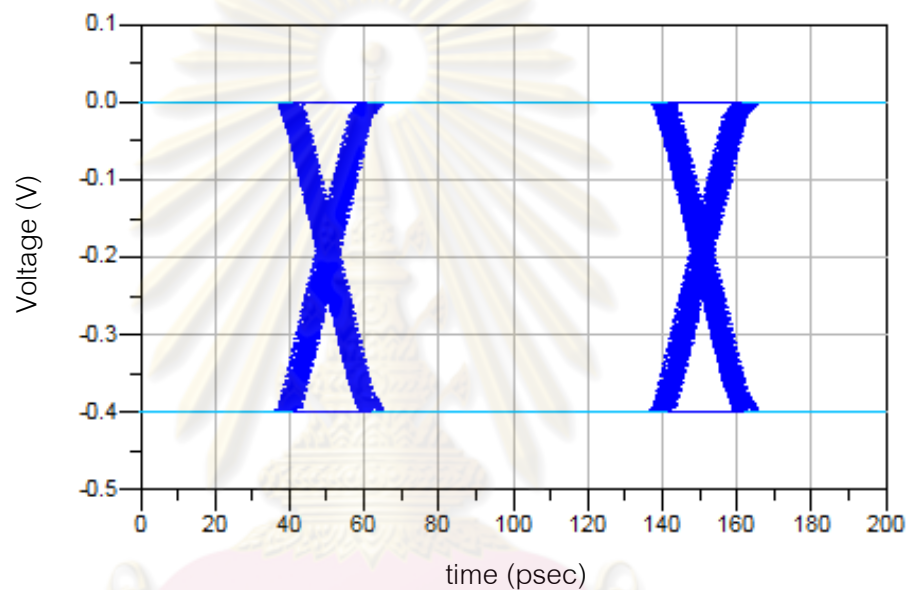
รูปที่ 3.48 การจำลองผล TDR ของลายเส้นไมโครสตริปแบบเดี่ยว



รูปที่ 3.49 ผลการวัด TDR ของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยว

3.4.4.3 Eye-diagram

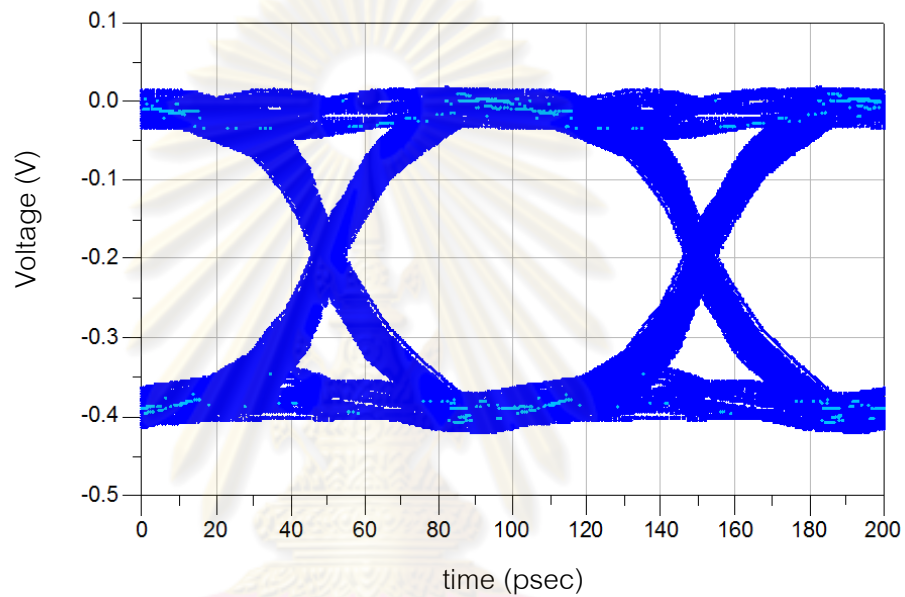
ในหัวข้อนี้จะจำลองการส่งข้อมูลผ่านเส้นสัญญาณที่ออกแบบ เพื่อพิจารณาคุณภาพของสัญญาณหลังจากเดินทางผ่านเส้นสัญญาณที่ได้ออกแบบไว้ จากแผนภาพรูปตาซึ่งเป็นตัวบ่งบอกถึงประสิทธิภาพของเส้นสัญญาณในการส่งผ่านข้อมูล โดยสัญญาณที่ใช้ทดสอบแสดงดังรูปที่ 3.50 เป็นสัญญาณ PRBS 2^7-1 บิต ชนิด CML ขนาดแรงดัน 0.4 V โดยมี V_{HI} เท่ากับ 0 V และ V_{LOW} เท่ากับ -0.4 V อัตรา 9.95328 Gb/s ตามมาตรฐาน OC-192/STM-64



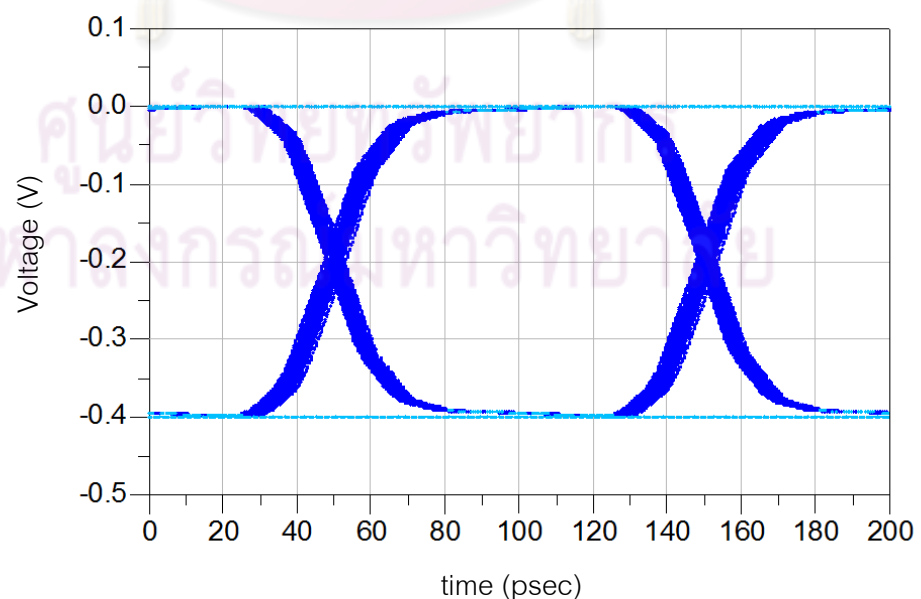
รูปที่ 3.50 แผนภาพรูปตาของสัญญาณข้อมูลในการจำลองผล

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

แผนภาพรูปตาของการจำลองการส่งข้อมูลผ่านเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่างและแบบเดี่ยวแสดงดังรูปที่ 3.51 และรูปที่ 3.52 ตามลำดับ เมื่อพิจารณาแผนภาพรูปตาจากเส้นสัญญาณแบบผลต่าง พบว่าแผนภาพรูปตามีความหนาขึ้นเล็กน้อยแสดงถึงการสะท้อนของสัญญาณที่เกิดขึ้นแต่ยังคงแผนภาพรูปตาให้เปิดกว้างได้ ในขณะที่เส้นสัญญาณแบบเดี่ยวให้ผลที่ตึกกว่าเพราะมีการสะท้อนของสัญญาณน้อยกว่า อย่างไรก็ตามจากแผนภาพรูปตาทั้งสองสรุปได้ว่า เส้นสัญญาณทั้งสองสามารถนำมาใช้ในการส่งสัญญาณข้อมูลอัตราเร็วสูง 10 Gb/s ได้



รูปที่ 3.51 แผนภาพรูปตาขาออกจากเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่าง



รูปที่ 3.52 แผนภาพรูปตาขาออกจากเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยว

บทที่ 4

การทดสอบประสิทธิภาพของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ

การทดสอบประสิทธิภาพของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ แบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ (1) การทดสอบประสิทธิภาพของระบบควบคุมอุณหภูมิ และ (2) การทดสอบระบบ DWDM 3 ช่องสัญญาณ เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบในการส่งข้อมูลบนระบบ DWDM โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 4.1 และ 4.2 ตามลำดับ

4.1 การทดสอบประสิทธิภาพของระบบควบคุมอุณหภูมิ

การทดสอบประสิทธิภาพของระบบควบคุมอุณหภูมิ เป็นการทดสอบความสามารถของวงจรควบคุมพีไอดีที่ได้ทำการออกแบบทางด้าน (1) ความเร็วในการปรับเปลี่ยนอุณหภูมิรวมทั้งความยาวคลื่นของช่องสัญญาณ และ (2) การคงความนิ่งของสเปกตรัมของเลเซอร์ เพราะการรับส่งข้อมูลแบบ DWDM ต้องการความคงที่ของช่องสัญญาณให้เป็นไปตามค่ามาตรฐาน มิฉะนั้นจะก่อให้เกิดปัญหาสัญญาณรบกวนระหว่างช่องสัญญาณได้ (Interchannel Crosstalk)

ในท้ายที่สุดตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมินี้ จะนำไปทดสอบเพื่อส่งข้อมูลแบบ DWDM ระยะห่างช่องสัญญาณ 25 GHz ซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 4.2 แต่เลเซอร์ EML ที่มีอยู่แต่ละมีค่าระยะห่าง 100 GHz (0.8 nm) ดังนั้นถ้าต้องการให้เลเซอร์ระยะห่างช่องสัญญาณ 25 GHz (0.2 nm) จึงต้องปรับเปลี่ยนอุณหภูมิให้กับเลเซอร์ดังกล่าวในแถวขาวสุดของตาราง

ตารางที่ 4.1 การกำหนดช่องสัญญาณให้กับตัวส่งสัญญาณทางแสง

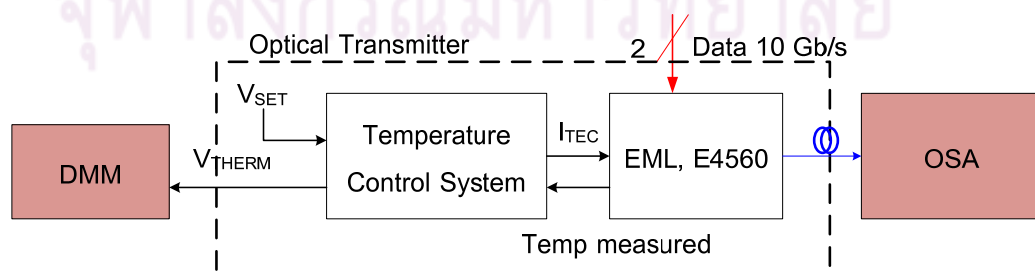
TX	λ In 100 GHz DWDM(nm)	λ in 25 GHz DWDM (nm)	Laser's temp in 100 GHz DWDM (°C)	Laser's temp in 25 GHz DWDM (°C)
1	1550.92	1551.52	30.04	36.87
2	1551.72	1551.72	28.77	28.77
3	1552.52	1551.92	29.12	22.11

จากตารางที่ 4.1 จะสังเกตเห็นได้ว่าเลเซอร์แต่ละตัวทำงานที่อุณหภูมิแตกต่างกัน ดังนั้นจึงต้องทำการทดสอบเสถียรภาพของความยาวคลื่นเลเซอร์ ภายในตัวส่งสัญญาณทางแสงทั้งสามตัวเปรียบเทียบกับค่ามาตรฐาน ITU-T G.692 (Frequency Deviation) ซึ่งกำหนดให้การส่งข้อมูลแบบ DWDM ระยะห่างช่องสัญญาณ 25 GHz ด้วยอัตราข้อมูลแต่ละช่องสัญญาณ 10 Gb/s ต้องมีความยาวคลื่นคลาดเคลื่อนไปจากค่าที่ตั้งไว้ไม่เกิน ± 10 pm [15] ตลอดช่วงเวลาการทำงานของเลเซอร์ ดังนั้นการทดสอบนี้เลเซอร์แต่ละตัวจึงต้องมีการมอดูเลตข้อมูลตลอดเวลา ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ใช้ Bit Error Rate Tester (BERT) เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณข้อมูลทางไฟฟ้าอัตรา 10 Gb/s สำหรับการวัดทดสอบแบ่งได้เป็น 3 ส่วน คือ (1) การวัดความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเทอร์มิสเตอร์กับความยาวคลื่นเลเซอร์, (2) การตั้งค่าอุณหภูมิและความยาวคลื่น, และ (3) การวัดความคลาดเคลื่อนของความยาวคลื่นเลเซอร์ โดยแต่ละขั้นตอนมีรายละเอียดในหัวข้อ 4.1.1 ถึง 4.1.3 ตามลำดับ

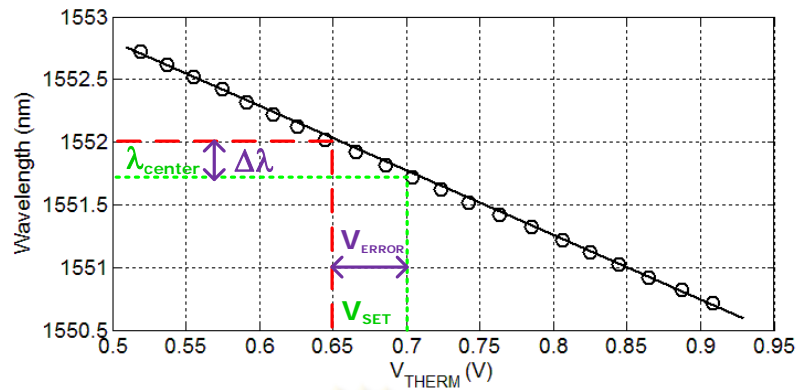
4.1.1 การวัดความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเทอร์มิสเตอร์กับความยาวคลื่นเลเซอร์

การทดสอบนี้มีจุดประสงค์เพื่อนำความสัมพันธ์ที่ได้มาใช้เป็นข้อมูลพื้นฐาน เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของระบบควบคุมอุณหภูมิในการตั้งค่าอุณหภูมิและความยาวคลื่นในหัวข้อที่ 4.1.2 และผลการวัดความคลาดเคลื่อนของความยาวคลื่นเลเซอร์ในหัวข้อที่ 5.3.2 โดยข้อมูลที่จะนำไปใช้นั้นเป็นความชันของกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{THERM} กับ λ

ความสัมพันธ์ระหว่าง V_{THERM} กับ λ วัดได้โดยตั้งค่าอุณหภูมิให้เลเซอร์จากแรงดันตั้งค่า (V_{SET}) ให้ความยาวคลื่นเลื่อนไปจากช่องสัญญาณเดิม (λ_{CENTER}) ± 0.2 nm โดยปรับ V_{SET} ให้ความยาวคลื่นเลื่อนไปค่าละ 0.1 nm เพราะเทอร์มิสเตอร์มีคุณลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นซึ่งได้กล่าวไปในหัวข้อที่ 2.2.2.1 ดังนั้นจึงต้องการบันทึกข้อมูลในช่วงแคบๆที่สามารถประมาณออกมาเป็นเชิงเส้นได้ โดยบันทึกค่า V_{THERM} ด้วยดิจิตอลมัลติมิเตอร์ (Digital Multimeter, DMM) และแสดงสเปกตรัมด้วยเครื่อง OSA ซึ่งมีแผนภาพการเชื่อมต่ออุปกรณ์ดังรูปที่ 4.1 และมีความสัมพันธ์ตัวอย่างระหว่าง V_{THERM} กับ λ แสดงดังรูปที่ 4.2 เมื่อวัดค่าความชันของเส้นกราฟนี้ได้ค่าประมาณ -5 nm/v



รูปที่ 4.1 การวัดความสัมพันธ์ของแรงดันเทอร์มิสเตอร์กับความยาวคลื่นเลเซอร์



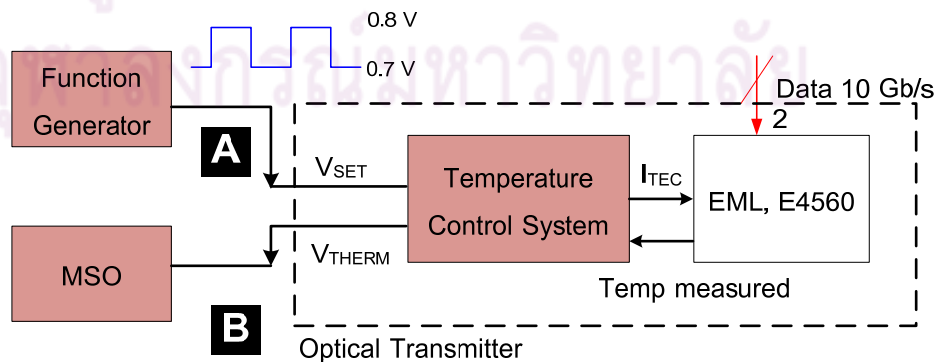
รูปที่ 4.2 ตัวอย่างความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเทอร์มิสเตอร์กับความยาวคลื่น

4.1.2 การตั้งค่าอุณหภูมิและความยาวคลื่น

การวัดทดสอบเพื่อหาความสัมพันธ์ V_{THERM} กับ λ ของเลเซอร์ มีจุดประสงค์เพื่อทดสอบความเร็วและความแม่นยำของวงจรควบคุมอุณหภูมิ ในการทำให้ระบบควบคุมอุณหภูมิตอบสนองตามสัญญาณตั้งค่า (V_{SET}) ได้ โดยมีแผนภาพการเชื่อมต่ออุปกรณ์เพื่อตั้งค่าดังรูปที่ 4.3 ในการทดสอบกำหนดสัญญาณ V_{SET} เป็นสัญญาณขาเข้าชนิดสัญญาณขั้นบันได (Step) ขนาด 0.7 V-0.8 V ที่ตำแหน่ง A เพื่อสังเกตการตอบสนองอุณหภูมิของเลเซอร์จากค่า V_{THERM} ที่ตำแหน่ง B ในการลดและเพิ่มอุณหภูมิ จากสัญญาณ V_{SET} ที่เป็นสัญญาณขั้นบันไดขาขึ้นและขาลง ตามลำดับ โดยรายละเอียดของ V_{SET} มีค่าอุณหภูมิและความยาวคลื่นแสดงตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 รายละเอียดของสัญญาณ V_{SET} ที่ใช้ในการตั้งค่าอุณหภูมิและความยาวคลื่น

V_{SET} (V)	Set Temperature (°C)	Set λ (nm)
0.7	29	1551.72
0.8	23	1551.22



รูปที่ 4.3 แผนภาพการทดสอบการตั้งค่าอุณหภูมิและความยาวคลื่น

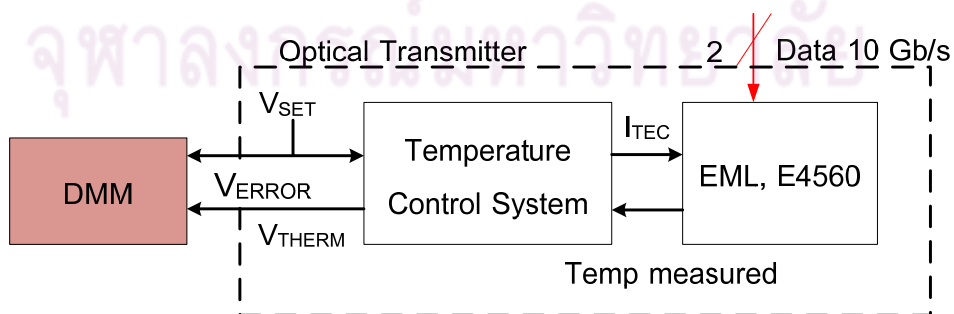
4.1.3 การวัดความคลาดเคลื่อนของความยาวคลื่นเลเซอร์

การทดสอบความคลาดเคลื่อนของความยาวคลื่นเลเซอร์ ($\Delta\lambda$) เป็นการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรควบคุมอุณหภูมิ ในเรื่องเสถียรภาพในการควบคุมความยาวคลื่น เพราะอุณหภูมิจะส่งผลต่อความยาวคลื่นโดยตรงดังรูปที่ 4.2 และมีแผนภาพการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.4 สำหรับค่า $\Delta\lambda(t)$ คำนวณได้ตามสมการที่ (4.1) โดยการนำค่า $V_{ERROR}(t)$ ที่เป็นผลต่างระหว่างอุณหภูมิที่ตั้งค่า กับอุณหภูมิของเลเซอร์แต่ละเวลาที่อยู่ในรูปของแรงดันซึ่งเป็นค่า $V_{SET}(t)$ และ $V_{THERM}(t)$ ตามลำดับ มาคูณกับความชัน ($\frac{d\lambda}{dV}$) ที่คำนวณได้จากความสัมพันธ์ระหว่าง V_{THERM} กับ λ จากหัวข้อที่ 4.1.1 จากนั้นบันทึกค่า $V_{ERROR}(t)$ ต่อเนื่องกันเป็นระยะเวลาช่วงหนึ่งจะสามารถพิจารณาแนวโน้มของค่า $\Delta\lambda$ ได้ ซึ่งค่าดังกล่าวจะสะท้อนเสถียรภาพของวงจรควบคุมอุณหภูมิ

ค่า $\Delta\lambda$ ที่คำนวณได้จะนำมาเปรียบเทียบกับค่ามาตรฐาน ± 10 pm ของ ITU-T G.692 (Frequency Deviation) โดยทดสอบค่า $\Delta\lambda$ ของสามช่องสัญญาณ คือ 1550.92 nm, 1551.72 nm และ 1551.92 nm ทั้งนี้ค่า $\Delta\lambda$ ไม่สามารถวัดได้โดยตรงจากเครื่อง OSA เนื่องจากความละเอียดของเครื่องไม่เพียงพอ (0.06 nm) ซึ่ง $\Delta\lambda$ ของเลเซอร์มีค่าที่ต่ำกว่ามาก

$$\Delta\lambda(t) = V_{ERROR}(t) \times \left(\frac{d\lambda}{dV}\right) \tag{4.1}$$

- โดยที่
- $\Delta\lambda(t)$ คือ ค่าความคลาดเคลื่อนของความยาวคลื่นเลเซอร์แต่ละเวลา
 - $V_{ERROR}(t)$ คือ ผลต่างระหว่าง $V_{SET}(t)$ กับ $V_{THERM}(t)$ แต่ละเวลา
 - $\frac{d\lambda}{dV}$ คือ ความชันของความสัมพันธ์ระหว่าง V_{THERM} กับ λ ในแต่ละช่องสัญญาณ



รูปที่ 4.4 แผนภาพการวัดความคลาดเคลื่อนความยาวคลื่นของเลเซอร์

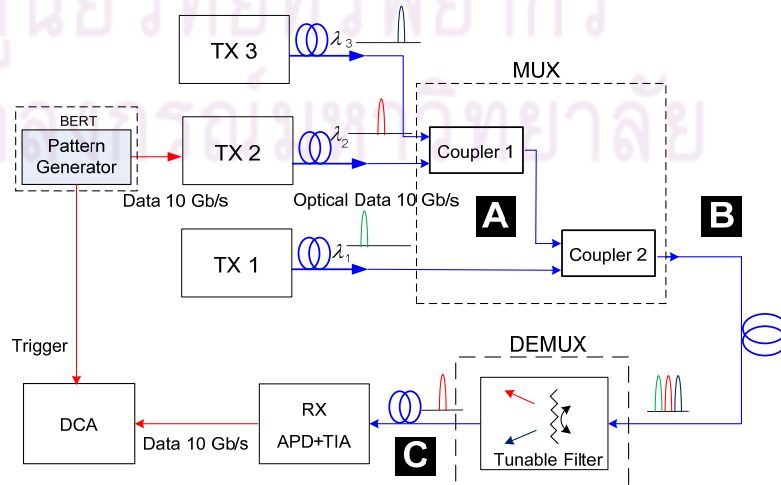
4.2 การทดสอบระบบ DWDM 3 ช่องสัญญาณ

การทดสอบการรับส่งข้อมูลบนระบบ DWDM 3 ช่องสัญญาณระยะห่างช่องสัญญาณ 25 GHz หรือเท่ากับ 0.2 nm ในช่วงความยาวคลื่นประมาณ 1550 nm ซึ่งเป็นระยะห่างที่แคบมากกว่าค่ามาตรฐานที่ใช้กันในปัจจุบันที่ 100 GHz (0.8 nm) และ 50 GHz (0.4 nm) สำหรับช่องสัญญาณที่อยู่ใกล้กันมากขึ้นั้น ตามที่ได้กล่าวไปแล้วจะมีปัญหา Interchannel Crosstalk เกิดขึ้น ดังนั้นทางภาคส่งสัญญาณมีหน้าที่ทำให้ความยาวคลื่นในแต่ละช่องสัญญาณมีความนิ่งมากที่สุด ส่วนทางภาครับจะต้องใช้ตัวแยกสัญญาณทางแสงเป็นเครื่องมือหลักในการจำกัดสัญญาณ Interchannel Crosstalk จากช่องสัญญาณข้างเคียง เพื่อที่จะทำให้ตัวรับสัญญาณทางแสงในแต่ละช่องสัญญาณมีค่าอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate, BER) ที่ดีขึ้น โดยจะแสดงการทดสอบวัดค่า Interchannel Crosstalk และ BER นี้เปรียบเทียบกับระหว่างระบบ DWDM ระยะห่างช่องสัญญาณ 25 GHz กับ 50 GHz ในหัวข้อที่ 5.4.2 และ 5.4.3 ตามลำดับ

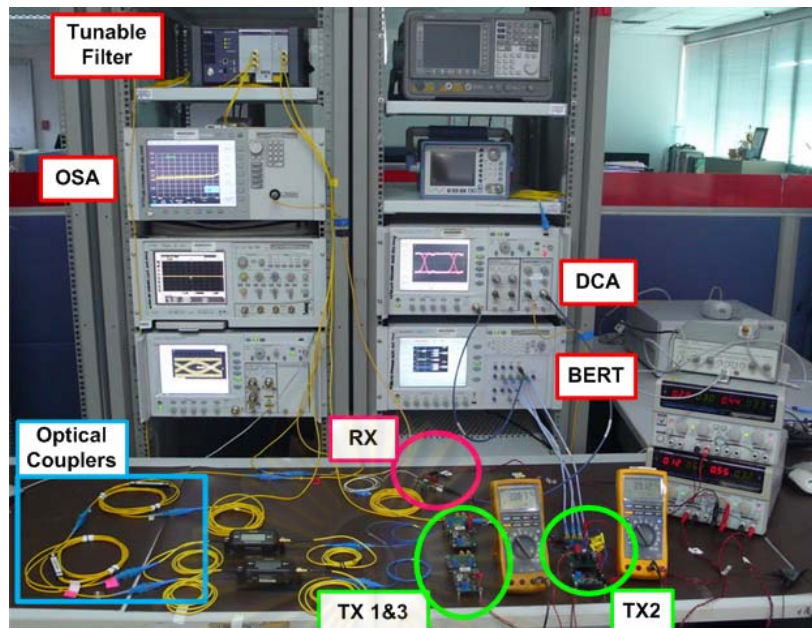
ในการทดสอบระบบ DWDM มีแผนภาพการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.5 และมีการเชื่อมต่อบุคลากรแสดงดังรูปที่ 4.6 ซึ่งแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ (1) ภาคส่ง และ (2) ภาครับ มีรายละเอียดในหัวข้อที่ 4.2.1 และ 4.2.2 ตามลำดับ โดยทั้งสองส่วนเชื่อมต่อกันด้วยเส้นใยนำแสงระยะสั้นๆ

4.2.1 ภาคส่ง

ภาคส่งประกอบด้วย 2 ส่วน คือ (1) ตัวส่งสัญญาณทางแสง และ (2) ตัวรวมสัญญาณทางแสง โดยที่ตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบแต่ละตัวจะมีระบบควบคุมอุณหภูมิเพื่อให้แสงความยาวคลื่นเป็นไปตามช่องสัญญาณ DWDM มาตรฐาน ITU-T G.694.1[8] จากนั้นแสงแต่ละช่องสัญญาณจะถูกมัลติเพล็กซ์รวมกัน ด้วยตัวรวมสัญญาณทางแสงสำหรับในกรณีนี้ คือ ตัวคู่ต่อทางแสง (Fiber Coupler) ซึ่งมีแผนภาพการเชื่อมต่อดังรูปที่ 4.5 โดยแต่ละองค์ประกอบมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 4.2.1.1 และ 4.2.1.2 ตามลำดับ



รูปที่ 4.5 การเชื่อมต่อระบบเพื่อทดสอบการรับส่งข้อมูลบนระบบ DWDM



รูปที่ 4.6 การเชื่อมต่ออุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบการรับส่งข้อมูลบนระบบ DWDM

4.2.1.1 ตัวส่งสัญญาณทางแสง

ตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบที่ใช้ทำการทดสอบบนระบบ DWDM นี้มีทั้งสิ้น 3 ตัว โดยแต่ละตัวมีการปรับความยาวคลื่นไว้ที่ 1551.52 nm (TX1), 1551.72 nm (TX2) และ 1551.92 nm (TX3) สำหรับระบบ 25 GHz DWDM ส่วนระบบ 50 GHz DWDM จะตั้งความยาวคลื่นไว้ที่ 1551.32 nm (TX1), 1551.72 nm (TX2) และ 1552.12 nm (TX3)

เนื่องจากมีแหล่งกำเนิดข้อมูลทางไฟฟ้าจากเครื่อง BERT เพียงตัวเดียวจึงทำการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลทางไฟฟ้า 10 Gb/s เฉพาะความยาวคลื่น 1551.72 nm ซึ่งเป็นช่องสัญญาณกลาง เพื่อศึกษาการรบกวนจากสองช่องสัญญาณข้างเคียง โดยสัญญาณข้อมูลจากเครื่อง BERT ใช้เป็นสัญญาณแบบผลต่าง CML ที่มีรูปแบบข้อมูลเป็นลำดับข้อมูลสุ่มเทียม (Pseudo-Random Binary Sequence, PRBS) $2^{31}-1$ polynomial

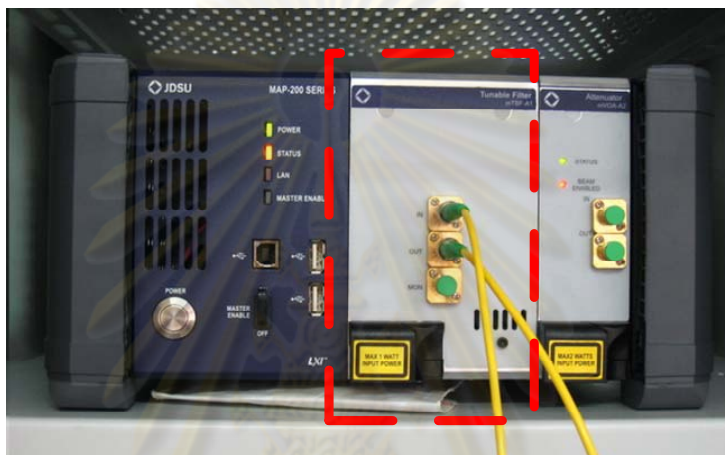
4.2.1.2 ตัวรวมสัญญาณทางแสง

ตัวรวมสัญญาณทางแสงเลือกใช้เป็นตัวคู่ต่อทางแสง (Fiber Coupler) ซึ่งเป็นชนิด 2X1 คือ จะรวมสัญญาณแสงขาเข้าสองช่องสัญญาณเข้าด้วยกันออกเป็นสัญญาณแสงรวมกันพอร์ตเดียว โดยมีข้อดี คือ สามารถรวมสัญญาณแสงที่มีระยะห่างช่องสัญญาณใดๆ ได้ ในการทดสอบระบบ DWDM นี้ใช้ตัวคู่ต่อทางแสงจำนวน 2 ตัว โดยตัวแรกจะรวมแสงช่องสัญญาณ TX3 กับ TX2 และตัวคู่ต่อทางแสงตัวที่สองจะรวมช่องสัญญาณ TX1 กับสองช่องสัญญาณแรกได้เป็นแสง DWDM 3 ช่องสัญญาณ

4.2.2 ภาครับ

ภาครับประกอบด้วย 2 ส่วน คือ (1) ตัวแยกสัญญาณทางแสง และ (2) ตัวรับสัญญาณทางแสงแสดงแผนภาพการเชื่อมต่อดังรูปที่ 4.5 แต่ละส่วนมีรายละเอียดในหัวข้อ 4.2.2.1 และ 4.2.2.2ตามลำดับ ตัวแยกสัญญาณทางแสงเป็นตัวกรองสัญญาณแสงแบบปรับได้ (Tunable Filter) ซึ่งจะแยกเฉพาะช่องสัญญาณ 1551.72 nm ออกมา จากนั้นข้อมูลจะถูกตรวจจับด้วยตัวรับสัญญาณทางแสงที่มีตัวตรวจจับแสงชนิด APD อยู่ภายใน

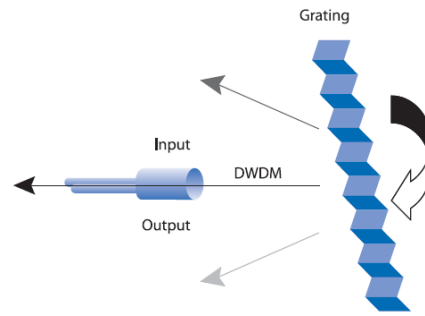
4.2.2.1 ตัวแยกสัญญาณทางแสง



รูปที่ 4.7 ตัวกรองสัญญาณทางแสงแบบปรับได้โมดูล mTVF-A1 โมเดล G ของบริษัท JDSU

ตัวแยกสัญญาณทางแสงที่เลือกใช้เป็นตัวกรองสัญญาณทางแสงแบบปรับได้ (Tunable Filter) โมดูล mTVF-A1 โมเดล G อยู่ภายในแพลตฟอร์ม MAP-200 ของบริษัท JDSU แสดงดังรูปที่ 4.7 โมดูลนี้สามารถแยกสัญญาณทางแสงที่มีความยาวคลื่นอยู่ในช่วง 1420 nm ถึง 1630 nm ได้ โดยใช้หลักการทำมุมของเกรตติงซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.8 [47] เพื่อสะท้อนความยาวคลื่นต่างๆ ตามที่ต้องการออกมา

โมดูล mTVF-A1 มีคุณลักษณะการสะท้อนสัญญาณทางแสงเป็นการกระจายแบบเกาส์เซียน โดยมีค่า -3 dB แบนด์วิดท์ $0.25 \text{ nm} \pm 15\%$ ซึ่งแคบพอที่จะแยกสัญญาณทางแสงแบบ DWDM ซึ่งมีระยะห่าง 25 GHz หรือ 0.2 nm ได้ โดยที่ Tunable Filter นี้มีค่า Insertion Loss อย่างน้อย 5.8 dB ซึ่งมีค่าค่อนข้างสูง ในช่วงความยาวคลื่น 1520 nm ถึง 1610 ดังนั้นควรนำมาใช้งานร่วมกับตัวตรวจจับแสงชนิด APD

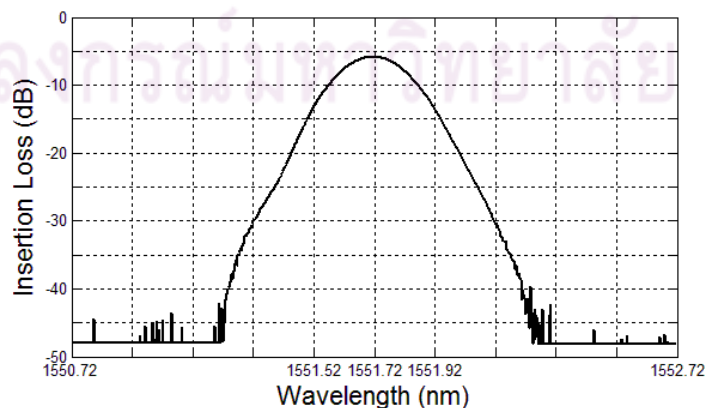


รูปที่ 4.8 หลักการทำงานของ Tunable Filter

การใช้ Tunable Filter ในระบบ DWDM เพื่อแยกช่องสัญญาณกลาง (1551.72 nm) ออกจากช่องสัญญาณข้างเคียง (1551.52 nm และ 1551.92 nm) สำหรับระบบ 25 GHz DWDM และ (1551.32 nm และ 1552.12 nm) สำหรับระบบ 50 GHz DWDM จากคุณลักษณะการแยกสัญญาณทางแสงของ Tunable Filter ที่วัดได้แสดงดังรูปที่ 4.9 ค่า Insertion Loss ที่วัดแสดงในตารางที่ 4.3 ดังนั้นจะสามารถแยกช่องสัญญาณกลางให้มีระดับกำลังแสงแตกต่างจากช่องสัญญาณข้างเคียงได้สูงสุด $-5.867 - (-13.201) = 7.334$ dB สำหรับระบบ 25 GHz และ $-5.867 - (-29.94) = 24.073$ dB สำหรับระบบ 50 GHz DWDM ซึ่งค่าผลต่างระดับกำลังแสงที่คำนวณได้นี้จะเป็นค่า Interchannel Crosstalk จากช่องสัญญาณข้างเคียง

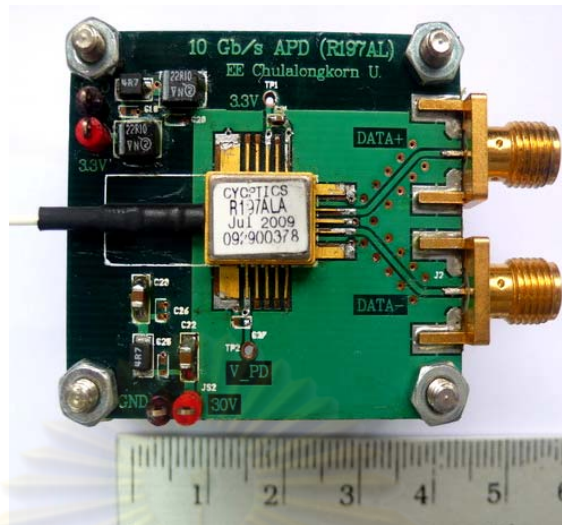
ตารางที่ 4.3 ค่า Insertion Loss ของช่องสัญญาณต่างๆ เมื่อผ่าน Tunable Filter

λ in 25-GHz DWDM (nm)	Insertion Loss (dB)	λ in 50-GHz DWDM (nm)	Insertion Loss (dB)
1551.52	-13.201	1551.32	-29.94
1551.72	-5.867	1551.72	-5.867
1551.92	-13.584	1552.12	-30.607



รูปที่ 4.9 คุณลักษณะการแยกแสงของ Tunable Filter

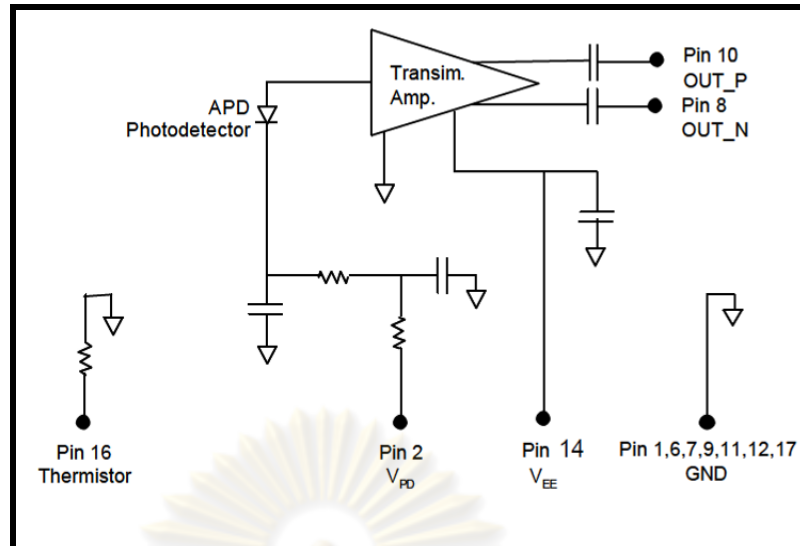
4.2.2.2 ตัวรับสัญญาณทางแสง



รูปที่ 4.10 รูปตัวรับสัญญาณทางแสงที่ใช้ตัวตรวจจับแสงชนิด APD

ตัวรับสัญญาณทางแสงที่เลือกใช้ ภายในใช้ตัวตรวจจับแสง APD โมดูล R197AL ของบริษัท CyOptics แสดงดังรูปที่ 4.10 เนื่องจาก APD มีค่า Power Sensitivity ที่ดี (-26.5 dBm) [48] จึงสามารถนำมาใช้ตรวจจับแสงที่มีกำลังแสงระดับต่ำๆ เช่น ผลของสัญญาณ Crosstalk เพื่อศึกษาการรบกวนกันของช่องสัญญาณข้างเคียงได้ ซึ่งถ้าใช้ตัวตรวจจับแสงชนิด PIN อาจจะไม่เห็นผลกระทบของปรากฏการณ์ดังกล่าวได้ชัดเจน นอกจากนี้ภายในโมดูลมี TIA ทำหน้าที่ขยายสัญญาณไฟฟ้าที่ออกจากตัวตรวจจับแสงได้ APD นี้สามารถตรวจจับแสงได้ในช่วงความยาวคลื่น 1280-1610 nm ขณะรับข้อมูลอัตรา 9.953 Gb/s (OC-192/STM-64)

วงจรภายในของ APD โมดูล R197AL แสดงดังรูปที่ 4.11 [48] เมื่อ APD ตรวจจับแสงแล้วจะแปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าตามค่า Responsivity ซึ่งมีค่าอยู่ในช่วง 0.7-1.2 A/W โดย APD ต้องการไฟเลี้ยง (V_{PD}) สำหรับการไบแอสย้อนกลับอยู่ในช่วง 25-37 V จากนั้น TIA จะทำการแปลงกระแสแสงและขยายออกมาอยู่ในรูปของแรงดันผลต่างที่ขา 10 และ 8 โดยมีค่าอัตราการแปลง Transimpedance (Z_T) เท่ากับ 7 k Ω ทำให้ได้เป็นแรงดันผลต่างอยู่ในช่วง 50-500 mV_{p-p} โดยที่ TIA ต้องการไฟเลี้ยง (V_{EE}) 3.14-3.37 V จากนั้นจะบัดกรีเชื่อมต่อแรงดันผลต่างจาก APD มายังหัวต่อ SMA ที่ขา DATA+ และ DATA- ในรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.11 วงจรภายในของตัวตรวจจับแสงชนิด APD โมดูล R197A

สิ่งสำคัญในการตรวจจับแสงสำหรับตัวรับสัญญาณทางแสง คือ การตั้งค่า V_{PD} ให้เหมาะสมที่ค่า -29.5 V [49] เพื่อที่จะทำให้ APD ตรวจจับแสงได้เต็มประสิทธิภาพ เนื่องจากระดับแรงดันขาออกของ APD ขึ้นกับค่า V_{PD} โดยตรง ดังนั้นเมื่อจ่ายแรงดัน V_{PD} มาก ระดับแรงดันขาออกจะมากตาม พร้อมทั้งมีสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งสัญญาณรบกวนจะส่งผลต่อการตัดสินใจจะก่อให้เกิดความผิดพลาดในการรับสัญญาณ

การทดสอบการรับส่งข้อมูลบนระบบ DWDM 3 ช่องสัญญาณนี้ จะแบ่งออกเป็น 3 หัวข้อ คือ (1) ผลการวัดทดสอบสเปกตรัมของสัญญาณทางแสงในตำแหน่ง A-C ตามแผนภาพในรูปที่ 4.5, (2) ผลการวัดทดสอบ Interchannel Crosstalk จากการวัดและวิเคราะห์ด้วยแผนภาพรูปตา และ (3) การวัดอัตราความผิดพลาดบิตของตัวส่งสัญญาณทางแสงในการรับส่งข้อมูลบนระบบ DWDM สำหรับผลการวัดและวิเคราะห์ของทั้ง 3 หัวข้อ จะอธิบายรายละเอียดในหัวข้อที่ 5.4.1 ถึง 5.4.3 ตามลำดับ

ศูนย์วิจัยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 5

ผลการทดสอบ

ผลการวัดทดสอบประสิทธิภาพของตัวส่งสัญญาณทางแสงอัตรา 10 Gb/s พร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ ทดลองทั้งหมด 4 ส่วนคือ (1) คุณลักษณะแต่ละองค์ประกอบ, (2) คุณลักษณะของระบบควบคุมอุณหภูมิ, (3) ผลการทดสอบประสิทธิภาพของระบบควบคุมอุณหภูมิ, และ (4) ผลการทดสอบระบบ DWDM 3 ช่องสัญญาณ โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 5.1 ถึง 5.4 ตามลำดับ

5.1 คุณลักษณะแต่ละองค์ประกอบของตัวส่งสัญญาณทางแสง

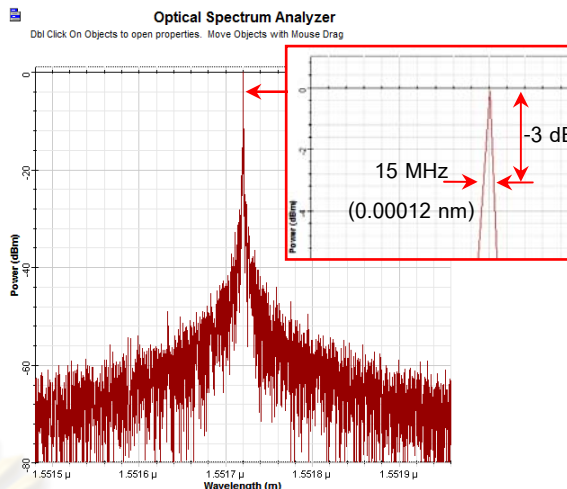
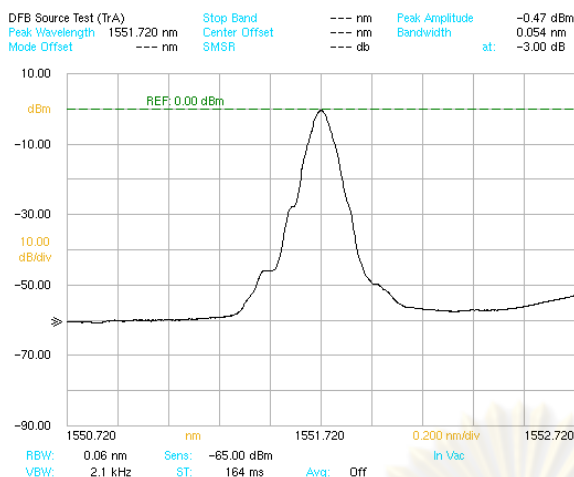
คุณลักษณะขององค์ประกอบของตัวส่งสัญญาณทางแสงจะกล่าวทั้งหมด 2 ส่วน คือ (1) แหล่งกำเนิดสัญญาณทางแสง และ (2) ตัวขับมอดูเลเตอร์ โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 5.1.1 และ 5.1.2 ตามลำดับ ส่วนระบบควบคุมอุณหภูมิเลเซอร์จะกล่าวในหัวข้อที่ 5.2

5.1.1 แหล่งกำเนิดสัญญาณทางแสง

แหล่งกำเนิดสัญญาณทางแสงเป็นเลเซอร์โมดูล EML ประกอบด้วยเลเซอร์ชนิด DFB และมอดูเลเตอร์ชนิด EAM ดังนั้นผลการทดสอบคุณลักษณะจะมีทั้งหมด 3 ส่วน คือ (1) สเปกตรัมของเลเซอร์, (2) คุณลักษณะการเปล่งแสงของเลเซอร์ และ (3) คุณลักษณะของมอดูเลเตอร์แบบดูคกลื่นคลื่นไฟฟ้า โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 5.1.1.1 ถึง 5.1.1.3 ตามลำดับ

5.1.1.1 สเปกตรัมของเลเซอร์

การทดสอบสเปกตรัมของเลเซอร์ EML โมดูล E4560 เป็นการทดสอบเพื่อวิเคราะห์สเปกตรัมของแหล่งกำเนิดแสงแบบต่อเนื่องซึ่งในที่นี้คือ เลเซอร์ชนิด DFB ที่อยู่ภายในเลเซอร์ EML โมดูล E4560 ทำได้โดยการจ่ายกระแสไบแอสจากวงจรควบคุมกระแสซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.1.2 ให้กับเลเซอร์ที่ขา 3 ซึ่งเป็นขาเลเซอร์แอโนดมี ขนาด 70 mA ส่วนรายละเอียดขาพินต่างๆของ EML ได้กล่าวในหัวข้อที่ 3.1.1 จากนั้นจึงเชื่อมต่อเลเซอร์เข้ากับเครื่อง OSA แสดงสเปกตรัมดังรูปที่ 5.1 (ซ้าย) จากรูปจะเห็นว่าแสงเลเซอร์ที่เปล่งออกมา มีลักษณะเป็นยอดเดี่ยวตามคุณลักษณะของเลเซอร์ชนิด DFB ที่ความยาวคลื่น 1551.72 nm โดยมีความกว้างของสเปกตรัมที่วัดได้ ณ ตำแหน่งต่ำลงมาจากค่ายอด 3 dB เท่ากับ 0.054 nm ซึ่งค่านี้เป็นข้อจำกัดของเครื่องวัดมือสเปกตรัมทางแสง Agilent OSA รุ่น 86140B [50] อันที่จริงแล้วเลเซอร์ชนิด DFB มีสเปกตรัมแคบมากเพียง 15 MHz (0.00012 nm) [37] ซึ่งแสดงผลการจำลองสเปกตรัมด้วยโปรแกรม OptiSystem 8.0 [51] ดังรูปที่ 5.1 (ขวา) ในขณะที่กำลังแสงค่ายอดมีค่าเท่ากับ -0.47 dBm



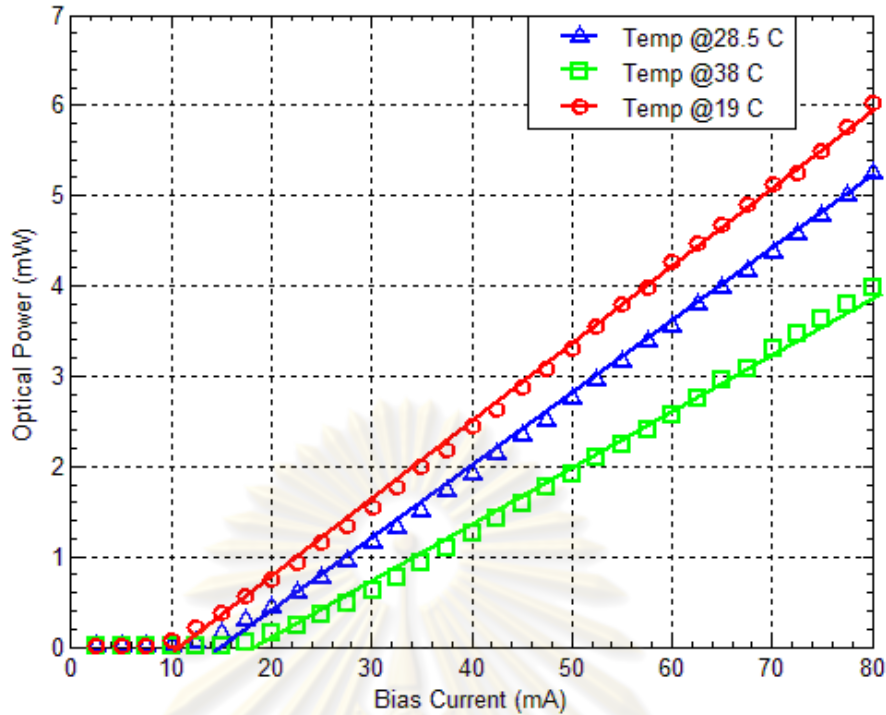
รูปที่ 5.1 สเปกตรัมของเลเซอร์ชนิด DFB ที่อยู่ภายในเลเซอร์ EML โมดูล E4560 (ซ้าย) วัดด้วยเครื่อง OSA และ (ขวา) จำลองด้วยโปรแกรม OptiSystem 8.0

5.1.1.2 คุณลักษณะการเปล่งแสงของเลเซอร์

การทดสอบนี้มีจุดประสงค์เพื่อหาจุดทำงานของเลเซอร์ EML โมดูล E4560 โดยจะทำการทดสอบที่อุณหภูมิปกติซึ่งมีค่า 28.5°C เท่ากับความยาวคลื่น 1551.72 nm ก่อนจากนั้นจะทำการปรับอุณหภูมิให้กับเลเซอร์ ได้แก่ อุณหภูมิ 19 °C เท่ากับความยาวคลื่น 1550.92 nm และ 38 °C เท่ากับความยาวคลื่น 1552.52 nm ด้วยการปรับอุณหภูมิโดยระบบควบคุมอุณหภูมิที่อยู่ภายในตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ

เมื่อเริ่มจ่ายกระแสไบแอสจากซีพพลายผ่านดิจิทัลมัลติมิเตอร์ซึ่งทำหน้าที่วัดกระแสไบแอส ไปยังขาที่ 3 ของเลเซอร์ซึ่งเป็นขาเลเซอร์แอโนด จากนั้นจึงค่อยๆเพิ่มขนาดแรงดันจากซีพพลายตั้งแต่ 0 ถึง 2 V และทำการวัดค่าระดับกำลังแสงขาออกด้วยตัววัดกำลังทางแสง (Optical Power Monitor) ของบริษัท EigenLight [52] ซึ่งวัดค่าระดับกำลังแสงโดยเฉลี่ยออกมาในหน่วย dBm สุดท้ายต้องทำการแปลงให้อยู่ในหน่วยของ mW จะได้คุณลักษณะการเปล่งแสงดังรูปที่ 5.2

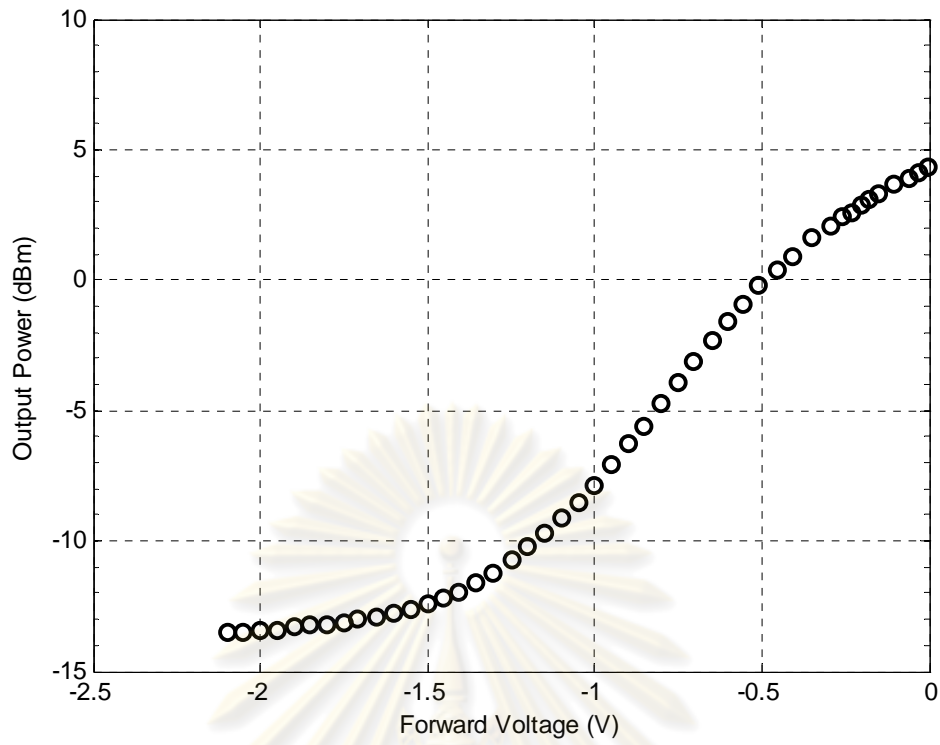
จากกราฟสังเกตได้ว่ากระแสขีดเริ่มของเลเซอร์ที่อุณหภูมิ 28.5 °C มีค่าประมาณ 15 mA เมื่อลดอุณหภูมิของเลเซอร์ลงที่ 19 °C ปรากฏว่าเลเซอร์ต้องการกระแสขีดเริ่มน้อยลงเป็น 10 mA แต่ในขณะที่เพิ่มอุณหภูมิไปที่ 38 °C เลเซอร์จะกินกระแสขีดเริ่มมากขึ้นประมาณ 19 mA ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎีที่ได้กล่าวไปในหัวข้อที่ 2.2.1 ดังนั้นในการใช้งานเลเซอร์จำเป็นต้องมีการควบคุมกระแสให้สูงกว่าค่ากระแสขีดเริ่ม เพื่อให้เลเซอร์มีระดับกำลังแสงขาออกที่มากพอ



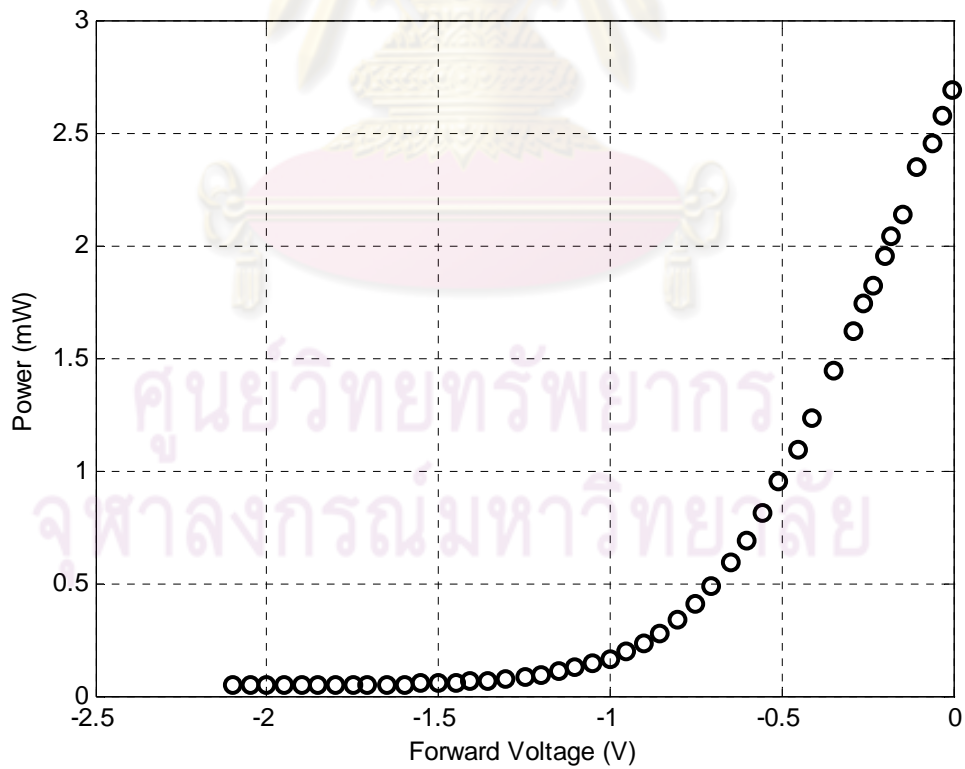
รูปที่ 5.2 คุณลักษณะการเปล่งแสงของเลเซอร์ชนิด DFB ที่อยู่ภายใน EML

5.1.1.3 คุณลักษณะของมอดูเลเตอร์แบบดูดกลืนคลื่นไฟฟ้า

การทดสอบนี้มีจุดประสงค์เพื่อหาคุณลักษณะการทำงานของมอดูเลเตอร์ชนิด EAM ที่อยู่ภายในเลเซอร์ EML โมดูล E4560 โดยคุณลักษณะดังกล่าวสามารถนำไปคำนวณหาค่าสัดส่วนเอ็กซ์ติงชัน (EX) เพื่อใช้ในการมอดูเลตข้อมูลทางแสงซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อ 2.1.3.1 ได้ เมื่อทดลองป้อนโพลบในช่วง -2 ถึง 0 V ให้กับตัวมอดูเลเตอร์ผ่านหัวต่อชนิด SMP เพื่อสังเกตการดูดกลืนกำลังแสงของ EAM ด้วยตัววัดกำลังทางแสง โดยกำหนดค่ากำลังแสงเฉลี่ยไว้ที่ 5 dBm ได้คุณลักษณะของมอดูเลเตอร์แสดงรูปที่ 5.3 ในหน่วย dBm จากกราฟจะสังเกตได้ว่า EAM มีลักษณะการดูดกลืนมากตามขนาดแรงดันไบแอสที่ติดลบมากขึ้น และมีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นซึ่งอธิบายในหัวข้อ 2.1.3.2 อย่างไรก็ตามการใช้งานมอดูเลเตอร์สำคัญที่การกำหนดค่า V_{BIAS} โดยต้องพิจารณากราฟคุณลักษณะในหน่วย mW ดังรูปที่ 5.4 เพื่อหาช่วงการดูดกลืนแสงที่มีคุณลักษณะเป็นเชิงเส้นซึ่งคุณลักษณะดังกล่าวอยู่ในช่วงค่าแรงดัน -0.75 V ถึง 0 V มิฉะนั้นจะเกิดปัญหาการบิดเบือนรูปร่างของสัญญาณที่ส่ง เนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของ EAM โดยสังเกตได้จากแผนภาพรูปตาซึ่งจะกล่าวในหัวข้อที่ 5.1.2



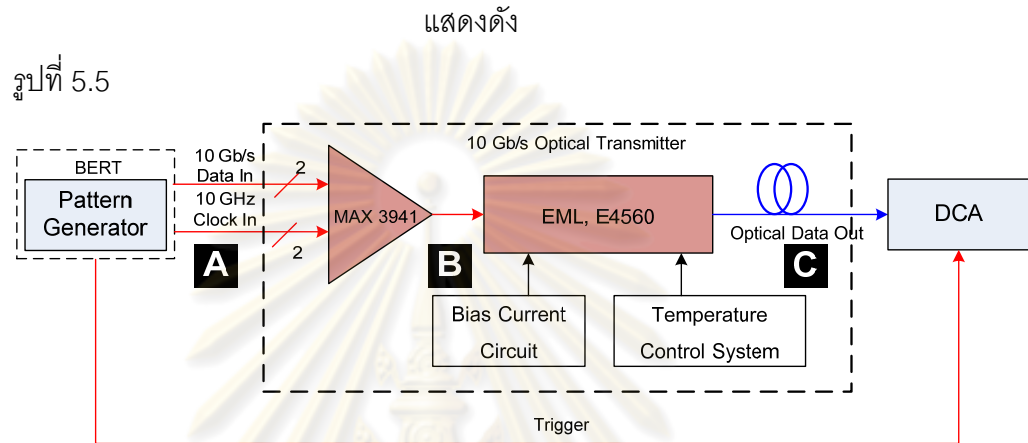
รูปที่ 5.3 คุณลักษณะของ EAM ในเลเซอร์ EML โมดูล E4560 ในหน่วย dBm



รูปที่ 5.4 คุณลักษณะของ EAM ในเลเซอร์ EML โมดูล E4560 ในหน่วย mW

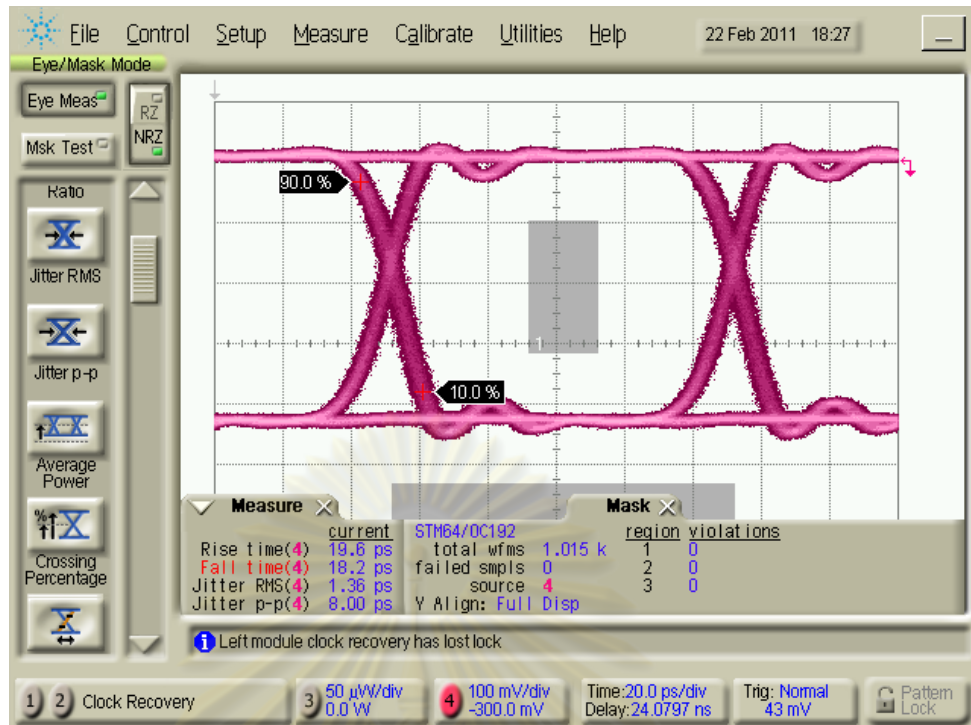
5.1.2 ตัวขับมอดูเลเตอร์

ในหัวข้อนี้จะแสดงผลการตั้งค่าขนาดแรงดันมอดูเลต (V_{MOD}) กับแรงดันไบแอส (V_{BIAS}) ให้กับตัวขับมอดูเลเตอร์ชนิด EAM ซึ่งใช้ชิปโมดูล MAX3941 ของบริษัท MAXIM เพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลทางไฟฟ้าที่เหมาะสมไปขับมอดูเลเตอร์ EAM ให้ได้สัญญาณทางแสงที่เหมาะสมส่งออกมา โดยแสดงผลวัดเป็นแผนภาพรูปตา ซึ่งจะทำการวัดที่ตำแหน่ง A และ B ในส่วนของสัญญาณทางไฟฟ้า ส่วนสัญญาณทางแสงจะวัดที่ตำแหน่ง C โดยมีแผนภาพการเชื่อมต่ออุปกรณ์

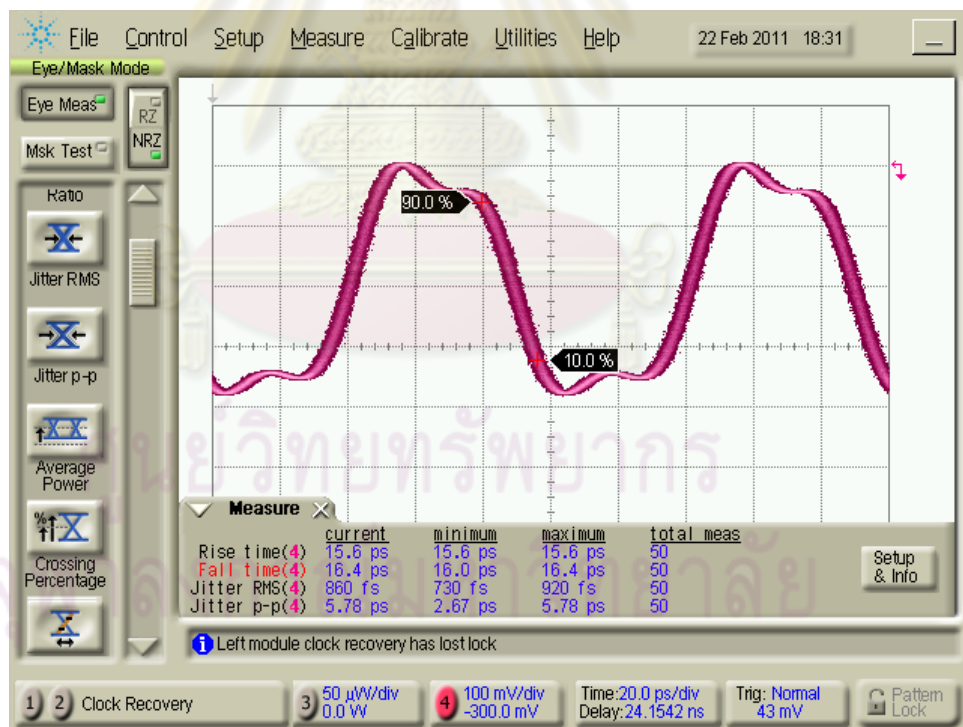


รูปที่ 5.5 การวัดแผนภาพรูปตาของสัญญาณไฟฟ้าและสัญญาณแสงของตัวขับ EAM ตำแหน่ง A

ทำการวัดสัญญาณข้อมูลอัตรา 9.95328 Gb/s (OC-192/STM 64) และสัญญาณนาฬิกา 10 GHz จากเครื่อง BERT ด้วยเครื่อง DCA แสดงดังรูปที่ 5.6 และ รูปที่ 5.7 ตามลำดับ โดยเลือกใช้ระดับสัญญาณชนิด CML ซึ่งมีขนาด 400 mV_{p-p} ทั้งสัญญาณข้อมูลและสัญญาณนาฬิกา เป็นสัญญาณขาเข้าชิป MAX3941 แต่ผลการวัดที่ได้พบว่าเครื่อง BERT ให้สัญญาณข้อมูลมีขนาดประมาณ 420 mV และสัญญาณนาฬิกา 380 mV ส่วนผลการวัด Rise/Fall time ของสัญญาณข้อมูลได้เท่ากับ 19.6 ps/18.2 ps ซึ่งค่า Rise/Fall time ของสัญญาณนาฬิกาวัดได้เท่ากับ 16.0 ps/16.9 ps ตามลำดับ ซึ่งเป็นค่าที่ตรงตาม specification ของเครื่อง BERT [34]



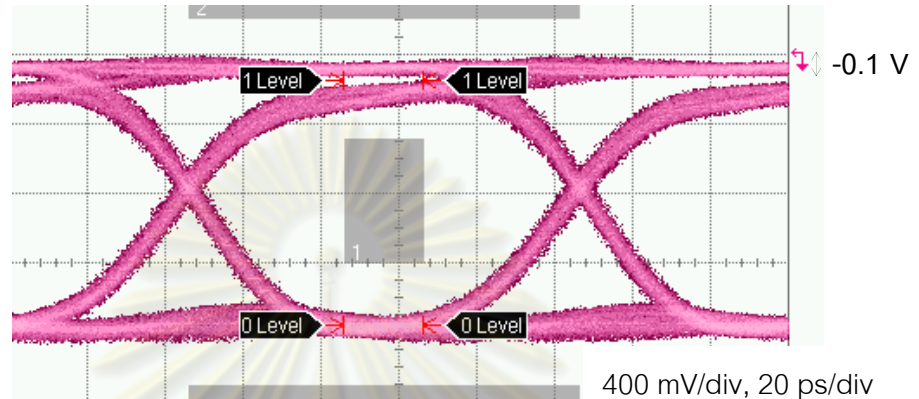
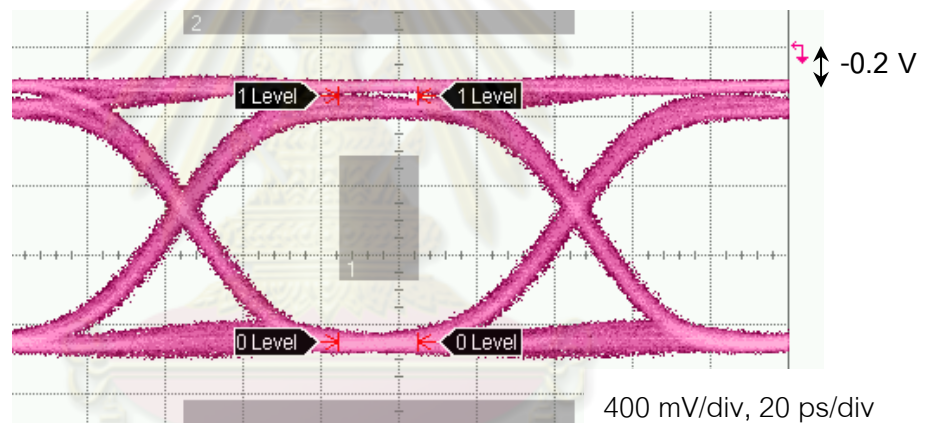
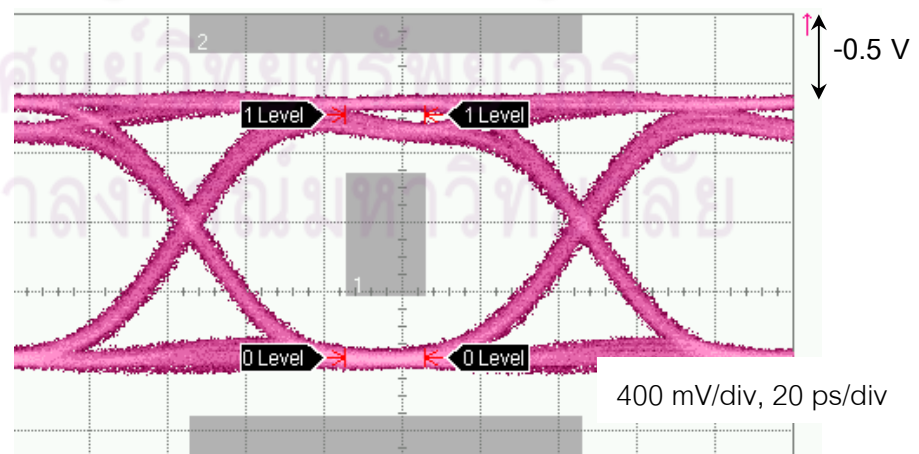
รูปที่ 5.6 สัญญาณข้อมูลทางไฟฟ้าจากเครื่อง BERT ณ ตำแหน่ง A



รูปที่ 5.7 สัญญาณนาฬิกาจากเครื่อง BERT ณ ตำแหน่ง A

ตำแหน่ง B

วัดแผนภาพรูปตาของสัญญาณข้อมูลขาออกจากชิป MAX3941 ด้วยการเปลี่ยนค่า V_{BIAS} ไปที่ค่าต่างๆ ได้แก่ -0.1 V , -0.2 V และ -0.5 V ส่วน V_{MOD} คงค่าไว้ที่ 1.5 V เพื่อหาแผนภาพรูปตาที่มีความเหมาะสมซึ่งแสดงผลการวัดดังรูปที่ 5.8 สำหรับพารามิเตอร์ที่วัดได้แก่ ค่า Rise time, Fall time และ EX โดยทั้งสามกรณีอ่านค่าพารามิเตอร์ได้ดังตารางที่ 5.1

(ก) $V_{BIAS} = -0.1\text{ V}$, $V_{MOD} = 1.5\text{ V}$ (ข) $V_{BIAS} = -0.2\text{ V}$, $V_{MOD} = 1.5\text{ V}$ (ค) $V_{BIAS} = -0.5\text{ V}$, $V_{MOD} = 1.5\text{ V}$

รูปที่ 5.8 สัญญาณข้อมูลทางไฟฟ้าขาออกจากชิป MAX3941 ณ ตำแหน่ง B

ตารางที่ 5.1 ผลการวัดพารามิเตอร์ต่างๆของสัญญาณข้อมูลทางไฟฟ้า ณ ตำแหน่ง B

รูป	V_{BIAS} (V)	V_{MOD} (V)	EX (dB)	Rise time (ps)	Fall time (ps)
ก	-0.1	1.5	9.88	33.8	28.0
ข	-0.2	1.5	7.71	31.6	29.8
ค	-0.5	1.5	5.28	28.0	29.8

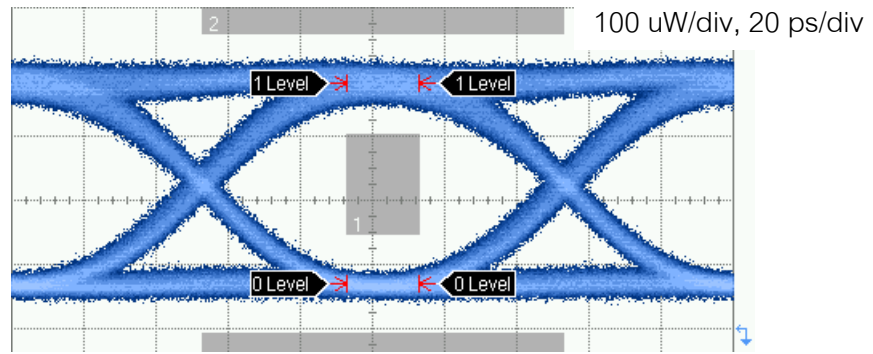
จากแผนภาพรูปตาทางไฟฟ้าทั้งสามกรณีสรุปได้ว่า เมื่อปรับระดับ V_{BIAS} ให้มีค่าสูงติดลบมากขึ้น จะทำให้ระดับสัญญาณข้อมูลทางไฟฟ้าขาออก (V_{p-p}) มีค่าลดลง ซึ่งสังเกตได้จากค่า EX ที่มีค่าลดลงดังตารางที่ 5.1 นอกจากนี้ระดับ V_{BIAS} ยังส่งผลต่อรูปร่างของแผนภาพรูปตาด้วย ซึ่งเป็นผลมาจากคุณลักษณะของชิปตัวขับมอดูเลเตอร์ MAX3941 โดยแผนภาพรูปตาที่เหมาะสมจะมีระดับของสัญญาณอยู่ห่างจากหน้ากากมาตรฐานอัตราข้อมูล 9.95328 Gb/s (OC-192/STM-64) อย่างสม่ำเสมอ ดังรูปที่ 5.8 (ข) ซึ่งมี V_{BIAS} อยู่ในช่วง -0.25 ถึง -0.2 V ส่วนค่า V_{BIAS} ที่น้อยกว่า -0.2 V ชิปจะให้สัญญาณที่มีแผนภาพรูปตาลักษณะเอียงไปทางขวาดังรูปที่ 5.8 (ก) ส่วน V_{BIAS} ที่มีค่าติดลบมากกว่า -0.25 V จะให้แผนภาพรูปตาเอียงไปทางซ้ายดังรูปที่ 5.8 (ค) ดังนั้นในทุกการทดลองจึงเลือกตั้งค่า V_{BIAS} ที่ -0.2 V

ตำแหน่ง C

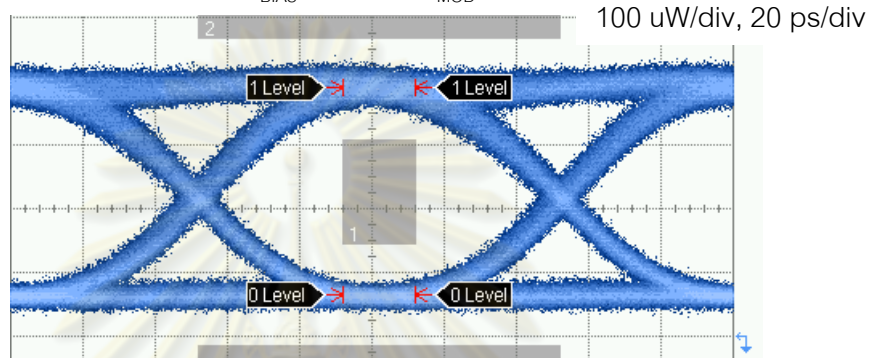
วัดแผนภาพรูปตาของสัญญาณข้อมูลทางแสงขาออกจากเลเซอร์ EML เพื่อหาค่า EX และแผนภาพรูปตาที่เหมาะสม ด้วยการปรับ V_{BIAS} และ V_{MOD} จากตัวขับมอดูเลเตอร์ โดยทดสอบที่ระดับกำลังแสงเฉลี่ย -5 dBm สำหรับพารามิเตอร์ที่วัดได้แก่ ค่า EX, Rise time และ Fall time

การปรับค่า V_{BIAS} ในกรณีนี้ทำการปรับค่า V_{BIAS} ที่ค่า -0.1 V, -0.2 V, -0.5 V และ -1 V โดยคงค่า V_{MOD} ไว้ที่ 1.5 V เช่นเดียวกันกับการวัดทดสอบในตำแหน่ง B ผลการวัดที่ได้ทั้ง 4 กรณีแสดงดังรูปที่ 5.9 ส่วนพารามิเตอร์ที่วัดได้แสดงดังตารางที่ 5.2

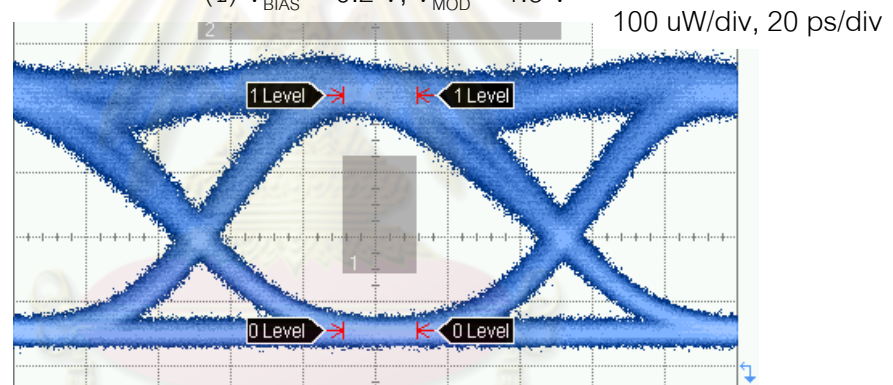
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



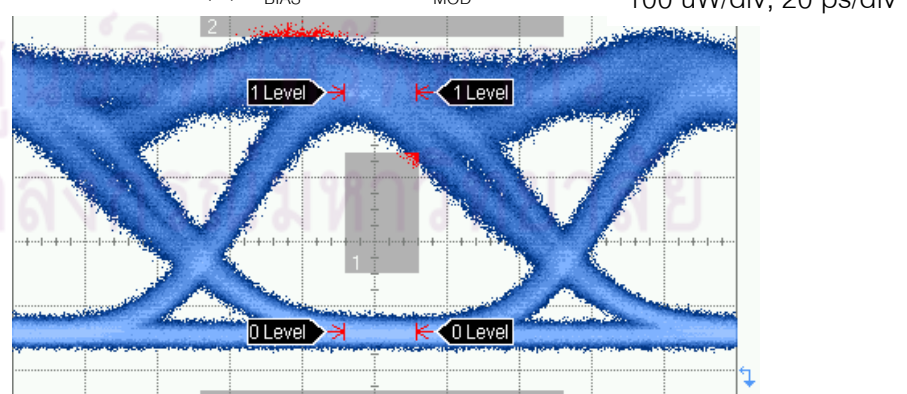
(ก) $V_{\text{BIAS}} = -0.1 \text{ V}$, $V_{\text{MOD}} = 1.5 \text{ V}$



(ข) $V_{\text{BIAS}} = -0.2 \text{ V}$, $V_{\text{MOD}} = 1.5 \text{ V}$



(ค) $V_{\text{BIAS}} = -0.5 \text{ V}$, $V_{\text{MOD}} = 1.5 \text{ V}$



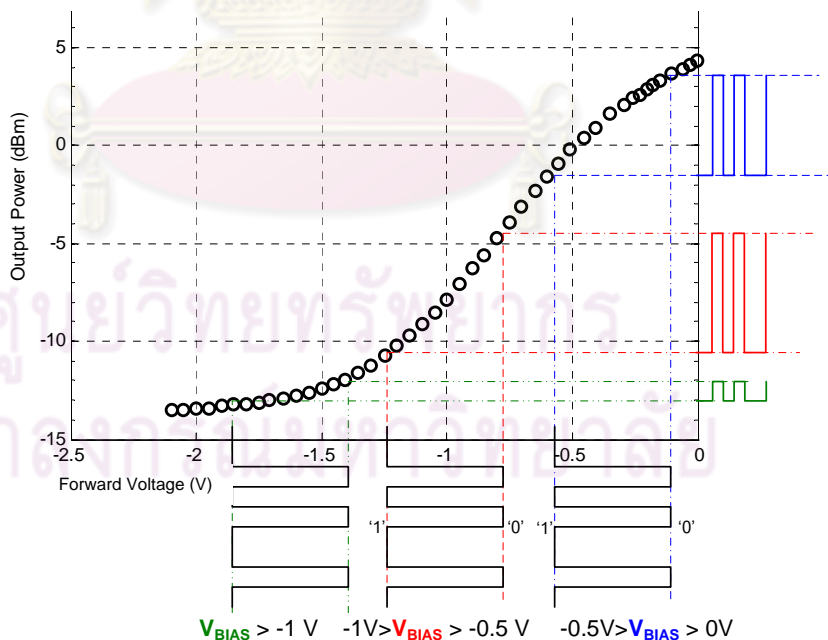
(ง) $V_{\text{BIAS}} = -1 \text{ V}$, $V_{\text{MOD}} = 1.5 \text{ V}$

รูปที่ 5.9 แผนภาพรูปตาทางแสงเมื่อปรับค่า V_{BIAS} ของตัวขั้วมอดูเลเตอร์

ตารางที่ 5.2 พารามิเตอร์ที่วัดจากแผนภาพรูปตาทางแสง ณ ตำแหน่ง C ในกรณีปรับ V_{BIAS}

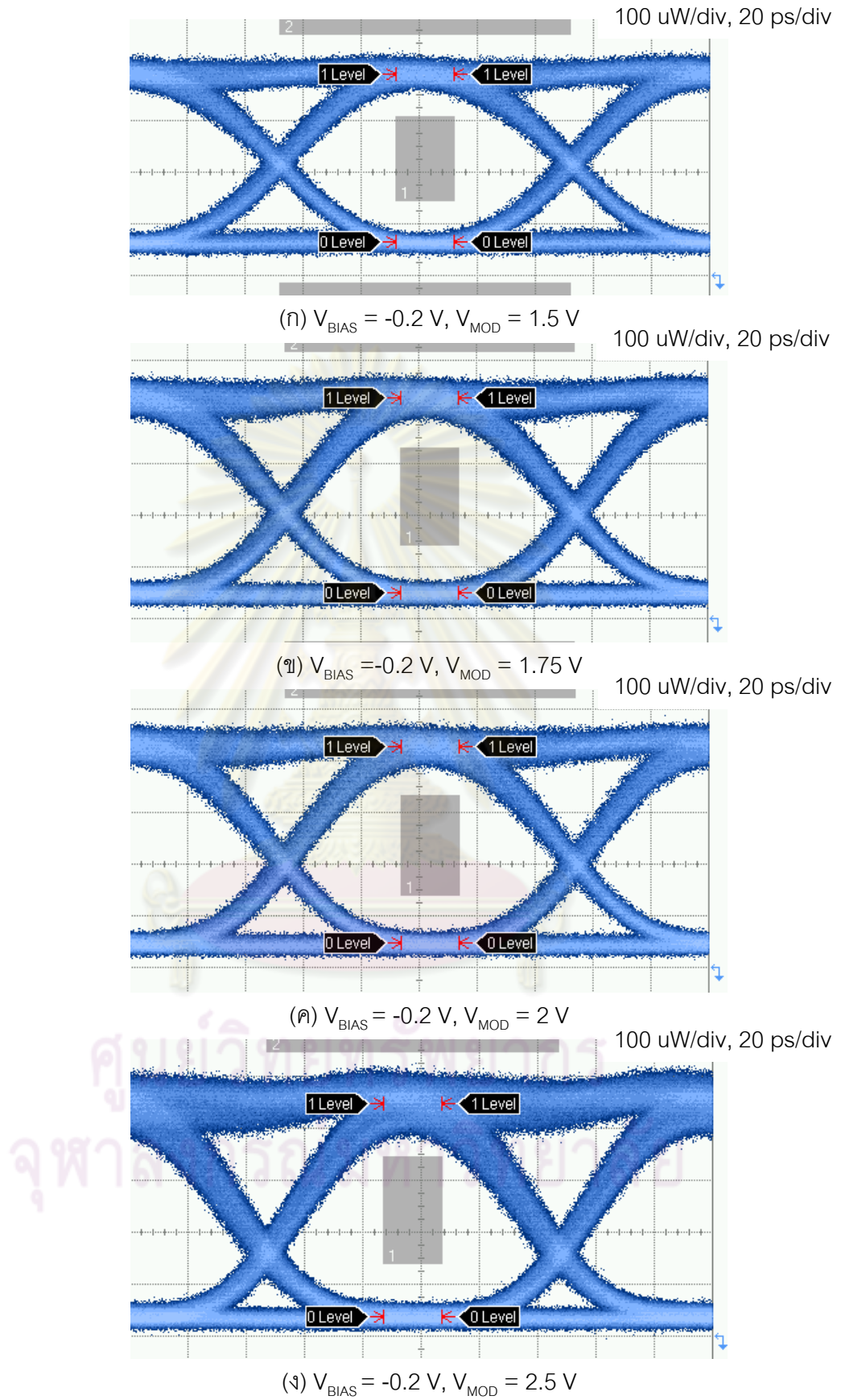
รูป	V_{BIAS} (V)	V_{MOD} (V)	EX (dB)	Rise time (ps)	Fall time (ps)
ก	-0.1	1.5	7.58	36.4	36.9
ข	-0.2	1.5	8.00	34.7	37.8
ค	-0.5	1.5	9.03	30.7	40.9
ง	-1.0	1.5	8.79	28.0	38.7

จากแผนภาพรูปตาทางแสงที่วัดได้ดังรูปที่ 5.9 พบว่า การเพิ่มระดับ V_{BIAS} ให้ติดลบมากขึ้นจะทำให้สัญญาณทางแสงมีค่า EX มากขึ้น จนถึงค่า V_{BIAS} เท่ากับ -1 V ค่า EX จะค่อยๆ ลดลงตามคุณลักษณะของ EAM ดังรูปที่ 5.10 และตารางที่ 5.2 ในขณะที่ V_{BIAS} มีค่าตั้งแต่ -0.5 V ขึ้นไป EML จะให้สัญญาณที่มีการส่ายของบิต 1 ขึ้นซึ่งแสดงถึงความไม่เสถียรของมอดูเลเตอร์ รวมทั้งมีฮาร์มอนิกอื่นแทรกเข้ามาอย่างเห็นได้ชัดดังรูปที่ 5.8 (ค) และ (ง) ซึ่งปรากฏการณ์ดังกล่าวเกิดจากการตั้งค่า V_{BIAS} อยู่ในช่วงที่ไม่เป็นเชิงเส้น (non linear) ของ EAM ดังนั้นค่า V_{BIAS} ควรกำหนดให้อยู่ในช่วง -0.5 V ถึง 0 V ซึ่งเป็นช่วงที่ EAM ทำงานเป็นเชิงเส้นดังรูปที่ 5.4 เพื่อให้ได้แผนภาพรูปตาที่เหมาะสมจึงเลือกใช้ค่า V_{BIAS} ที่ -0.2 V อย่างไรก็ตามค่า EX ที่ได้ยังคงน้อยกว่าค่ามาตรฐานที่ 8.2 dB ซึ่งแก้ไขได้ด้วยการปรับ V_{MOD} เพิ่มด้วยซึ่งมีรายละเอียดในส่วนถัดไป



รูปที่ 5.10 ระดับสัญญาณแสงเมื่อปรับค่า V_{BIAS}

การปรับค่า V_{MOD} ในกรณีนี้ทำการปรับค่า V_{MOD} ที่ค่า 1.5 V, 1.75 V, 2.0 V, และ 2.5 V โดยคงค่า V_{BIAS} ไว้ที่ -0.2 V ตามที่ทดสอบไว้ข้างต้น ซึ่งผลการวัดที่ได้ทั้ง 4 กรณีแสดงดังรูปที่ 5.11 ส่วนพารามิเตอร์ที่วัดได้แสดงดังตารางที่ 5.3



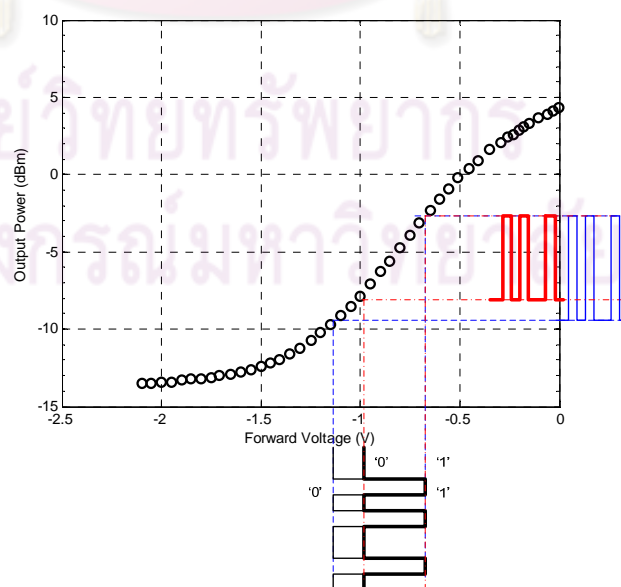
รูปที่ 5.11 แผนภาพรูปตาทางแสงเมื่อปรับค่า V_{MOD} ของตัวขับมอดูเลเตอร์

ตารางที่ 5.3 พารามิเตอร์ของแผนภาพรูปตาที่วัดได้ในกรณีเปลี่ยน V_{MOD}

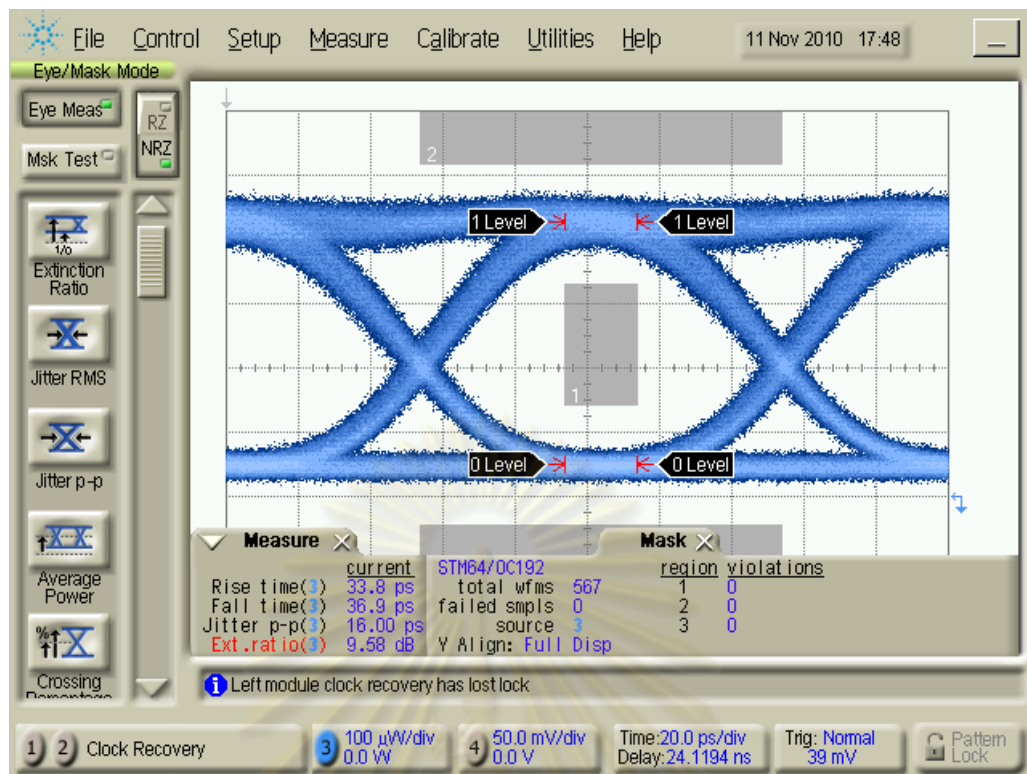
รูป	V_{BIAS} (V)	V_{MOD} (V)	EX (dB)	Rise time (ps)	Fall time (ps)
ก	-0.2	1.50	8.00	34.7	37.8
ข	-0.2	1.75	9.58	33.8	36.9
ค	-0.2	2.00	9.88	34.2	36.9
ง	-0.2	2.50	10.94	32.4	35.1

จากการทดลองเปลี่ยนค่า V_{MOD} ตามตารางที่ 5.3 โดยคงค่า V_{BIAS} ไว้ที่ -0.2 V พบว่า EML ให้สัญญาณทางแสงมีค่า EX เพิ่มขึ้นตามคุณลักษณะของ EAM ดังรูปที่ 5.12 โดยให้ค่า EX สูงสุด 10.94 dB ที่ค่า V_{MOD} เท่ากับ 2.5 V แต่เมื่อพิจารณารูปร่างของสัญญาณจากแผนภาพรูปตา ดังรูปที่ 5.11 (ง) พบว่าเส้นสัญญาณของบิต 1 เริ่มแยกออกเป็นสองเส้นอย่างเห็นได้ชัด ซึ่งแสดงถึงความไม่เสถียรของมอดูเลเตอร์ถ้ามอดูเลตสัญญาณด้วย V_{MOD} มากกว่า 2.5 V นอกจากนี้การเพิ่มขนาดของ V_{MOD} ยังทำให้ระดับ Eye Crossing มีค่าต่ำลง ส่งผลให้ระยะห่างของบิต 1 กับหน้ากามาตรฐานแคบลงด้วย ทำให้ภาครับอาจมีโอกาสตัดสัญญาณบิต 1 ผิดพลาดมากขึ้น ดังนั้นค่า V_{MOD} ที่ 1.75 V เป็นค่าที่เหมาะสมที่สุดไม่ว่าจะเป็น ค่า EX, รูปร่างของสัญญาณ และระดับแรงดัน

เมื่อเปรียบเทียบแผนภาพรูปตาของสัญญาณทางแสงจากการเพิ่มขนาด V_{MOD} กับการปรับค่า V_{BIAS} แล้ว พบว่าการเปลี่ยนค่า V_{MOD} ไม่ทำให้แผนภาพรูปตาเปลี่ยนไปมากนัก จึงสามารถสรุปได้ว่า V_{MOD} มีผลต่อค่า EX มากกว่า ในขณะที่ V_{BIAS} จะส่งผลต่อรูปร่างของสัญญาณมากกว่า



รูปที่ 5.12 ระดับสัญญาณแสงเมื่อปรับค่า V_{MOD}



รูปที่ 5.13 แผนภาพรูปตาของสัญญาณขาออกของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ 10 Gb/s

แผนภาพรูปตาของสัญญาณทางแสงอัตรา 10 Gb/s ที่ระดับกำลังแสง -5 dBm แสดงดังรูปที่ 5.13 มีค่า EX เท่ากับ 9.58 dB ซึ่งมีความมากกว่ามาตรฐาน ITU-T G.691 ซึ่งได้กำหนดไว้ที่ 8.2 dB สำหรับการส่งข้อมูล 10 Gb/s ระยะทาง 40 km ดังนั้น ในการทดสอบประสิทธิภาพต่างๆของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบนี้ จะตั้งค่า V_{BIAS} เท่ากับ -0.2 V และ V_{MOD} เท่ากับ 1.75 V ให้กับตัวขับมอดูเลเตอร์เพื่อให้สัญญาณทางแสงมีค่า EX 9.58 dB โดยมีค่า Rise time, Fall time (ซึ่งเป็นช่วงเวลาของระดับสัญญาณ 20% ถึง 80% จากระดับสัญญาณบนสุด) และ Jitter p-p วัดได้เป็น 33.8 ps, 36.9 ps และ 16 ps ตามลำดับ

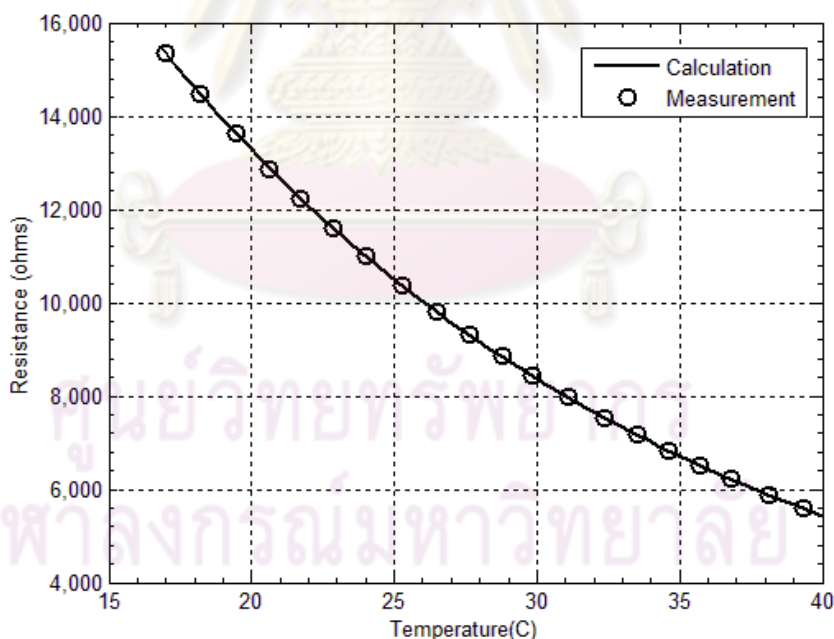
ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

5.2 คุณลักษณะของระบบควบคุมอุณหภูมิ

ผลการวัดคุณลักษณะของระบบควบคุมอุณหภูมิ มีทั้งหมด 2 ส่วน คือ (1) คุณลักษณะของเทอร์มิสเตอร์ และ (2) คุณลักษณะแรงดันเทอร์มิสเตอร์กับความยาวคลื่นของเลเซอร์ โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 5.2.1 ถึง 5.2.2 ตามลำดับ

5.2.1 คุณลักษณะของเทอร์มิสเตอร์

คุณลักษณะของเทอร์มิสเตอร์ หาได้จากการคำนวณค่าความต้านทานเทอร์มิสเตอร์ (R_{THERM}) จาก V_{THERM} ที่วัดได้ โดยการตั้งอุณหภูมิของเลเซอร์จากแรงดันตั้งค่า V_{SET} เพื่อให้เลเซอร์เปล่งแสงความยาวคลื่นตรงกับช่องสัญญาณของ ITU-T G.694.1 ซึ่งอยู่ในช่วง 1550.72 nm ถึง 1552.72 จากนั้นบันทึกค่า V_{THERM} ของทุกๆระยะห่างช่องสัญญาณ 0.1 nm เพื่อนำมาคำนวณหา R_{THERM} ตามสมการที่ (3.2) ในหัวข้อที่ 3.2.1.1 และคำนวณอุณหภูมิได้ตามสมการที่ (2.6) ในหัวข้อที่ 2.2.2.1 ซึ่งเลเซอร์ที่เปล่งแสงในช่วงความยาวคลื่นดังกล่าว มีอุณหภูมิในช่วง 17 °C ถึง 39 °C โดยประมาณ ซึ่งได้แนวโน้มของค่า R_{THERM} กับอุณหภูมิที่คำนวณได้ดังรูปที่ 5.14 จากรูปพบว่าเทอร์มิสเตอร์ขนาด 10 k Ω ที่อุณหภูมิประมาณ 25 °C มีค่า R_{THERM} ประมาณ 10 k Ω ซึ่งมีความสัมพันธ์เป็นแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลโดยจะมีค่ามากขึ้นเมื่ออุณหภูมิลดลง



รูปที่ 5.14 คุณลักษณะของเทอร์มิสเตอร์ขนาด 10 k Ω ที่อยู่ภายในเลเซอร์ EML โมเดล E4560

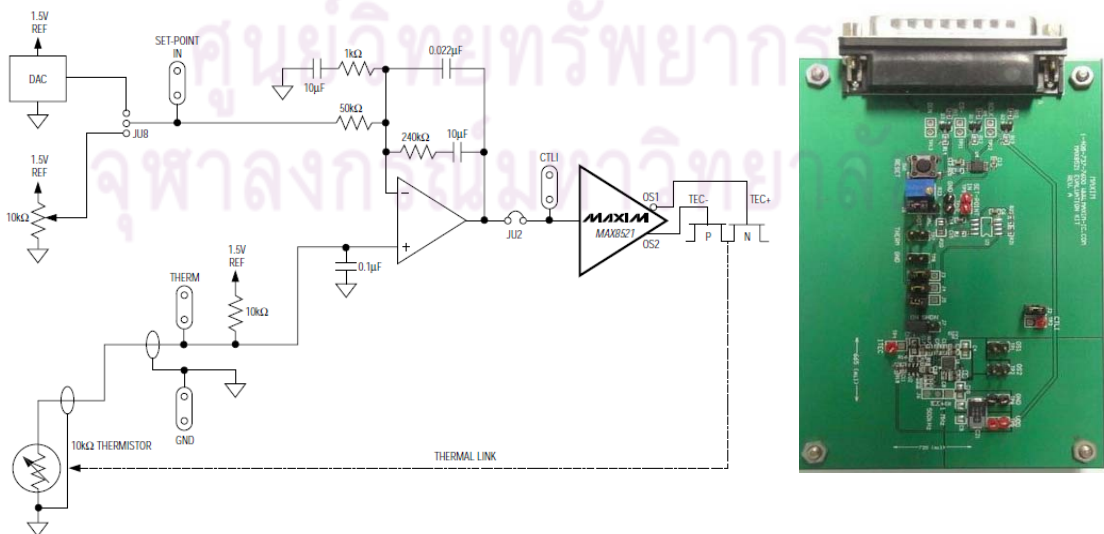
5.2.2 คุณสมบัติแรงดันเทอร์มิสเตอร์กับความยาวคลื่นของเลเซอร์

ความสัมพันธ์ระหว่าง V_{THERM} กับ λ ของเลเซอร์ เป็นข้อมูลพื้นฐานเพื่อใช้ในการวัดทดสอบประสิทธิภาพของระบบควบคุมอุณหภูมิในหัวข้อการตั้งค่าอุณหภูมิและความยาวคลื่นในหัวข้อที่ 5.3.1 และการวัดความคลาดเคลื่อนความยาวคลื่นของเลเซอร์ในหัวข้อที่ 5.3.2 โดยข้อมูลที่จะนำไปใช้นั้นเป็นความสัมพันธ์ของความสัมพันธ์ระหว่าง V_{THERM} กับ λ ตามที่ได้อธิบายในหัวข้อที่ 4.1.1

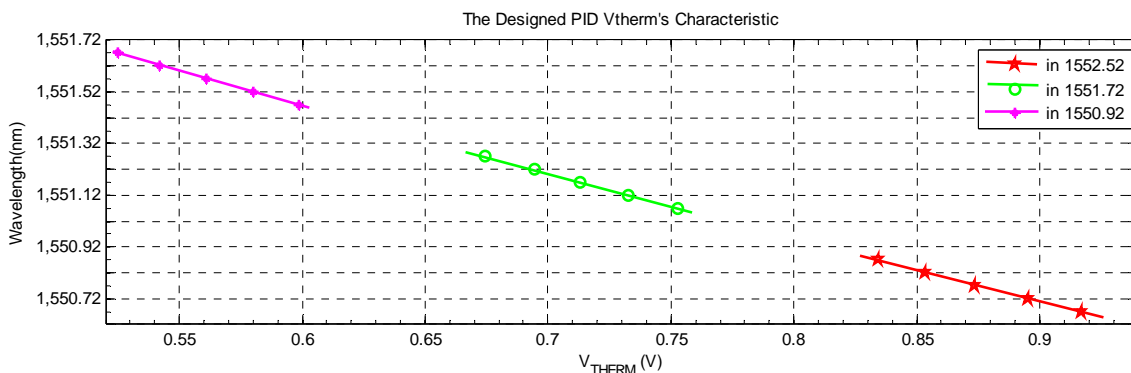
เนื่องจากจะมีการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรควบคุม ระหว่างวงจรควบคุมพีไอดีที่ได้ออกแบบ (The Designed PID) กับวงจรควบคุมพีไอดีที่ผลิตจำหน่ายเชิงพาณิชย์ (Commercial Product) ซึ่งอยู่บนบอร์ด MAX8521 Evaluation (EV) KIT [53] จากบริษัท MAXIM (MAXIM's PID) มีแผนภาพวงจรและบอร์ดจริงดังรูปที่ 5.15 ดังนั้นคุณลักษณะของค่า V_{THERM} กับ λ ของเลเซอร์จะต้องทำการเก็บข้อมูล 2 ชุด เพราะเป็นวงจรคนละชุดกัน อีกทั้งการเก็บข้อมูลได้ทำคนละช่วงเวลา เพื่อความถูกต้องและความแม่นยำของข้อมูลที่ทำกรวัดประสิทธิภาพ

นอกจากนั้นตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบนี้ในท้ายที่สุด จะนำไปใช้ในระบบ DWDM ดังนั้นตัวส่งสัญญาณทางแสงควรมีประสิทธิภาพการทำงานในช่องสัญญาณปกติและช่องสัญญาณถัดไปจากเดิมอย่างมากอีก ± 100 GHz (± 0.8 nm) ดังนั้นข้อมูลของคุณลักษณะ V_{THERM} จะทำการบันทึกในช่วงความยาวคลื่น 1550.92 nm, 1551.72 nm และ 1552.92 nm โดยเลเซอร์จะถูกปรับจูนความยาวคลื่นไปที่ช่องสัญญาณต่างๆ ตามที่ได้กล่าวไว้

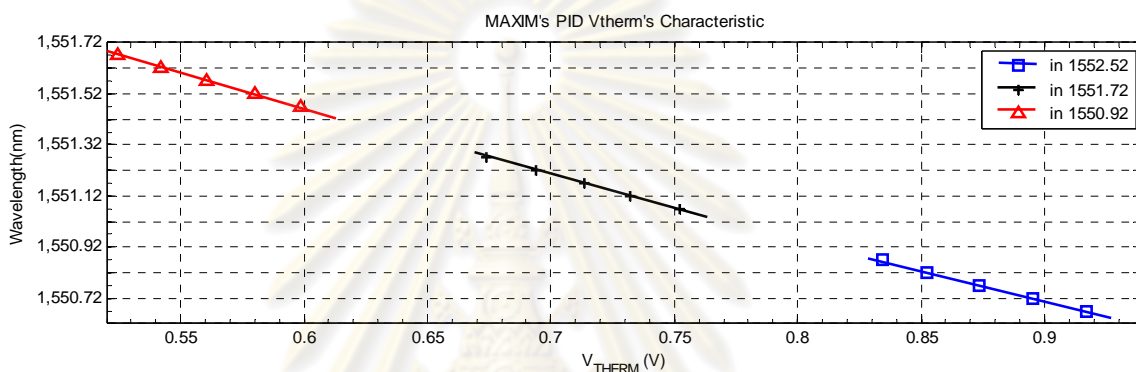
พารามิเตอร์ที่ทำการปรับและบันทึกได้แก่ V_{THERM} และ λ ของเลเซอร์ โดยจะบันทึกค่า ± 0.2 nm จากความยาวคลื่นของแต่ละช่องสัญญาณซึ่งได้แก่ 1550.92 nm, 1551.72 nm และ 1552.92 nm โดยผลการวัดของข้อมูลทั้ง 2 ชุดได้แก่ ความสัมพันธ์เทอร์มิสเตอร์ของวงจรพีไอดีที่ออกแบบแสดงดังรูปที่ 5.16 และของวงจรพีไอดีของบริษัท MAXIM แสดงดังรูปที่ 5.17 โดยค่าพารามิเตอร์ที่วัดแสดงค่าตามตารางที่ 5.4



รูปที่ 5.15 วงจรควบคุมพีไอดีภายในบอร์ด MAX8521EVKIT จากบริษัท MAXIM



รูปที่ 5.16 ความสัมพันธ์ระหว่าง V_{THERM} กับ λ ทั้ง 3 ช่องสัญญาณของวงจรวอร์มที่ออกแบบ



รูปที่ 5.17 ความสัมพันธ์ระหว่าง V_{THERM} กับ λ ทั้ง 3 ช่องสัญญาณของวงจรวอร์มที่ออกแบบจากบริษัท MAXIM

ตารางที่ 5.4 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของเลเซอร์ในแต่ละช่องสัญญาณ

λ in 100 GHz DWDM (nm)	Laser's temp in 100 GHz DWDM ($^{\circ}C$)	$d\lambda/dV$ (nm/V) The Designed PID	$d\lambda/dV$ (nm/V) MAXIM PID
1550.92	19	-4.83	-4.83
1551.72	29	-5.13	-5.13
1552.52	38	-5.39	-5.35

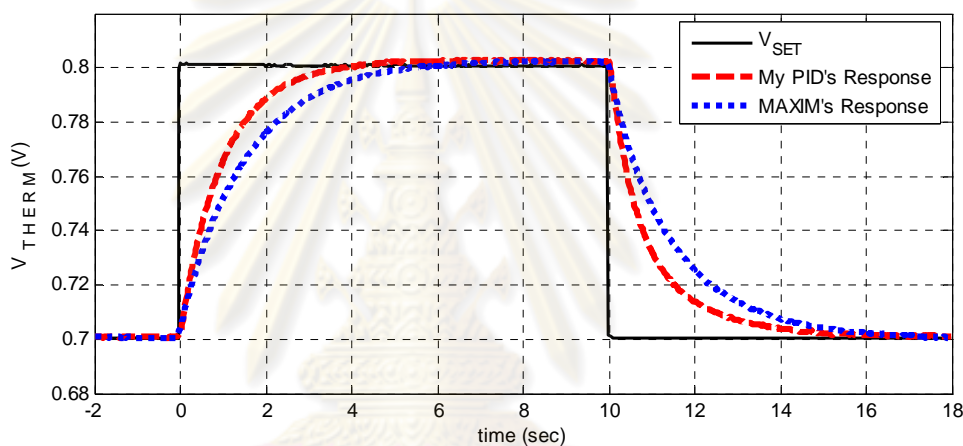
จากตารางที่ 5.4 พบว่าขณะที่เลเซอร์ทำงานในแต่ละช่องสัญญาณ ซึ่งมีอุณหภูมิแตกต่างกัน รวมทั้งมีอัตราการเปลี่ยนแปลงความยาวคลื่นต่ออุณหภูมิ ($d\lambda/dV$) แตกต่างด้วยเช่นกัน ซึ่งแท้จริงแล้วทั้ง 3 ช่องสัญญาณควรจะมีค่า $d\lambda/dV$ เท่ากัน แต่เนื่องจากคุณลักษณะของเทอร์มิสเตอร์ซึ่งมีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นตามที่ได้กล่าวไปในหัวข้อที่ 2.2.2.1 จึงทำให้พารามิเตอร์ดังกล่าวมีค่าแตกต่างกัน โดยที่อุณหภูมิสูงจะมีค่า $d\lambda/dV$ ตีลบมากและมีค่าตีลบน้อยลงเมื่ออุณหภูมิต่ำลง ในการนำความสัมพันธ์นี้ไปคำนวณเสถียรภาพของอุณหภูมิซึ่งจะกล่าวในหัวข้อที่ 5.3 ต้องมีการวัดและเลือกใช้ค่า $d\lambda/dV$ ให้สอดคล้องกับอุณหภูมิของเลเซอร์ขณะนั้น

5.3 ผลการทดสอบประสิทธิภาพของระบบควบคุมอุณหภูมิ

ผลการทดสอบประสิทธิภาพของระบบควบคุมอุณหภูมิมี่ทั้งหมด 2 ส่วน คือ (1) ผลการทดสอบการตั้งค่าอุณหภูมิและความยาวคลื่น และ (2) ผลการวัดความคลาดเคลื่อนของความยาวคลื่นเลเซอร์ โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 5.3.1 ถึง 5.3.2 ตามลำดับ

5.3.1 ผลการทดสอบการตั้งค่าอุณหภูมิและความยาวคลื่น

การทดสอบการตั้งค่าอุณหภูมิและความยาวคลื่นมีจุดประสงค์เพื่อทดสอบประสิทธิภาพทางด้านความเร็วของวงจรควบคุมอุณหภูมิ ซึ่งได้กล่าวรายละเอียดของการทดสอบในหัวข้อที่ 4.1.2 ผลการทดสอบนี้จะทำการเปรียบเทียบผลจากวงจรพีไอดีที่ออกแบบ กับวงจรพีไอดีของบริษัท MAXIM ซึ่งได้ผลการวัดดังรูปที่ 5.18

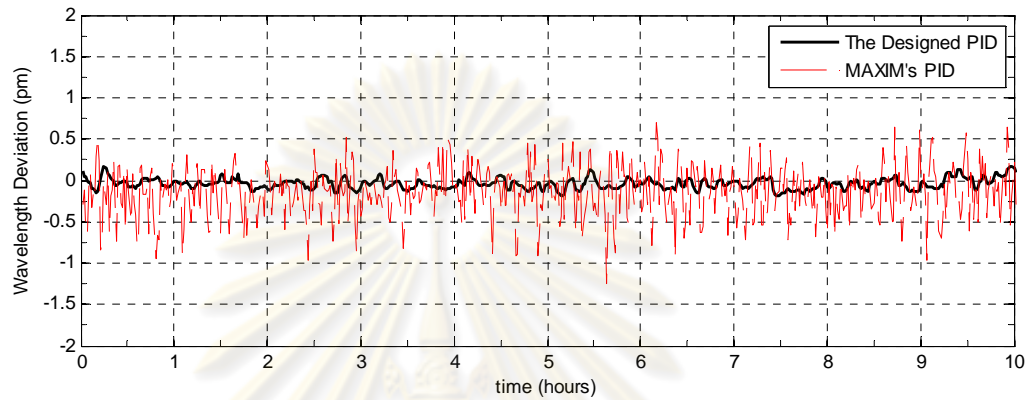


รูปที่ 5.18 ผลการตอบสนองของการตั้งค่าอุณหภูมิและความยาวคลื่น

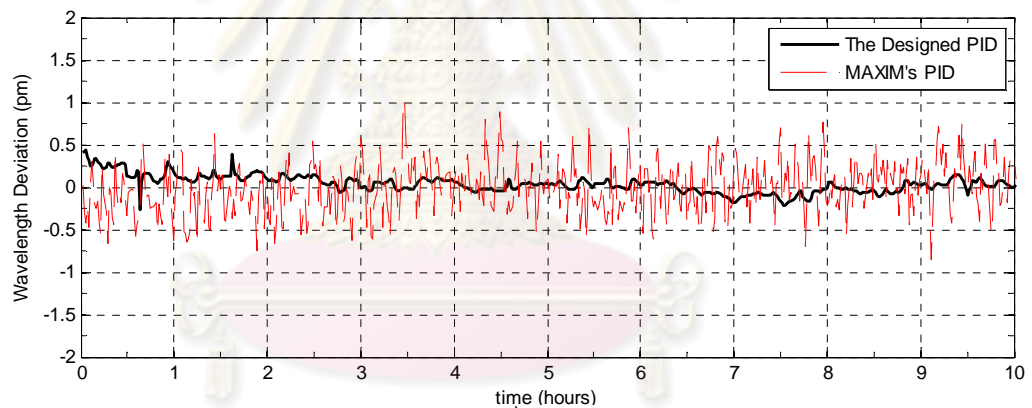
จากผลการทดลองสามารถสรุปได้เป็นสองกรณี คือ (1) การระบายความร้อนจากเลเซอร์ โดยเปลี่ยนค่า V_{SET} จาก 0.7 V ไปเป็น 0.8 V (ลดอุณหภูมิจาก 29 °C เป็น 23 °C ซึ่งเปลี่ยน λ จาก 1551.72 nm ไปเป็น 1551.22 nm) และ (2) การเพิ่มความร้อนให้กับเลเซอร์โดยเปลี่ยนค่า จาก 0.8 V ไปเป็น 0.7 V (เพิ่มอุณหภูมิจาก 23 °C เป็น 29 °C ซึ่งเปลี่ยน λ จาก 1551.22 nm ไปเป็น 1551.72 nm) โดยจะพิจารณาจากการระบายความร้อนเป็นหลักเพราะการเพิ่มความร้อนจาก TEC จะใช้เวลาน้อยกว่าในการเปลี่ยนค่าอุณหภูมิเพราะ TEC มีความสามารถในการเพิ่มความร้อนดีกว่าการระบายความร้อน จากกราฟในรูปที่ 5.18 พบว่าวงจรพีไอดีที่ออกแบบสามารถตอบสนองต่อ V_{SET} โดยใช้เวลาประมาณ 4 วินาที ทั้งในส่วนของการลดและเพิ่มอุณหภูมิให้กับเลเซอร์ และเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรควบคุมพีไอดีของบริษัท MAXIM วงจรที่ออกแบบจะให้ผลตอบสนองที่รวดเร็วกว่าเล็กน้อย ทั้งนี้เพราะวงจรที่ออกแบบได้ใช้การออกแบบในโดเมนทางเวลา ซึ่งจะเห็นผลของการตอบสนองของสัญญาณได้ชัดเจนกว่าการออกแบบในโดเมนทางความถี่

5.3.2 ผลการวัดความคลาดเคลื่อนของความยาวคลื่นเลเซอร์

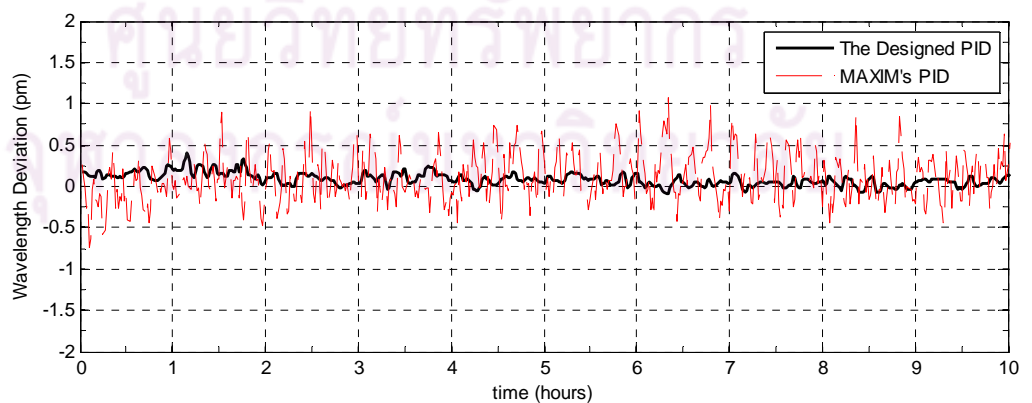
การทดสอบในแต่ละช่องสัญญาณจะเปรียบเทียบค่า $\Delta\lambda$ ที่ได้ จากการควบคุมอุณหภูมิของวงจรถ่ายไฟไดโอดที่ได้ออกแบบ กับวงจรถ่ายไฟไดโอดของบริษัท MAXIM โดยมีแผนภาพการเชื่อมต่อการวัดทดสอบดังรูปที่ 4.4 ซึ่งอธิบายในหัวข้อที่ 4.1.3 โดยบันทึกค่า V_{ERROR} แล้วทำการแปลงเป็นค่า $\Delta\lambda$ ตามสมการที่ (4.1) ในช่วงเวลา 10 ชั่วโมง โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ตามตารางที่ 5.4 ผลการวัด $\Delta\lambda$ ทั้ง 3 ช่องสัญญาณได้แก่ 1550.92 nm, 1551.72 nm และ 1552.52 nm ดังรูปที่ 5.19



(ก) เสถียรภาพของความยาวคลื่นของช่องสัญญาณ 1550.92 nm



(ข) เสถียรภาพของความยาวคลื่นของช่องสัญญาณ 1551.72 nm



(ค) เสถียรภาพของความยาวคลื่นของช่องสัญญาณ 1552.52 nm

รูปที่ 5.19 เสถียรภาพของความยาวคลื่นในแต่ละช่องสัญญาณ

จากผลการวัดค่า $\Delta\lambda$ ของทั้งสามช่องสัญญาณ โดยวงจรควบคุมอุณหภูมิทั้งสองพบว่าสามารถรักษาอุณหภูมิของเลเซอร์ให้มี $\Delta\lambda$ ต่ำกว่า 10 pm โดยค่า $\Delta\lambda$ สูงสุดของแต่ละช่องสัญญาณบันทึกไว้ดังตารางที่ 5.5 ดังนั้นวงจรทั้งสองมีโอกาสทำให้เกิดสัญญาณ Interchannel Crosstalk อันเนื่องมาจากความไม่นิ่งของอุณหภูมิน้อยมาก เมื่อเทียบกับ Interchannel Crosstalk อันเนื่องจาก Optical Tunable Filter ที่ระยะห่างของช่องสัญญาณข้างเคียง จากรูปที่ 5.19 พิจารณาจากแนวโน้มของค่า $\Delta\lambda$ ทั้งสามรูปพบว่า วงจรที่ออกแบบสามารถควบคุมอุณหภูมิให้มีเสถียรภาพดีกว่าวงจรพีไอดีจากบริษัท MAXIM โดยแสดงค่า $\Delta\lambda$ สูงสุดในแต่ละช่องสัญญาณดังตารางที่ 5.5 ซึ่งมีค่าต่ำกว่าค่ามาตรฐาน 10 pm ในทุกการทดสอบ ดังนั้นจึงสามารถนำวงจรพีไอดีที่ออกแบบไปใช้ควบคุมอุณหภูมิของเลเซอร์ในตัวส่งสัญญาณทางแสง ในระบบการรับส่งข้อมูลแบบ DWDM ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ตารางที่ 5.5 ผลการวัดค่าความคลาดเคลื่อนสูงสุดของความยาวคลื่นในแต่ละช่องสัญญาณ

$\Delta\lambda$ (nm)	Laser's temp (°C)	Maximum $\Delta\lambda$ of The Designed PID (pm)	Maximum $\Delta\lambda$ of MAXIM PID (pm)
1550.92	37	38.9 uV X (-4.83 nm/V) = -0.19	258 uV X (-4.83 nm/V) = -1.24
1551.72	29	-85.4 uV X (-5.13 nm/V) = 0.44	-201 uV X (-5.13 nm/V) = 1.03
1552.52	22	-74.0 uV X (-5.39 nm/V) = 0.40	-205 uV X (-5.35 nm/V) = 1.10

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

5.4 ผลการทดสอบระบบ DWDM 3 ช่องสัญญาณ

ในการทดสอบระบบ DWDM 3 ช่องสัญญาณ ทำการทดสอบสองระบบ คือ ระบบที่มีระยะห่างช่องสัญญาณเท่ากับ 25 GHz (0.2 nm) และ 50 GHz (0.4 nm) โดยส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงระยะทางสั้นๆ ซึ่งได้อธิบายรายละเอียดของการเชื่อมต่ออุปกรณ์แล้วในหัวข้อที่ 4.2 โดยได้ทำการวัดทดสอบและวิเคราะห์ผลใน 3 หัวข้อหลัก คือ (1) สเปกตรัมของสัญญาณแสง, (2) Interchannel Crosstalk และ (3) อัตราความผิดพลาดบิต โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 5.4.1 ถึง 5.4.3 ตามลำดับ

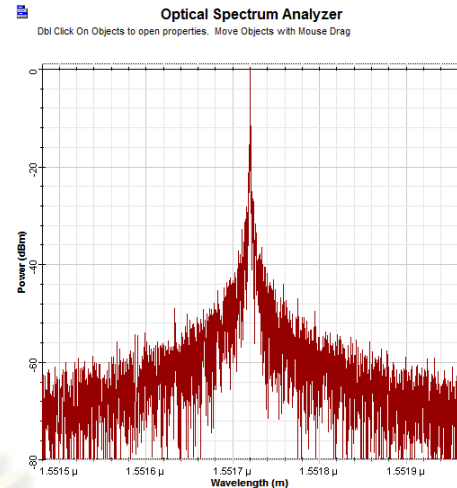
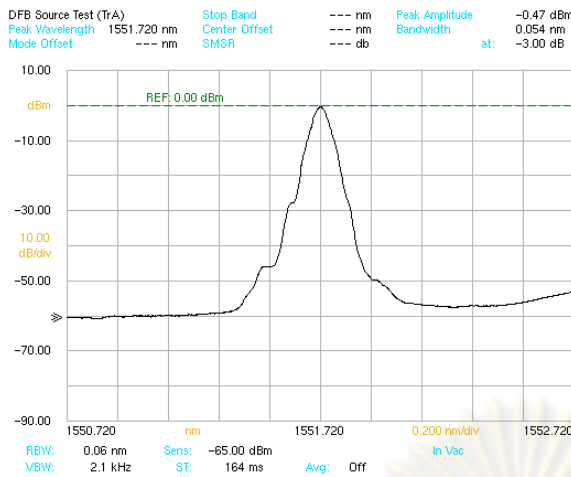
5.4.1 สเปกตรัมของสัญญาณแสง

การวัดสเปกตรัมของสัญญาณแสงใช้เครื่อง OSA ในการวัด โดยมีการเชื่อมต่อระบบ DWDM ดังรูปที่ 4.5 ซึ่งระบุตำแหน่ง A ถึง C ในการวัดสเปกตรัม สำหรับตำแหน่ง A เป็นตำแหน่งของตัวส่งสัญญาณ ส่วนตำแหน่ง B เป็นตำแหน่งของการรวมสัญญาณแสง และตำแหน่ง C เป็นตำแหน่งของการแยกสัญญาณทางแสง โดยแบ่งออกเป็นภาคส่งและภาครับมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 5.4.1.1 และ 5.4.1.2 ตามลำดับ

5.4.1.1 ภาคส่ง

ในการทดสอบได้ตั้งค่ากระแสไบแอสให้กับเลเซอร์ EML จะได้สเปกตรัมแสดงดังรูปที่ 5.20 (ซ้าย) ซึ่งเป็นสเปกตรัมของเลเซอร์ชนิด DFB ที่ยังไม่มีการมอดูเลตข้อมูล อ่านระดับกำลังแสงค่ายอดได้เท่ากับ -0.47 dBm และมีค่าความกว้างสเปกตรัมเท่ากับ 0.054 nm ที่ตำแหน่งต่ำจากยอด -3 dB ดังที่ได้อธิบายไปก่อนหน้านี้ในรูปที่ 5.1

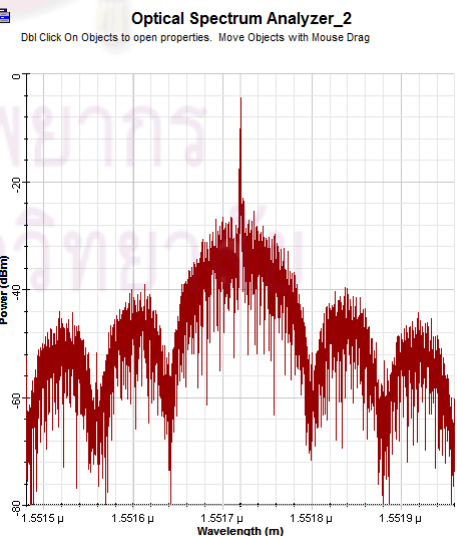
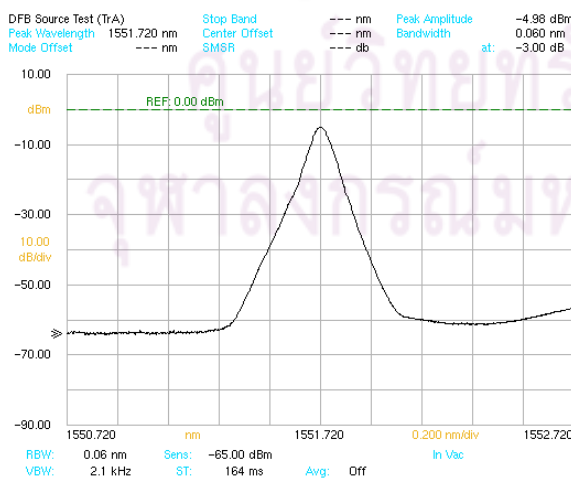
สเปกตรัมของสัญญาณภาคส่งแบ่งออกเป็น 2 ตำแหน่ง คือ (1) ตำแหน่ง A เป็นสเปกตรัมของช่องสัญญาณเดี่ยว และ (2) ตำแหน่ง B เป็นสเปกตรัมหลังจากรวมช่องสัญญาณทั้ง 3 ด้วย Fiber Coupler ตามที่ได้อธิบายในหัวข้อที่ 4.2.1 โดยมีผลการวัดสเปกตรัมดังรูปที่ 5.21 ถึง รูปที่ 5.23



รูปที่ 5.20 สเปกตรัมของเลเซอร์ขณะไม่มีการมอดูเลตข้อมูล ที่ตำแหน่ง A

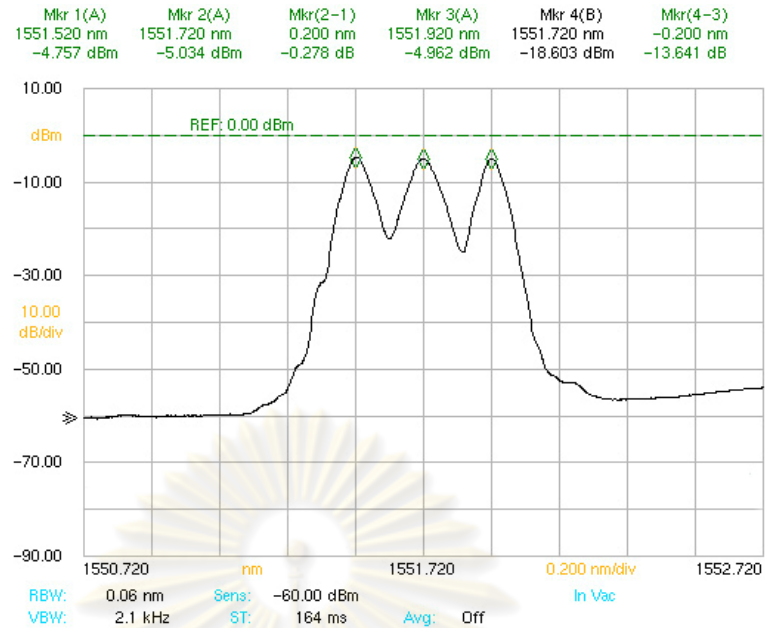
(ซ้าย) วัดด้วยเครื่อง OSA และ (ขวา) จำลองผลด้วยโปรแกรม OptiSystem 8.0

เมื่อทำการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลอัตรา 10 Gb/s (OC-192/STM-64) ซึ่งมีรายละเอียดของสัญญาณในหัวข้อ 5.1.2 แล้ววัดสเปกตรัมของสัญญาณแสงขาออกแสดงดังรูปที่ 5.21 (ซ้าย) ซึ่งเป็นตำแหน่ง A ของแผนภาพรูปที่ 4.5 จากผลการวัดพบว่าสเปกตรัมมีการถ่างออกเพิ่มขึ้นเป็น 0.06 nm และมีระดับกำลังค่ายอดแสงลดลงเป็น -4.98 dBm เนื่องจากมีการมอดูเลตข้อมูลเข้ามา ซึ่งข้อจำกัดความละเอียดของเครื่อง OSA อธิบายไปในหัวข้อที่ 5.1.1.1 ทำให้สเปกตรัมที่วัดได้มีลักษณะกว้างออกเพียงเล็กน้อยเท่านั้น ทั้งที่จริงแล้วสเปกตรัมของเลเซอร์มีซิงค์ฟังก์ชัน (Sinc Function) ของสัญญาณ PRBS 10 Gb/s มอดูเลตอยู่ด้วยดังรูปที่ 5.21 (ขวา) ซึ่งสเปกตรัมทางไฟฟ้าของสัญญาณ PRBS ดังกล่าวแสดงรายละเอียดแล้วในหัวข้อที่ 2.4.2

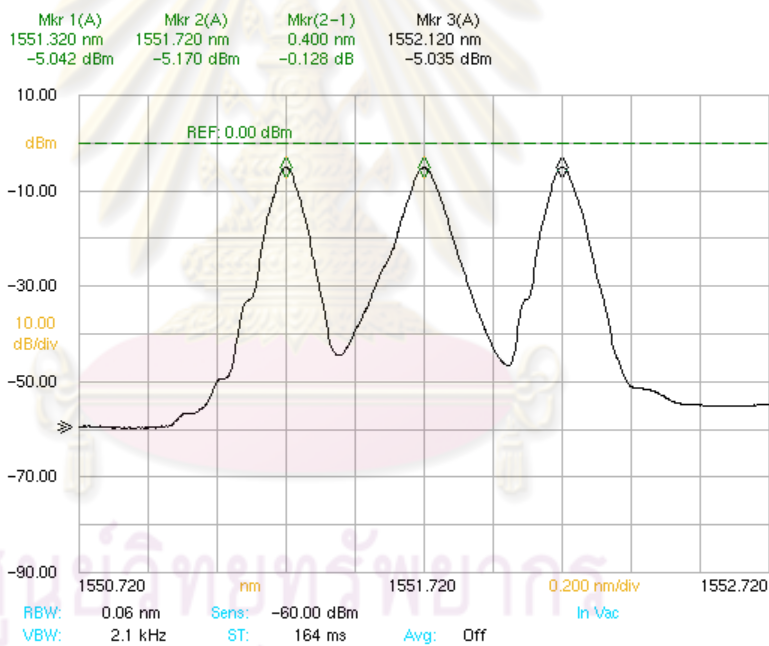


รูปที่ 5.21 สเปกตรัมของเลเซอร์เมื่อมีการมอดูเลตข้อมูล ที่ตำแหน่ง A

(ซ้าย) วัดด้วยเครื่อง OSA และ (ขวา) จำลองผลด้วยโปรแกรม OptiSystem 8.0



รูปที่ 5.22 สเปกตรัมของ 3 ช่องสัญญาณที่ตำแหน่ง B ของสัญญาณระยะห่าง 25 GHz

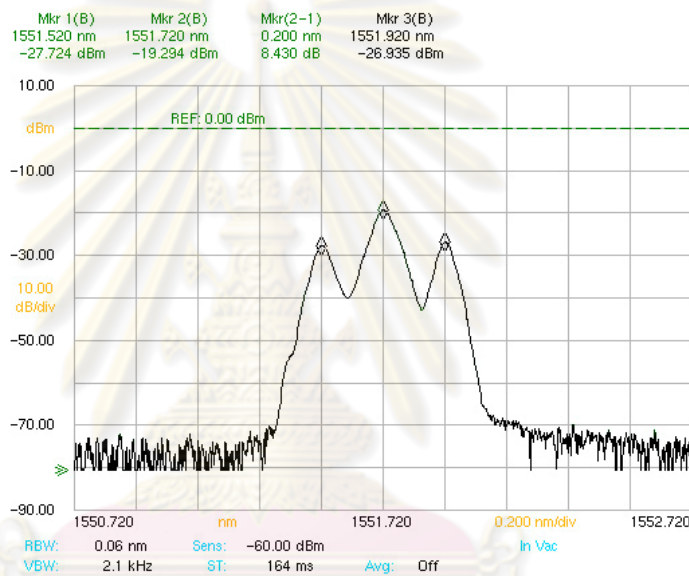


รูปที่ 5.23 สเปกตรัมของ 3 ช่องสัญญาณที่ตำแหน่ง B ของสัญญาณระยะห่าง 50 GHz

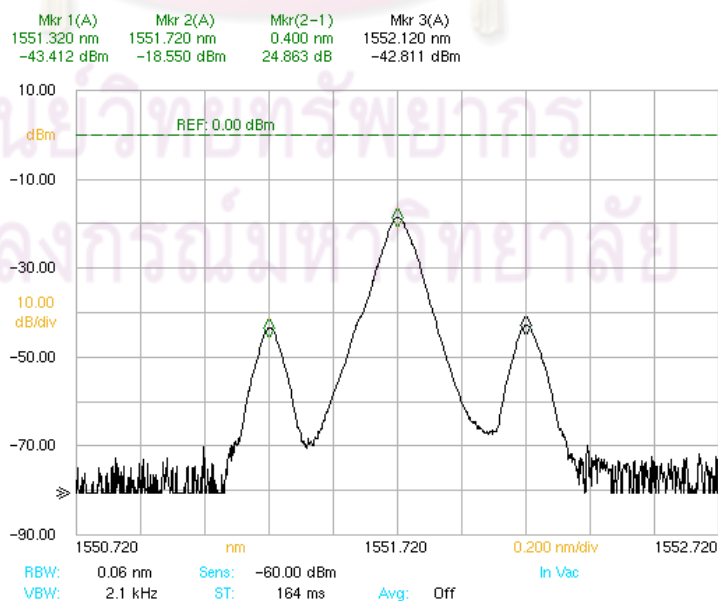
เมื่อรวมช่องสัญญาณทั้งสามเข้าด้วยกันแล้ววัดสเปกตรัมทางแสงที่ตำแหน่ง B ได้ดังรูปที่ 5.22 สำหรับระบบ 25 GHz DWDM และ รูปที่ 5.23 สำหรับระบบ 50 GHz DWDM โดยกำหนดระดับกำลังแสงค่ายอดเป็น -5 dBm เท่ากันทุกช่องสัญญาณ ส่วนสเปกตรัมของช่องสัญญาณข้างเคียงทั้งสองรูปมีขนาดแคบกว่าของช่องสัญญาณ 1551.72 nm เนื่องจากไม่มีการมอดูเลตสัญญาณข้อมูล

5.4.1.2 ภาครับ

เมื่อทำการแยกช่องสัญญาณที่ 2 (ความยาวคลื่น 1551.72 nm) ออกจากช่องสัญญาณข้างเคียงที่ระดับกำลังแสงเฉลี่ย P_{AVG} เท่ากับ -16 dBm แล้วพิจารณาสเปกตรัมพบว่ามีความต่างของระดับช่องสัญญาณข้างเคียงเท่ากับ 8.43 dB และ 24.86 dB แสดงดังรูปที่ 5.24 และ 5.24 สำหรับระบบ DWDM 25 GHz และ 50 GHz ตามลำดับ โดยความต่างของระดับสัญญาณเป็นไปตามคุณลักษณะของ Tunable Filter ซึ่งได้กล่าวรายละเอียดไว้ในหัวข้อที่ 4.2.2.1 จากนั้นช่องสัญญาณที่ถูกแยกออกมาจะเชื่อมต่อเข้าสู่ตัวรับสัญญาณทางแสงต่อไป



รูปที่ 5.24 สเปกตรัมที่ตำแหน่ง C ของระบบ 25 GHz DWDM ที่ P_{AVG} -16 dBm



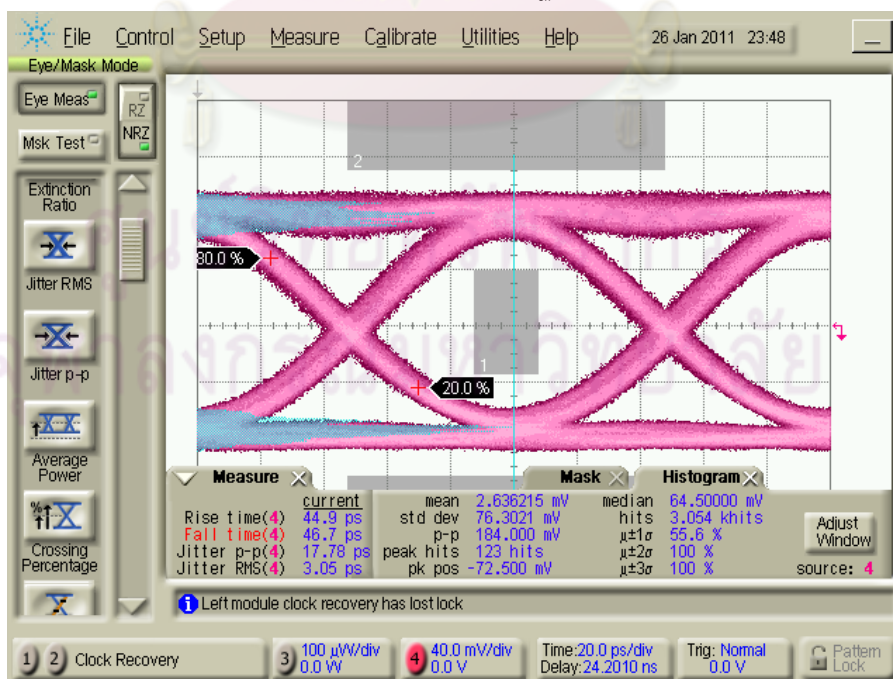
รูปที่ 5.25 สเปกตรัมที่ตำแหน่ง C ของระบบ 50 GHz DWDM ที่ P_{AVG} = -16 dBm

5.4.2 Interchannel Crosstalk

ในการรับส่งข้อมูลแบบ DWDM ปัญหาสำคัญที่ไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ คือ สัญญาณรบกวนระหว่างช่องสัญญาณ (Interchannel Crosstalk) ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อสัญญาณมากขึ้นเมื่อระยะห่างช่องสัญญาณแคบลง ในหัวข้อนี้จะทำการทดสอบ Interchannel Crosstalk ของระบบ DWDM 3 ช่องสัญญาณโดยมีระยะห่างช่องสัญญาณ 25 GHz (0.2 nm) และ 50 GHz (0.4 nm) เปรียบเทียบกัน ซึ่งมีรายละเอียดของระบบในหัวข้อที่ 4.2

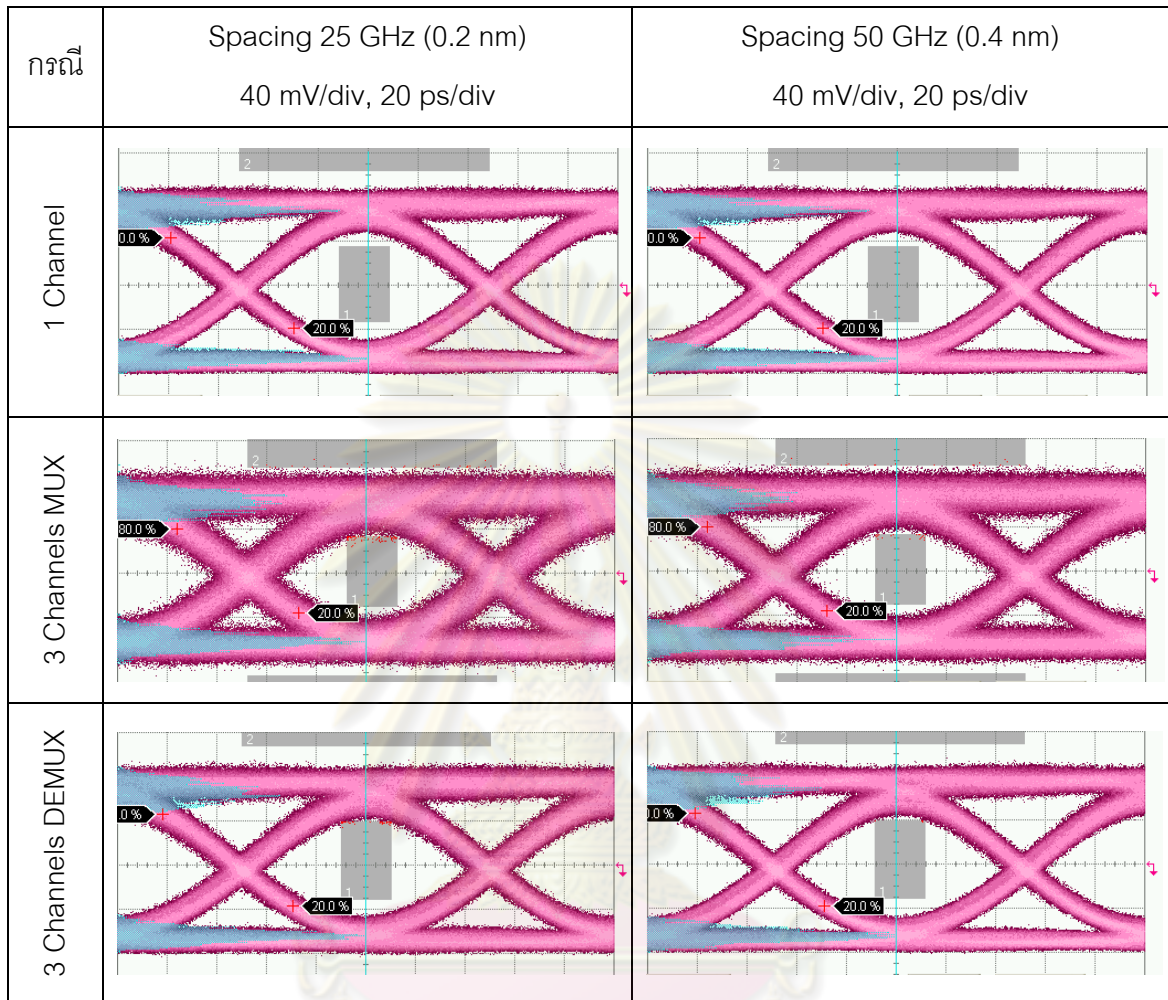
ในการวัดสัญญาณ Interchannel Crosstalk แสดงผลการวัดด้วยแผนภาพรูปตาทางไฟฟ้าที่ได้ออกจาก APD พร้อมแสดงฮิสโทแกรมของสัญญาณบิต 0 กับบิต 1 ดังรูปที่ 5.26 เพราะสัญญาณรบกวนดังกล่าวจะทำให้ช่องสัญญาณที่พิจารณาอยู่มีคุณภาพของสัญญาณที่แย่ลง ซึ่งสังเกตได้จากแผนภาพรูปตาที่หนามากขึ้น โดยจะเปรียบเทียบแผนภาพใน 3 กรณี คือ (1) 1 ช่องสัญญาณ, (2) 3 ช่องสัญญาณก่อนเข้า Tunable Filter, และ (3) 3 ช่องสัญญาณ หลังจากผ่าน Tunable Filter

ทำการวัดแผนภาพรูปตาที่ระดับกำลังแสงเฉลี่ยเท่ากัน คือ -16 dBm ซึ่งเป็นค่าระดับกำลังแสงเสมือนส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงระยะทาง 40 km กล่าวคือ ที่ต้นทางส่งระดับกำลังแสงเฉลี่ย -6 dBm (เนื่องจากใช้ Fiber Coupler 2 ตัวทำให้เกิด insertion loss ไปอย่างน้อย 6 dB) ส่งแสงผ่านเส้นใยนำแสงเกิดการลดทอนไป $0.2 \text{ dB/km} \times 40 \text{ km} = 8 \text{ dB}$ ขดเซย์ค่า dispersion penalty ประมาณ 2 dB ดังนั้นที่ปลายทางกำลังแสงเฉลี่ยเป็น $-6 \text{ dBm} - 8 - 2 = -16 \text{ dBm}$ โดยผลการวัดที่ได้แสดงดังตารางที่ 5.6 และมีค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของบิต 1 และ 0 ดังตารางที่ 5.7



รูปที่ 5.26 การวัดสัญญาณ Interchannel Crosstalk

ตารางที่ 5.6 เปรียบเทียบสัญญาณ Crosstalk แผนภาพรูปตามระบบ DWDM
ระยะช่องสัญญาณ 25 GHz และ 50 GHz ที่ระดับกำลังแสงเฉลี่ย -16 dBm



ตารางที่ 5.7 ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของบิต 1 และ 0 จากแผนภาพรูปตา

Standard Deviation	1 Ch	1 Ch	3 Ch MUX		3 Ch DEMUX	
	@ -6 dB	@ -16 dBm	@ -16 dBm		@ -16 dBm	
Spacing	-	-	25 GHz	50 GHz	25 GHz	50 GHz
0	4.89359	5.79066	7.14476	6.69255	6.21756	6.11566
1	6.24758	7.00598	10.1044	9.50925	9.88599	9.46720

จากตารางที่ 5.6 และ 5.7 ในกรณีการส่งสัญญาณทางแสงช่องเดียว (1 Channel) มีแผนภาพรูปตาเปิดกว้างดังรูปที่ 5.26 ซึ่งมีค่าระดับกำลังแสงเป็น -6 dBm แต่เมื่อลดทอนสัญญาณให้เหลือ -16 dBm จะได้แผนภาพรูปตาดังตารางที่ 5.6 ในกรณี 1 Channel และมีค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน (Standard Deviation, Std Dev) ของบิต 1/บิต 0 เพิ่มขึ้นจาก 6.24758/4.89359 mV เป็น 7.00598/5.79066 mV ซึ่งแสดงถึงสัญญาณรบกวนจาก APD ที่มากขึ้นเมื่อระดับกำลังแสงต่ำลง แสดงถึงค่าสัดส่วนของระดับสัญญาณข้อมูลต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio, SNR) ลดลง

จากนั้นรวมช่องสัญญาณข้างเคียงเข้ามาเป็น 3 ช่องสัญญาณ (3 Channels MUX) ที่ระดับกำลังแสงเฉลี่ย -16 dBm ระดับสัญญาณบิต 1 และบิต 0 มีความหนาแน่นมากขึ้นจนทำให้แผนภาพรูปตาแคบลงอย่างเห็นได้ชัด ซึ่งเป็นผลจากสัญญาณ Interchannel Crosstalk ถ้าพิจารณาจากกรณี 1 Channel พบว่าค่า STD DEV ของบิต 1 มีค่า 7.00598 mV แต่เมื่อมัลติเพล็กซ์สัญญาณเป็นกรณี 3 Channel จะพบว่าค่า STD DEV เพิ่มขึ้นเป็น 10.1044 mV และ 9.50925 สำหรับระบบ 25 GHz และ 50 GHz DWDM ตามลำดับ ซึ่งแสดงถึงความรุนแรงของสัญญาณ Interchannel Crosstalk เมื่อระยะห่างช่องสัญญาณแคบลงได้อย่างชัดเจน

ที่ภาครับได้แยกช่องสัญญาณ 1551.72 nm ออกด้วย Tunable Filter ได้แผนภาพรูปตาดังกรณี 3 Channels DEMUX พบว่า Tunable Filter สามารถลดระดับกำลังแสงของช่องสัญญาณข้างเคียงได้ 8.43 dB และ 24.86 สำหรับระบบ 25 GHz และ 50 GHz DWDM ตามลำดับ ซึ่งได้แสดงรายละเอียดของสเปกตรัมในหัวข้อที่ 5.4.1.2 ทำให้แผนภาพรูปตาดับมาเปิดกว้างขึ้น แต่ยังคงมีผลของ Interchannel Crosstalk เหลืออยู่เมื่อเทียบกับกรณี 1 Channel ซึ่งสังเกตจากค่า STD DEV ของบิต 1 ได้จากตารางที่ 5.7 พบว่าค่าของกรณี 3 Channels MUX มากกว่ากรณี 3 Channels DEMUX และมากกว่ากรณี 1 Channel

จากการวัดแผนภาพรูปตาทั้ง 3 กรณีพบว่านอกจากตัวส่งสัญญาณทางแสงที่ต้องควบคุมอุณหภูมิให้นิ่งแล้ว ที่ภาครับยังต้องมีตัวแยกสัญญาณที่เหมาะสมเพื่อทำให้กำลังแสงจากช่องสัญญาณข้างเคียงหลุดเข้ามายังช่องสัญญาณที่พิจารณาให้น้อยที่สุดด้วยเช่นกัน

5.4.3 อัตราความผิดพลาดบิต

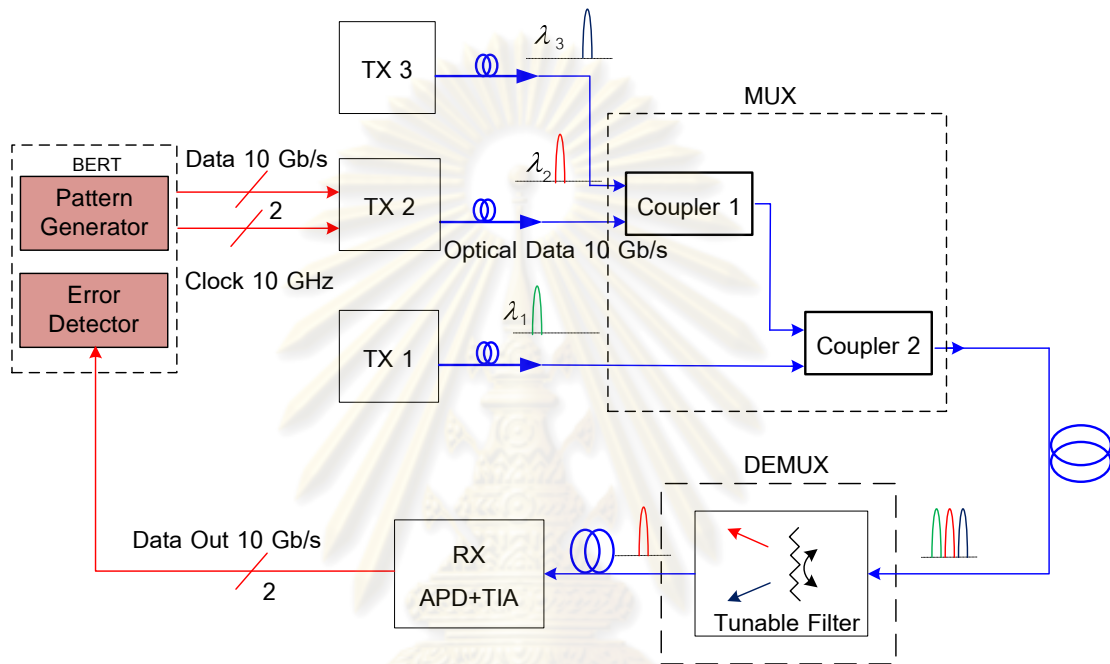
การวัดอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ DWDM 3 ช่องสัญญาณ มีจุดประสงค์ในการทดสอบ 2 ข้อ คือ (1) เพื่อทดสอบประสิทธิภาพในการรับส่งข้อมูลผ่านเส้นใยนำแสงระยะทางสั้นๆ ระหว่างตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ ร่วมกับตัวรับสัญญาณทางแสงที่ใช้ตัวตรวจแสงชนิด APD และ (2) ศึกษาผลกระทบของสัญญาณ Interchannel Crosstalk ที่เกิดขึ้นจากระยะห่างช่องสัญญาณในระบบ DWDM ที่มีต่ออัตราความผิดพลาดบิตในกรณีระยะห่างช่องสัญญาณ 25 GHz และ 50 GHz

ในการทดสอบใช้แหล่งกำเนิดข้อมูลทางไฟฟ้าจากเครื่อง BERT ซึ่งเป็นโมดูล Pattern Generator โดยใช้ข้อมูลแบบ PRBS $2^{31}-1$ polynomial และที่ภาครับใช้เครื่อง BERT ซึ่งมีโมดูล Error Detector ในการตรวจวัดข้อมูลผิดพลาด โดยเครื่องมือวัดจะนำสัญญาณขาเข้าที่วัดได้มาเปรียบเทียบกับข้อมูลที่ส่งออกไปจาก Pattern Generator เพื่อวัดอัตราความผิดพลาดบิตสำหรับการเชื่อมต่ออุปกรณ์เพื่อทำการวัดทดสอบแสดงดังรูปที่ 5.27

การวัดอัตราความผิดพลาดบิตแบ่งออกเป็น 3 กรณี คือ (1) 1 ช่องสัญญาณ (1CH) เป็นการทดสอบประสิทธิภาพของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ เฉพาะช่องสัญญาณ TX 2, (2) 3 ช่องสัญญาณระยะห่าง 25 GHz (3 CH 25 GHz) และ (3) 3 ช่องสัญญาณระยะห่าง 50GHz (3 CH 50 GHz) สำหรับกรณีที่ (2) และ (3) เป็นการทดสอบหลังจากการรวมทั้งสามช่องสัญญาณแล้ว ซึ่งมีรายละเอียดของระยะห่างช่องสัญญาณและการกำหนดช่องสัญญาณดังตารางที่ 5.8 ส่วนผลการวัดอัตราความผิดพลาดบิตของทั้ง 3 กรณีแสดงดังรูปที่ 5.28

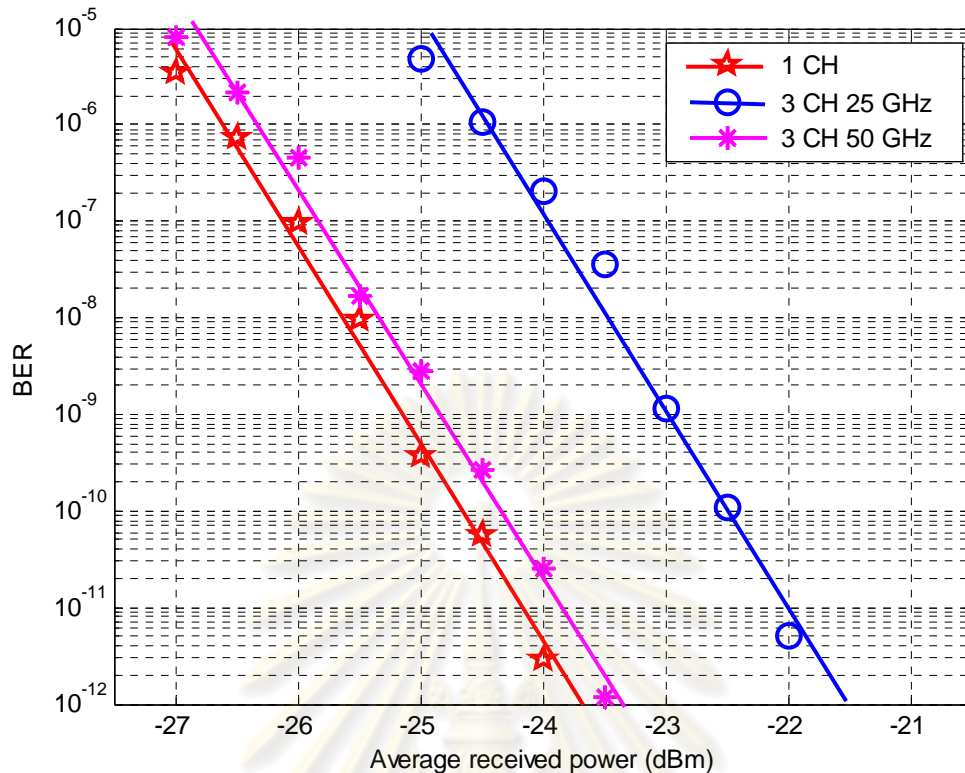
ตารางที่ 5.8 การกำหนดช่องสัญญาณทางแสงในระบบ DWDM

Spacing (GHz)/(nm)	TX1(nm)	TX2(nm)	TX3 (nm)
25/0.2	1551.52	1551.72	1551.92
50/0.4	1551.32	1551.72	1552.12



รูปที่ 5.27 การเชื่อมต่ออุปกรณ์เพื่อวัดอัตราบิตผิดพลาดในระบบ DWDM

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 5.28 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังแสงเฉลี่ยขาเข้า APD ทั้ง 3 กรณี

เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ 10^{-9} อ่านค่ากำลังแสงขาเข้าเฉลี่ยของทั้ง 3 กรณีจากรูปที่ 5.28 ได้เท่ากับ -25.2, -24.8 และ -23.0 dBm ตามลำดับ พบว่าการที่มีช่องสัญญาณข้างเคียงเพิ่มเข้ามาอีกสองช่องสัญญาณนั้น ตัวรับสัญญาณทางแสงต้องการระดับกำลังแสงโดยเฉลี่ยเพิ่มมากขึ้นเพื่อรักษาระดับ BER ให้มีค่าเท่าเดิมซึ่งเป็นค่าระดับ Power Penalty

สำหรับกรณีระยะช่องสัญญาณ 25 GHz และ 50 GHz ตัวรับสัญญาณทางแสงต้องการค่า Power Penalty เท่ากับ $-23 \text{ dBm} - (-25.2 \text{ dBm}) = 2.2 \text{ dB}$ และ $-24.8 \text{ dBm} - (-25.2 \text{ dBm}) = 0.4 \text{ dB}$ ทั้งนี้เป็นเพราะความต่างของระดับสัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณทางเคียงสำหรับกรณี 25 GHz และ 50 GHz ตามลำดับ ซึ่งได้กล่าวไปในส่วนของการวัดสเปกตรัมมีค่า 8.43 dB และ 24.86 dB ตามลำดับ จะพบว่าสำหรับกรณี 25 GHz สัญญาณรบกวนจะรุนแรงมากกว่า ส่วนการลดระยะห่างช่องสัญญาณให้แคบลงจาก 50 GHz เป็น 25 GHz ต้องใช้ Power Penalty เพิ่มขึ้นเท่ากับ $(2.2 - 0.4) = 1.8 \text{ dB}$

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอรายละเอียดการออกแบบและประกอบต้นแบบตัวส่งสัญญาณทางแสงพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ โดยใช้เลเซอร์ที่มีมอดูเลเตอร์ชนิดดุกคลื่นไฟฟ้าอยู่ภายในเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณทางแสง ซึ่งสามารถใช้งานได้ที่อัตราข้อมูล 10 Gb/s และมีวงจรควบคุมพีไอดีเป็นวงจรควบคุมอุณหภูมิ โดยมีการทดสอบประสิทธิภาพใน 2 ด้าน คือ (1) การรักษาเสถียรภาพของอุณหภูมิ เพื่อควบคุมให้ความคลาดเคลื่อนของความยาวคลื่นอยู่ในค่า ± 10 pm ตามมาตรฐาน ITU-T G.692 (Frequency Deviation) และ (2) ผลการทดสอบแผนภาพรูปตาของการส่งข้อมูลอัตรา 10 Gb/s ในการส่งแสงหลายความยาวคลื่นแบบหนาแน่น (Dense Wavelength Division Multiplexing, DWDM) จำนวน 3 ช่องสัญญาณด้วยระยะห่างช่องสัญญาณ 25 GHz ได้ตามมาตรฐาน SONET (OC-192)/SDH (STM-64) โดยไม่พิจารณาผลการลดทอน (Attenuation) และการกระจายโครมาติก (Chromatic Dispersion) ของสายต่อเส้นใยนำแสงสั้นๆ

อัตราข้อมูลในการรับส่งเป็นตัวแปรสำคัญในการออกแบบ โดยระบบการรับส่งสัญญาณปัจจุบันมีการพัฒนาอัตราข้อมูลเพิ่มขึ้นจาก 155.52 Mb/s (OC-3) และ 622.08 Mb/s (OC-12) ไปเป็น 2.488 Gb/s (OC-48), 9.953 Gb/s (OC-192), และ 39.812 Gb/s (OC-768), ในงานวิจัยจึงเลือกที่จะออกแบบที่ 9.953 Gb/s (OC-192), ซึ่งเป็นอัตราข้อมูลที่ใช้กันอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน ดังนั้นเมื่ออัตราข้อมูลในการรับส่งข้อมูลสูงขึ้น ขั้นตอนในการออกแบบลายวงจรจึงมีความยุ่งยากและซับซ้อนมากขึ้น

ในการออกแบบแผ่นวงจรตัวส่งสัญญาณทางแสงใช้วัสดุชนิด FR4 ประกอบไปด้วย 4 ชั้น คือ Signal Layer (1), Ground Plane, Power Plane, และ Signal Layer (2) ซึ่งในการออกแบบวงจรความเร็วสูงจำเป็นต้องคำนึงถึงโมเดลของสายส่งชนิดต่างๆ ไม่ว่าจะเป็น Microstrip Line, Stripline และ Coplanar Waveguide เพื่อคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ให้เหมาะสม อีกทั้งการจำลองลายวงจรถ้าค่าอิมพีแดนซ์ด้วย ซอฟต์แวร์โปรแกรม PolarSi8000 และ ADS 2009 Update 1

เมื่อทดสอบการรับส่งสัญญาณข้อมูลอัตรา 10 Gb/s ด้วยลำดับบิต PRBS $2^{31}-1$ polynomial และเปรียบเทียบแผนภาพรูปตาที่ตรวจวัดกับหน้ากามาตรฐาน SONET (OC-192)/SDH (STM-64) พบว่าตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบให้แผนภาพรูปตาผ่านมาตรฐานดังกล่าว

จากนั้นทดสอบประสิทธิภาพในการควบคุมอุณหภูมิ โดยใช้วงจรควบคุมพีไอดีที่ได้ ออกแบบไว้พบว่า สามารถปรับเปลี่ยนอุณหภูมิและความยาวคลื่นได้อย่างรวดเร็วและถูกต้องตาม สัญญาณตั้งค่า สุดท้ายได้ทดสอบความมีเสถียรภาพของวงจรพีไอดีที่ได้ออกแบบ จากความคลาดเคลื่อนทางความยาวคลื่นพบว่าสามารถควบคุมให้มีค่าอยู่ภายใน 0.44 pm ดังผลในตารางที่ 5.5 ซึ่งต่ำกว่าค่ามาตรฐาน ITU-T G.692 (Frequency Deviation) ที่กำหนดไว้ที่ ± 10 pm สำหรับการส่งข้อมูลในระบบ DWDM ระยะห่างช่องสัญญาณ 25 GHz อัตรา 10 Gb/s

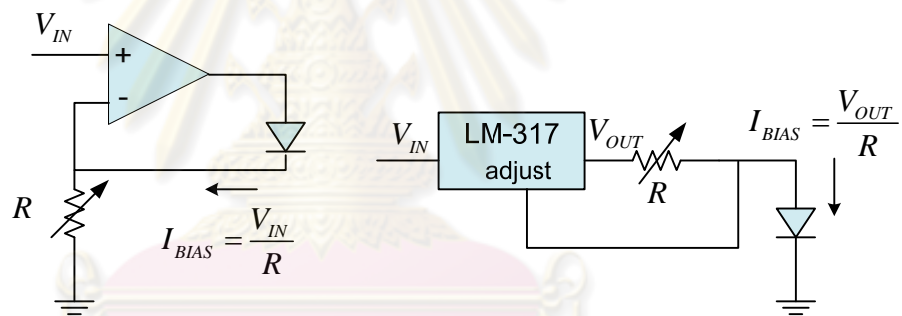
จากนั้นประยุกต์ใช้งานตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ ในระบบการรับส่งสัญญาณแสงหลายความยาวคลื่น จำนวน 3 ช่องสัญญาณ ที่มีระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณเท่ากับ 25 GHz (0.2nm) ความยาวคลื่น 1551.52, 1551.72 และ 1551.92 nm โดยแยกช่องสัญญาณความยาวคลื่น 1551.72 nm ออกมา เพื่อศึกษาผลของสัญญาณ Interchannel Crosstalk ที่มีต่อค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของบิต 1 และบิต 0 ของแผนภาพรูปตา อีกทั้งทำการวัดหาอัตราความผิดพลาดบิตและ Power Penalty ของระบบการรับส่งสัญญาณแสง พบว่าเมื่อระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณแคบลงจะมีทั้งค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของบิตและ Power Penalty เพิ่มขึ้น

6.2 ข้อเสนอแนะ

ข้อเสนอแนะในการปรับปรุงและพัฒนาการออกแบบและประกอบตัวส่งสัญญาณทางแสง พร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิเพื่อนำไปประยุกต์ต่อในอนาคตมีดังนี้

- 1) ในการประกอบแต่ละองค์ประกอบลงบนบอร์ดที่ทำการผลิตมาแล้ว ควรแยกบัดกรีประกอบทีละองค์ประกอบ และทดสอบว่าแต่ละองค์ประกอบนั้นใช้งานได้ปกติ ก่อนที่จะบัดกรีองค์ประกอบถัดไป
- 2) สามารถเพิ่มตัวรับสัญญาณทางแสงเข้ากับตัวส่งสัญญาณทางแสงไว้ในบอร์ดเดียวกัน หรือที่เรียกว่า Optical Transceiver ซึ่งเป็นที่ใช้งานกันอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน
- 3) สามารถส่งสัญญาณข้อมูลผ่านเส้นใยนำแสงระยะทางระดับไกลมากขึ้นได้ โดยใช้ตัวขยายสัญญาณทางแสง เช่น Erbium-Doped Fiber Amplifier (EDFA) ร่วมกับ DCF (Dispersion Compensation Fiber) เพื่อลดผลการถ่างออกของสัญญาณ ทำให้รับส่งสัญญาณให้ได้ระยะทางไกลขึ้น
- 4) เครื่องกำเนิดข้อมูลทางไฟฟ้า (Pattern Generator) ควรมีมากกว่า 1 ตัว เพื่อการทดสอบการรับส่งข้อมูลแบบ DWDM จะมีความสมจริงกับระบบที่ใช้จริงมากที่สุด

- 5) เครื่อง OSA ที่ใช้สำหรับวิเคราะห์สเปกตรัมทางแสงมีความละเอียด 0.06 nm ซึ่งออกแบบมาให้ใช้งานกับระบบ 50GHz DWDM ดังนั้นถ้ามี OSA ที่มีความละเอียดมากขึ้น จะทำให้การวัดสเปกตรัมมีความถูกต้องมากกว่า
- 6) วงจรจ่ายกระแสไบแอสให้กับเลเซอร์ (Bias Current Circuit) ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้วิธีการคงค่ากระแสด้วยวิธีการปรับค่าแรงดันคงที่ จากตัวคุมค่าแรงดัน (Voltage Regulator) ร่วมกับตัวต้านทานปรับค่าได้โดยมีเลเซอร์เป็นโหลดซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.1.2 นั้นเป็นวิธีที่ไม่ถูกต้องนัก เพราะวงจรดังกล่าวควรจะทำหน้าที่เป็นแหล่งกำเนิดกระแส (Current Source) มิใช่เป็นแหล่งกำเนิดแรงดัน (Voltage Source) ตามที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ ผู้เชี่ยวชาญทางวงจรอิเล็กทรอนิกส์ได้แนะนำวงจรควบคุมกระแสอย่างง่าย 2 วงจร คือ (1) วงจรควบคุมกระแสที่ใช้ตัวคุมค่าแรงดันโมดูล LM-317 เป็นแหล่งกำเนิดกระแสได้ร่วมกับตัวต้านทานปรับค่าได้ดังวงจรในรูปที่ 6.1(ขวา) และ (2) วงจรที่ใช้ตัว Op-Amp ร่วมกับตัวต้านทานปรับค่าได้ดังวงจรในรูปที่ 6.1 (ซ้าย)



รูปที่ 6.1 วงจรที่เหมาะสมสำหรับวงจรควบคุมกระแสไบแอสให้กับเลเซอร์

(ซ้าย) วงจรที่ใช้ Op-Amp และ (ขวา) วงจรที่ใช้ตัวคุมค่าแรงดัน LM-317

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รายการอ้างอิง

- [1] Suzuki, H., Fujiwara, M., and Iwatsuki, K. Application of Super-DWDM Technologies to Terrestrial Terabit Transmission Systems. Journal of Lightwave Technology 24 (May 2006): 1998-2005.
- [2] Masuda, H. and Kawai, S. Ultra wide-band Raman amplification with total gain bandwidth of 132 nm of two gain-bands around 1.5 μm . Proc. ECOC 2 (September 1999): 146–147.
- [3] Ooi, H., et al. 40-Gb/s WDM transmission with virtually imaged phased array (VIPA) variable dispersion compensators. Journal of Lightwave Technology. 20 (Dec. 2002): 2196–2203.
- [4] Kuwahara, S., Hirano, A., Miyamoto, Y., and Murata, K. Automatic dispersion compensation for WDM system by mode-splitting of tone-modulated CS-RZ signal. Proc. ECOC 3 (September 2002): 1-2.
- [5] Schmidt, M., et al. 8×170 Gb/s DWDM field transmission experiment over 430 km SSMF using adaptive PMD compensation. Proc. ECOC 4 (2004): 4-5.
- [6] Han Hyub Lee, Jung Mi Oh, Donghan Lee, Gyu Woong Lee, and Seong Taek Hwang. Performance of 16×10 Gb/s WDM Transmissions Over 4×40 km of SMF Using Linear Optical Amplifier Combined With Raman-Pumped Dispersion Compensation Fiber Under Dynamic Add-Drop Situations. The IEEE Photonic Technology Letter. 16 (May 2004): 1576.
- [7] Qian, D., Yu, J., Wang, T. Ultra-high-capacity optical transmissions. Communications and Photonics Conference and Exhibition (ACP) (n.d.) (January 2010): 1
- [8] ITU Telecommunication Standardization Sector. ITU-T G.694.1, Spectral grids for WDM application: DWDM frequency grid [Online]. 2006. Available from: <http://www.itu.int/> [2010, September]
- [9] Guy, M., Villeneuve, B., Latrasse, C., and Têtu, M. Simultaneous absolute frequency control of laser transmitter in both 1.3 and 1.55 μm bands for

- multi wavelength communication systems. Journal of Lightwave Technology 14 (June 1996): 1136–1143.
- [10] Poulin, M., Latrasse, C., Cyr, N., and Têtu, M. An absolute frequency reference at 192.6 THz (1556 nm) based on a two-photon absorption line of rubidium at 778 nm for WDM communication systems. Photonics Technology Letters, IEEE 9 (December 1997): 1631-1633.
- [11] Teshima, M., Koga, M., and Sato, K. Performance of multiwavelength simultaneous monitoring circuit employing arrayed-waveguide grating. Journal of Lightwave Technology 14 (October 1996): 2277–2285.
- [12] Okamoto, K., Hattori, K., and Ohmori, Y. Fabrication of multiwavelength simultaneous monitoring device using arrayed-waveguide grating. Electronics Letters 32 (March 1996): 569–570.
- [13] Nasu, H., et al. Wavelength Monitor Integrated Laser Modules for 25-GHz-Spacing Tunable Applications,” IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics 11 (February 2005): 157.
- [14] O'Donnell, K.P. and Chen, X. Temperature dependence of semiconductor band gaps [Online]. 2005. Available from: <http://apl.aip.org/> [2010, June 17]
- [15] ITU Telecommunication Standardization Sector. ITU-T G.692, Optical interfaces for multichannel systems with optical amplifiers (Frequency Deviation, REV5) [Online]. 1998. Available from: <http://www.itu.int/> [2010, April 10]
- [16] ITU Telecommunication Standardization Sector. ITU-T G.691, Optical interfaces for single channel STM-64 and other SDH systems with optical amplifiers [Online]. 2006. Available from: <http://www.itu.int/> [2010, April 10]
- [17] Harold, K. Fiber optic communication. New Jersey: Pearson Prentice Hall, 2004
- [18] Harry, J., and Duttun, R. Understanding optical communication. (n.p.): IBM Corporation International Technical Support Organization, 1998.
- [19] Sackinger, E. Broadband Circuits for Optical Fiber Communication. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.

- [20] Keiser, G. Optical Fiber Communication. 3rd edition. Singapore: McGraw-Hill, 2000.
- [21] Miyazaki, Y., et al. High-power ultralow-chirp 10-Gb/s electroabsorption modulator integrated laser with ultrashort photocarrier lifetime. IEEE Journal of Quantum Electronics 42 (April 2006): 357-362.
- [22] Chen, Y., et al. High manufacturability and high reliable 10Gb/s electro-absorption laser package. Electronic Components and Technology Conference, 2005. Proceedings. 55th 2 (May 2005): 1642-1647
- [23] Fukano, H., et al. Low driving-voltage 40-Gbit/s Electroabsorption Modulator Integrated DFB Laser module with Low Chirp Characteristics. Semiconductor Laser Conference, Conference Digest, 2006 IEEE 20th International. 1 (October 2006): 11-12
- [24] Lawrence A. J. and ILX Lightwave. Application note#2, Selecting and using thermistors for temperature control [Online]. 2003. Available from: <http://www.ilxlightwave.com/> [2010, August 20]
- [25] ilx lightwave. Thermistor Constant Conversions-Beta to Steinhart-Hart [Online]. 2003. Available from: <http://www.ilxlightwave.com/> [2010, August 20]
- [26] Okata K. Modern Control Engineering. 4th edition. New Jersey: Prentice Hall, 2002.
- [27] S. Nise, N. Control System Engineering. 4th edition. California: John Wiley, 2004.
- [28] McManis, C. H-Bridges: Theory and Practice [Online]. 2006. Available from: <http://www.mcmanis.com/chuck/robotics/tutorial/h-bridge/> [2010, June 23]
- [29] Lawrence A. J.. Application note#14, Optimizing TEC drive current [Online]. 2003. Available from: www.ilxlightwave.com/ [2010, August 20]
- [30] Caltech, I. Termoelectrics [Online]. (n.d.). Available from: <http://www.its.caltech.edu/> [20010, July 25]
- [31] Furukawa Electric Co., Ltd. Athermal AWG module PS701 datasheet [Online]. (n.d.). Available from: <http://www.fitel.com> [2010, January 30]
- [32] Stephen H. Hall. Garrett W. Hall, and James A. Macall. High-Speed Digital System Design. 1st edition.the US: John Wiley & Son, 2000.

- [33] Bogatin E., Signal Integrity-Simplified. New Jersey: Pearson Education, 2004.
- [34] Agilent Technologies, Inc. N4901B Serial BERT 13.5 Gb/s datasheet [Online]. 2005. Available from: <http://www.agilent.com> [2010, February 20]
- [35] Agilent Technologies, Inc. 86105B 15 GHz optical / 20 GHz electrical module datasheet [Online]. 2008. Available from: <http://www.agilent.com> [2010, February 20]
- [36] Agilent Technologies, Inc. N5242A PNA-X Microwave Network Analyzer datasheet [Online]. 2010. Available from: <http://www.agilent.com> [2011, January 5]
- [37] CyOptics, Inc. E4560 Type 10 Gb/s High-Power EML Modules up to 40 km (800ps/nm) Transmission datasheet [Online]. 2007. Available from: <http://www.cyo optics.com> [2010, January 23]
- [38] National Semiconductor, LM117/LM317A/LM317 3-Terminal Adjustable Regulator data sheet [Online]. 2011. Available from: www.national.com [2011, April 23]
- [39] Maxim Integrated Products, Inc. MAX3941 10Gbps EAM Driver with Integrated Bias Network Datasheet [Online]. (2003). Available from: <http://www.maxim-ic.com/> [2010, January 23]
- [40] Maxim Integrated Products, Inc. MAX8521 Smallest TEC Power Drivers for Optical Modules Datasheet [Online]. (2008). Available from: <http://www.maxim-ic.com/> [2010, February 10]
- [41] Maxim Integrated Products, Inc. MAX4238 Ultra-Low Offset/Drift, Low-Noise, Precision SOT23 Amplifiers Datasheet [Online]. (2006). Available from: <http://www.maxim-ic.com/> [2010, February 10]
- [42] Maxim Integrated Products, Inc. Compact DWDM laser Temperature Control with the MAX 8521 Application note 3264 [Online]. Available from: <http://www.maxim-ic.com/> [2010, February 10]
- [43] Barnes, H., et al. ATE Interconnect Performance to 43Gbps Using Advanced PCB Materials. DesignCon 2008, 7

- [44] Polar Instruments Inc. Si8000m PCB Controlled Impedance Field Solver Single and Multiple dielectric PCBs [Online]. (n.d.) Available from: <http://www.polarinstruments.com/> [2011, March 28]
- [45] Agilent Technologies, Inc. Advanced Design System (ADS) [Online]. 2005. Available from: <http://www.agilent.com> [2011, January 5]
- [46] GigaLane Co.,Ltd. Application notes PSF-S01 [Online]. (n.d.). Available from: <http://www.gigalane.com> [2011, January 5]
- [47] JDS Uniphase Corporation. MAP Tunable Filter (mTBF-A1, model G) datasheet [Online]. 2011. Available from: <http://www.jdsu.com> [2011, February 18]
- [48] CyOptics, Inc. R197AL 10 Gb/s Small Form-Factor Co-Planar APD-TIA Receiver with Linear TIA for EDC Applications datasheet [Online]. 2008. Available from: <http://www.cyoptics.com> [2010, January 23]
- [49] วณิ ศรีสุวรรณรัตน์. การพัฒนาต้นแบบตัวรับสัญญาณทางแสงอัตราข้อมูล 10 กิกะบิตต่อวินาที โดยใช้ตัวตรวจจับแสงชนิดกล่อมหลาย, วิทยานิพนธ์ปริญญาโทบริหารธุรกิจ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2552
- [50] Agilent Technologies, Inc. Agilent 86146B Optical Spectrum Analyzer Technical Specifications [Online]. 2005. Available from: <http://www.agilent.com> [2011, May 5]
- [51] Optiwave Systems Inc. OptiSystem 8.0 [Online]. 2005. Available from: <http://www.optiwave.com> [2011, May 5]
- [52] EigenLight Corp. Series 400 Power monitor-Attenuator datasheet [Online]. 2005 Available from: <http://www.eigenlight.com> [2011, May 5]
- [53] Maxim Integrated Products, Inc. MAX8521 EVKIT Datasheet. [Online]. 2004. Available from: <http://www.maxim-ic.com/> [2010, August 23]
- [54] Agilent Technologies, Inc. Agilent 54754A Differential & single-ended TDR/TDT module Specifications [Online]. 2011. Available from: <http://www.agilent.com> [2011, March 5]



ภาคผนวก

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ก. บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่

1. Jirawut Akaranuchat and Duang-rudee Worasuchep, "Performance of 10 Gb/s Optical Transmitter with Temperature Control System in a 25-GHz Dense Wavelength Division Multiplexing Transmission", in The 33 rd Electrical Engineering Conference (EECON-33), Chiang Mai, Thailand, page 1457-1460, December, 2010.

2. Duang-rudee Worasuchep, Wanee Srisuwarat and Jirawut Akaranuchat "Design and Performance of 10 Gb/s Optical Receiver in 50-GHz DWDM Transmission over 40-km SSMF", in Journal of The ECTI Transactions on Electrical ENG., Electronics, and Communications (EEC), vol. 9, no. 1, page 157 - 168, February, 2011

3. Wanee Srisuwarat, Jirawut Akaranuchat and Duang-rudee Worasuchep, "Performance of 10 Gb/s Optical Receiver in 50-GHz DWDM Transmission over 40-km SSMF," in The Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) International Conference, Chiang-Mai, Thailand, vol. 1, page 992-995, May, 2010.



ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ประสิทธิภาพของตัวส่งสัญญาณทางแสงอัตรา 10 กิกะบิตต่อวินาที พร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ ในการส่งแสงหลายความยาวคลื่นแบบหนาแน่น ด้วยระยะห่างช่องสัญญาณ 25 กิกะเฮิรตซ์

Performance of 10 Gb/s Optical Transmitter with Temperature Control System in a 25-GHz Dense Wavelength Division Multiplexing Transmission

จิรวุฒิ อัครานุชาต และ ดวงฤดี วรสุชีพ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ถนนพญาไท เขตปทุมวัน กรุงเทพฯ 10330

E-mail: Jirawut.A@Student.chula.ac.th, Duangrudee.W@Chula.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการออกแบบตัวส่งสัญญาณทางแสงอัตราข้อมูล 10 Gb/s ด้วยเลเซอร์ที่มีมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้าอยู่ภายใน (Electro-Absorption Modulator Integrated Laser, EML) พร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิที่ใช้ตัวควบคุมพีไอดี (Proportional Integral Derivative controller, PID controller) รวมทั้งผลการทดสอบของตัวส่งสัญญาณทางแสงในการรักษาเสถียรภาพของอุณหภูมิ เพื่อควบคุมให้ความคลาดเคลื่อนของความยาวคลื่นอยู่ในช่วง ± 10 pm ตามมาตรฐาน ITU-T G.692 (Frequency Deviation) และผลการทดสอบแผนภาพรูปตาของการส่งข้อมูลอัตรา 10 Gb/s ในการส่งแสงหลายความยาวคลื่นแบบหนาแน่น (Dense Wavelength Division Multiplexing, DWDM) จำนวน 3 ช่องสัญญาณด้วยระยะห่างช่องสัญญาณ 25 GHz ได้ตามมาตรฐาน SONET(OC-192)/SDH(STM-64) โดยไม่พิจารณาผลการลดทอน (Attenuation) และการกระจายโครมาติก (Chromatic Dispersion) ของสายต่อเส้นใยนำแสงสั้นๆ

คำสำคัญ : ตัวส่งสัญญาณทางแสง, ระบบควบคุมอุณหภูมิ, ตัวควบคุมพีไอดี, การส่งสัญญาณหลายความยาวคลื่นแบบหนาแน่น

Abstract

This article describes the design of 10 Gb/s optical transmitter using an Electro-Absorption Modulator Integrated Laser (EML) with temperature control system using a Proportional Integral Derivative (PID) controller. The experimental results show that the wavelength deviation of the optical transmitter is kept within ± 10 pm according to ITU-T G.692 (Frequency Deviation) standard. The measured 10 Gb/s eye-diagrams of 3 channels in 25-GHz DWDM transmission meet the SONET(OC-192)/SDH(STM-64) specification, without a considering attenuation and chromatic dispersion effects from short fiber patch cord.

Keyword: Optical Transmitter, Temperature Control System,

PID Controller, Dense Wavelength Division Multiplexing Transmission

1. บทนำ

ปัจจุบันระบบ DWDM ให้ความสำคัญในการเพิ่มความจุของการรับส่งข้อมูล โดยเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณด้วยการลดระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณให้แคบลง จาก 100 GHz เป็น 50 GHz, 25 GHz หรือแม้กระทั่ง 12.5 GHz ในช่วงความยาวคลื่น 1480 nm ถึง 1620 nm [1] ซึ่งระบบจะสามารถส่งข้อมูลตามระยะห่างช่องสัญญาณที่มีความแคบๆ อย่าง 25 GHz ซึ่งเท่ากับ 0.2 nm ที่ความยาวคลื่นประมาณ 1550 nm ได้นั้น เลเซอร์ภายในตัวส่งสัญญาณทางแสง จำเป็นต้องสร้างความยาวคลื่นที่ถูกต้องตลอดเวลา หรือมีความคลาดเคลื่อนน้อยกว่าหรือเท่ากับ 10 pm ตามมาตรฐาน ITU-T G.692 (Frequency Deviation) สำหรับการส่งข้อมูลแบบ DWDM อัตราข้อมูล 10 Gb/s ระยะห่างช่องสัญญาณ 25 GHz [2] ดังนั้นการนำ EML มาประยุกต์ใช้ในตัวส่งสัญญาณทางแสง โดยการปรับอุณหภูมิจนได้สเปกตรัมตามค่ามาตรฐาน ITU-T G.694.1 (DWDM frequency grid) [3] จึงเป็นทางเลือกที่เหมาะสมและคุ้มค่า [1]

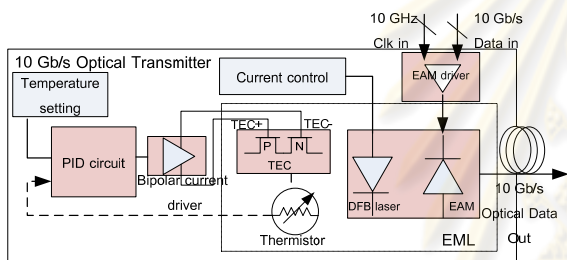
การปรับอุณหภูมิและการรักษาเสถียรภาพความยาวคลื่นของ EML โดยใช้ระบบควบคุมอุณหภูมิที่มีการทำงานร่วมกันของเทอร์มิสเตอร์ (Thermistor) และตัวระบายความร้อน (Thermo Electric Cooler, TEC) โดยระบบควบคุมดังกล่าวเป็นการควบคุมแบบป้อนกลับ (feedback control) ซึ่งมีหลายชนิด ในที่นี้เลือกใช้วงจรที่ง่ายต่อการศึกษาและนำมาประยุกต์ใช้งาน คือตัวควบคุมพีไอดี

บทความนี้จึงนำเสนอการออกแบบตัวส่งสัญญาณทางแสง 10 Gb/s พร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิที่ใช้ตัวควบคุมพีไอดี ดังรายละเอียดในหัวข้อที่ 2 ซึ่งจะนำมาใช้งานในระบบ DWDM จำนวน 3 ช่องสัญญาณด้วยระยะห่างช่องสัญญาณ 25 GHz ดังรายละเอียดของแผนภาพการทดสอบในหัวข้อที่ 3 สำหรับผลการวัดเสถียรภาพความยาวคลื่น และแผนภาพรูปตาของการส่งข้อมูลแบบ DWDM 3 ช่องสัญญาณจะแสดงในหัวข้อที่ 4 ท้ายที่สุดคือการสรุปผลในหัวข้อที่ 5

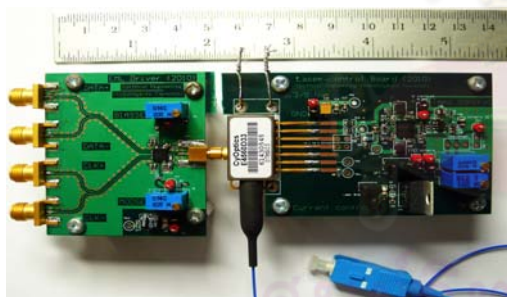
2. การออกแบบตัวส่งสัญญาณทางแสง

2.1. องค์ประกอบของตัวส่งสัญญาณทางแสง

องค์ประกอบหลักของตัวส่งสัญญาณทางแสง 10 Gb/s แสดงดังรูปที่ 1 (ก) มี 4 องค์ประกอบ คือ (1) EML เป็นเลเซอร์ชนิด Distributed Feed-Back (DFB) ที่มีมอดูเลเตอร์ชนิด Electro-Absorption Modulator (EAM) รวมอยู่ด้วย EML, E4560 ของบริษัท CyOptics ภายในโมดูลมี TEC และ เทอร์มิสเตอร์ สำหรับช่วยควบคุมอุณหภูมิของเลเซอร์, (2) EAM Driver ชิพ MAX 3941 ช่วยขยายสัญญาณ Common Mode Logic (CML) ให้ได้ระดับที่เหมาะสมกับ EAM, (3) ระบบควบคุมอุณหภูมิประกอบด้วยตัวควบคุมพีไอดีและตัวจ่ายกระแสสองขั้ว (Bi-polar current driver) ซึ่งคือชิพ MAX 8521 เชื่อมต่อกับเทอร์มิสเตอร์เพื่อวัดอุณหภูมิของเลเซอร์ ส่วน TEC มีหน้าที่ถ่ายเทความร้อนเข้า-ออกให้กับเลเซอร์, (4) วงจรควบคุมกระแสไบแอส เพื่อควบคุมกำลังแสงของเลเซอร์ ประกอบด้วย Voltage regulator (LM317) และตัวต้านทานปรับค่าได้



(ก)



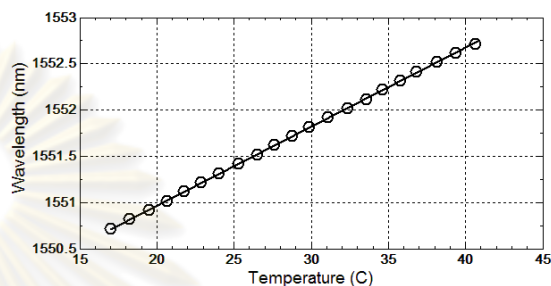
(ข)

รูปที่ 1 (ก) แผนภาพองค์ประกอบของตัวส่งสัญญาณทางแสง 10 Gb/s
(ข) ตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ

การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ของตัวส่งสัญญาณทางแสง 10 Gb/s นี้ จำเป็นต้องออกแบบลายเส้นสัญญาณแบบผลต่าง (Differential) ให้มีลักษณะเป็น Co-Planar เพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์ของลายเส้นในการส่งสัญญาณระหว่างหัวต่อ SMA และชิพ MAX 3941 นอกจากนี้ยังต้องการควบคุมค่าความอิมพีแดนซ์ลักษณะให้คงที่เท่ากับ 100 โอห์ม โดยควบคุมความกว้างของเส้นสัญญาณซึ่งเป็นทองแดง และความหนาของชั้นไดอิเล็กทริกซึ่งเป็น FR4 ให้คงที่จากนั้นจึงบัดกรีประกอบตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ แสดงดังรูปที่ 1 (ข)

2.2. ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับความยาวคลื่นของเลเซอร์

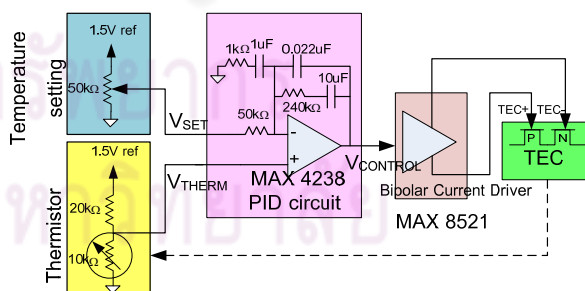
เลเซอร์ผลิตมาจากสารกึ่งตัวนำ จึงมีคุณสมบัติของพลังงานแบนด์แกป (Bandgap Energy) แปรผกผันกับอุณหภูมิตามความสัมพันธ์ของ Vashni [4] ในขณะที่เดียวกันความยาวคลื่นแสงจะแปรผกผันกับ Bandgap Energy ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิภายในจึงแปรผันโดยตรงต่อความยาวคลื่นที่เปล่งออกจากเลเซอร์ โดยได้ผลการทดลองวัดหาความสัมพันธ์ออกมาเป็นเชิงเส้นดังรูปที่ 2



รูปที่ 2 ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับความยาวคลื่นของเลเซอร์

2.3. หลักการการควบคุมอุณหภูมิของเลเซอร์

การควบคุมอุณหภูมิของเลเซอร์ใช้หลักการควบคุมแบบป้อนกลับ แสดงดังรูปที่ 3 เริ่มจากการตั้งค่าอุณหภูมิที่ตัวต้านทานปรับค่าได้ 50 kΩ เป็นแรงดันตั้งค่า (V_{SET}) จากนั้นเปรียบเทียบกับแรงดันเทอร์มิสเตอร์ (V_{THERM}) ซึ่งบอกค่าอุณหภูมิของเลเซอร์ ได้เป็นผลต่างแรงดันที่จะถูกขยายด้วยชิพ MAX 4238 ซึ่งอยู่ภายในวงจรควบคุมพีไอดี เพื่อได้เป็นแรงดันควบคุม ($V_{CONTROL}$) ไปกำหนดขนาดและทิศทางของกระแส TEC ที่ออกจากตัวจ่ายกระแสสองขั้วชิพ MAX 8521 เพื่อควบคุมอุณหภูมิให้กับเลเซอร์ตามแผนภาพรูปที่ 3



รูปที่ 3 แผนภาพการควบคุมอุณหภูมิของเลเซอร์ [5]

2.4. การคำนวณค่าอุณหภูมิของเลเซอร์จากเทอร์มิสเตอร์

จากค่าแรงดัน V_{THERM} ที่ได้จากวงจรในรูปที่ 3 นำไปหาค่าความต้านทานเทอร์มิสเตอร์ (R_{THERM}) จากสมการที่ (1) และคำนวณค่าอุณหภูมิออกมาได้จากสมการที่ (2) โดยที่ β (ค่าคงที่เทอร์มิสเตอร์)

เท่ากับ 4140 และ R_0 (ค่าความต้านทานอ้างอิง) เท่ากับ 10440 Ω ที่อุณหภูมิห้อง ($T_0 = 298.15$ K) [6]

$$R_{THERM} = (20 \cdot 10^3 V_{THERM}) / (1.5 - V_{THERM}) \quad [\text{Ohm}] \quad (1)$$

$$R_{THERM} = R_0 \exp\left(\beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)\right) \quad [\text{Ohm}] \quad (2)$$

3. การทดสอบประสิทธิภาพของตัวส่ง

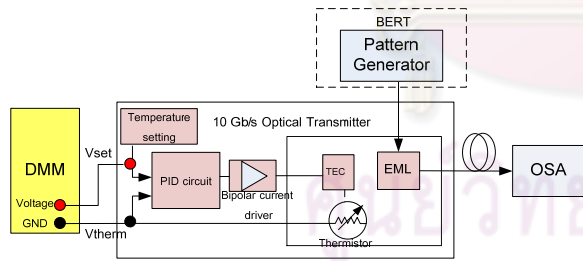
3.1 การวัดทดสอบเสถียรภาพของความยาวคลื่น

แผนภาพการวัดเสถียรภาพของความยาวคลื่นแสดงดังรูปที่ 4 โดยตัวส่งสัญญาณทางแสงทำงานต่อเนื่องและมีกรมอดูเลตข้อมูล 10 Gb/s จาก Bit Error Rate Tester (BERT) ใช้ Optical Spectrum Analyzer (OSA) สังเกตการเปลี่ยนแปลงความยาวคลื่น ขั้นตอนการเก็บข้อมูลและการวัดสรุปได้เป็น 3 ขั้นตอน ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 หาความสัมพันธ์ระหว่าง V_{THERM} กับความยาวคลื่นของเลเซอร์ โดยปรับ V_{SET} จากนั้นบันทึกค่า V_{THERM} ในช่วงการทำงานของเลเซอร์ ± 0.2 nm ความละเอียด 0.1 nm จากค่าความยาวคลื่นกลาง 1551.72 nm จะได้ความสัมพันธ์ดังกล่าว

ขั้นตอนที่ 2 บันทึกผลต่างแรงดันระหว่าง V_{SET} และ V_{THERM} จาก Digital Multi-Meter (DMM) เก็บข้อมูลทุก 2 นาทีเป็นเวลา 24 ชั่วโมง

ขั้นตอนที่ 3 คำนวณความคลาดเคลื่อนของความยาวคลื่น โดยนำผลต่างแรงดันจากขั้นตอนที่ 2 คูณกับความชันของความสัมพันธ์ที่ได้จากขั้นตอนที่ 1 จะได้ค่าความยาวคลื่น ณ เวลาต่างๆ

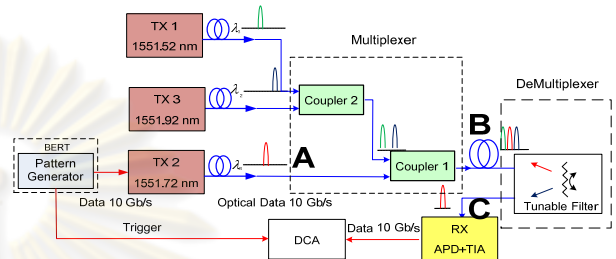


รูปที่ 4 แผนภาพการวัดเสถียรภาพของความยาวคลื่น

3.2 การวัดแผนภาพรูปตาของการส่งข้อมูลแบบ DWDM

แผนภาพการทดสอบแสดงดังรูปที่ 5 ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ **ภาคส่งสัญญาณ** ตัวส่งสัญญาณทางแสงทั้งสามมีค่าความยาวคลื่นแสงที่ 1551.52 nm (Tx1), 1551.72 nm (Tx2) และ 1551.92 nm (Tx3) ในการส่งข้อมูลแบบ DWDM 3 ช่องสัญญาณระยะห่าง 25 GHz ตามมาตรฐาน ITU-T G.694.1 แต่มีกรมอดูเลตข้อมูล 9.9532 Gb/s (OC-192/STM-64) จาก BERT เฉพาะ Tx2 เท่านั้น จากนั้นทั้งสามช่องสัญญาณจะถูกมัลติเพล็กซ์รวมกัน ด้วยตัวคู่ต่อสัญญาณทางแสง (Optical Coupler) 2 ตัว เข้ายังสายต่อเส้นใยนำแสงสั้นๆ

ภาครับสัญญาณ ทางภาครับจะแยกเฉพาะแสง 1551.72 nm ด้วยตัวกรองแสงแบบปรับได้ (Tunable filter) JDSU MAP 200 โมดูล mTBF-A1 โมดูล G ซึ่งมีค่า -3dB แบนด์วิดท์ 0.25 nm [7] จากนั้นตัวตรวจจับแสงชนิดล้นทลาย (Avalanche Photo-Detector, APD) จะแปลงแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าและได้แผนภาพรูปตา 10 Gb/s แสดงผลด้วยเครื่อง Digital Communication Analyzer (DCA) โมดูล 86150B ซึ่งต้องมีสัญญาณ Trigger ส่งตรงมาจาก BERT

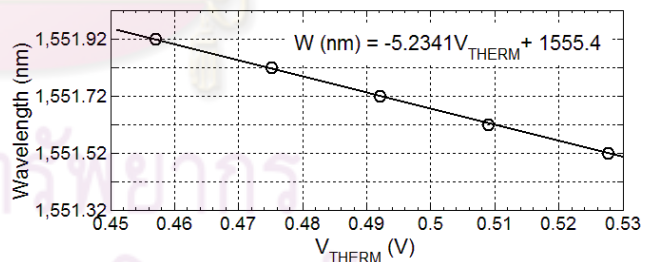


รูปที่ 5 แผนภาพการส่งข้อมูลแบบ DWDM 3 ไร่ ระยะห่าง 25 GHz

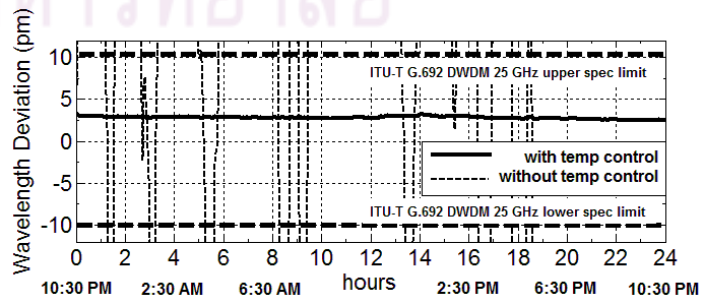
4. ผลการวัดทดสอบ

4.1 ผลการวัดทดสอบเสถียรภาพของความยาวคลื่น

การวัดเสถียรภาพของความยาวคลื่นของตัวส่งสัญญาณทางแสงเปรียบเทียบกับ 2 กรณี คือ กรณีที่มีและกรณีที่ไม่มีระบบควบคุมอุณหภูมิ โดยให้เลเซอร์ทำงานที่ความยาวคลื่น 1551.72 nm ได้ผลความสัมพันธ์ระหว่าง V_{THERM} กับความยาวคลื่นของ EML ดังรูปที่ 6 ซึ่งมีสัดส่วนการเปลี่ยนแปลงความยาวคลื่นต่อแรงดันเป็น -5.2341 nm/V และมีผลการทดสอบเสถียรภาพของความยาวคลื่นใน 24 ชั่วโมงแสดงดังรูปที่ 7



รูปที่ 6 ความสัมพันธ์ระหว่าง V_{THERM} กับความยาวคลื่น



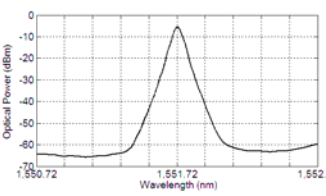
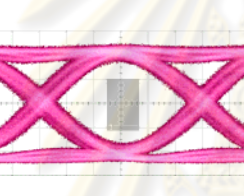
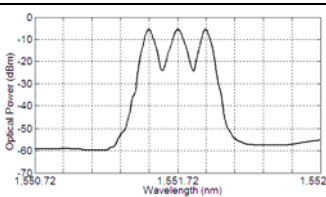
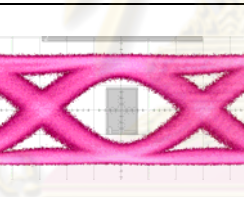
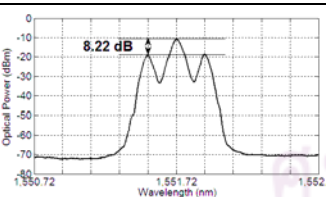
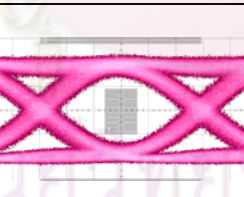
รูปที่ 7 เสถียรภาพความยาวคลื่นขณะที่มีและไม่มีกรควบคุมอุณหภูมิ

จากผลการวัดเสถียรภาพปรากฏว่าระบบที่ไม่มีการควบคุม อุณหภูมิ มีความยาวคลื่นคลาดเคลื่อนมากกว่า ± 10 pm จากความยาวคลื่นที่กำหนด 1551.72 nm ในขณะที่มีระบบควบคุมอุณหภูมิจะให้ค่าความยาวคลื่นคลาดเคลื่อนได้ $\approx +3$ pm ดีกว่ามาตรฐาน ITU-T-G.692 [2] ซึ่งมีค่า ± 10 pm ดังนั้นจึงสามารถนำตัวส่งสัญญาณทางแสงพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมินี้ ไปใช้ในการส่งข้อมูลแบบ DWDM ได้

4.2 ผลการวัดแผนภาพรูปตาในการส่งข้อมูลแบบ DWDM

การวัดสเปกตรัมของแสงและแผนภาพรูปตาจากการวัดในแต่ละจุด ซึ่งได้แก่ จุด A, B และ C แสดงดังรูปที่ 5 ซึ่งมีผลการวัดดังตารางที่ 1 โดยมีค่าข้อยอดกำลังแสงทั้ง 3 ช่องสัญญาณตั้งไว้ที่ -5 dBm

ตารางที่ 1 สเปกตรัมและแผนภาพรูปตาแต่ละจุดในรูปที่ 5

จุด	สเปกตรัมของแสง (10 dBm/div, 0.2 nm/div)	แผนภาพรูปตา (40mV/div, 17ps/div)
A		
B		
C		

จุด A แสดงการส่งสัญญาณแสง 10 Gb/s แบบช่องเดี่ยวมีแผนภาพรูปตาเปิดกว้าง แต่เมื่อมีคrosstalk ช่องสัญญาณข้างเคียงเข้ามา ซึ่งแสดงสเปกตรัม ณ จุด B สังเกตว่า แผนภาพรูปตามีความหนามากขึ้นจนทำให้แผนภาพรูปตาเคลงอย่างเห็นได้ชัด ซึ่งเป็นผลจากการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณ (Interchannel Crosstalk) และหลังจากภาครับได้แยกช่องสัญญาณ 1551.72 nm ออกด้วย Tunable Filter แสดงสเปกตรัม ณ จุด C Filter สามารถลดกำลังแสงของช่องสัญญาณข้างเคียงได้ 8.22 dB ที่ระยะห่าง 25 GHz ทำให้แผนภาพรูปตาคลับมาเปิดกว้างขึ้น แต่ยังคงมีผลของ Interchannel Crosstalk เหลืออยู่เมื่อเทียบกับ จุด A

จากผลการวัดแผนภาพรูปตาทั้ง 3 จุดพร้อม Eye mask มาตรฐาน OC-192/STM-64 ซึ่งแสดงเป็นกรอบสี่เหลี่ยมผืนผ้าบริเวณกึ่งกลางของแผนภาพรูปตาสรุปได้ว่า ตัวส่งสัญญาณทางแสงสามารถส่งข้อมูลได้ตามมาตรฐานดังกล่าว ในการส่งข้อมูลแบบ DWDM 3 ช่องสัญญาณด้วยระยะห่าง 25 GHz โดยไม่พิจารณาปัญหา Attenuation และ Chromatic dispersion อันเนื่องจากสายต่อเส้นใยนำแสงสั้นๆ ซึ่งทั้งสองปัญหาไม่มีผลต่อเสถียรภาพของความยาวคลื่นแต่อย่างใด

5. สรุป

บทความนี้ได้อธิบายการออกแบบตัวส่งสัญญาณทางแสง อัตรา 10 Gb/s พร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิ ผลการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรควบคุม โดยแสดงเป็นค่าเสถียรภาพของความยาวคลื่นได้ ± 3 pm ซึ่งดีกว่า ± 10 pm และผลการวัดแผนภาพรูปตาของตัวส่งสัญญาณทางแสง ผ่านมาตรฐาน SONET (OC-192)/SDH (STM-64) บนระบบ DWDM 3 ช่องสัญญาณด้วยระยะห่าง 25 GHz

6. กิตติกรรมประกาศ

บทความนี้ได้รับทุนสนับสนุนงานวิจัยจาก สถาบันวิจัยและพัฒนาอุตสาหกรรมโทรคมนาคม (TRIDD) สำนักงานคณะกรรมการกิจการโทรคมนาคมแห่งชาติ (กทช) และได้รับการสนับสนุนเครื่องมือวัดทดสอบจากโครงการเสริมสร้างความเชื่อมโยงระหว่างภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและภาคเอกชนทางด้านการวิจัยและพัฒนา และโครงการกลุ่มเชี่ยวชาญแห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ด้านการสื่อสารคลื่นแสงและความเร็วสูง

เอกสารอ้างอิง

- [1] Stephen Blazo, "High Stability ITU Grid References," <http://www.wavelengthreferences.com>
- [2] "ITU-T G.692: Optical interfaces for multichannel systems with optical amplifiers (Frequency Deviation, Appendix V.5, 1998),"
- [3] "ITU-T G.694.1: Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid," <http://www.itu.int>
- [4] K.P. O'Donnell and X. Chen, "Temperature dependence of semiconductor band gaps," <http://apl.aip.org/>
- [5] MAXIM-IC, "Compact DWDM laser Temperature Control with the MAX 8521," Application note 3264, www.maxim-ic.com
- [6] Ilx lightwave, "Thermistor Constant Conversions - Beta to Steinhart-Hart," tech. note, <http://www.ilxlightwave.com>
- [7] JDS Uniphase Corporation, "MAP Tunable Filter (mTBF-A1, model G)," <http://www.jdsu.com>

Design and Performance of 10 Gb/s Optical Receiver in 50-GHz DWDM Transmission over 40-km SSMF

Duang-rudee Worasuchep, Wanee Srisuwarat and Jirawut Akaranuchat

Electrical Engineering Department, Chulalongkorn University, Bangkok, Thailand, duangrudee.w@chula.ac.th

ABSTRACT

This paper describes the design of 10 Gb/s optical receiver, which consists of an Avalanche Photo-Detector (APD) and a Clock & Data Recovery (CDR) circuit. All components are successfully integrated onto the 4-layered FR-4 PCB, using two types of signal paths: differential microstrip and single-ended CB-CPW. Their dimensions are optimally chosen for matching impedance, according to the ADS simulations. The receiver's performance has been evaluated under 3 impairments: jitter, interchannel crosstalk and fiber dispersion. The Periodic Jitter (PJ) is added to analyze histograms and measure the receiver's jitter tolerance. The crosstalk and dispersion effects on eye-diagram are demonstrated via the testbed of 50-GHz Dense Wavelength Division Multiplexing (DWDM) transmission over 40-km Standard Single Mode Fiber (SSMF). The measured jitter tolerance proves that this receiver can pass the SONET (Synchronous Optical Network) mask standard with Bit Error Rate (BER) below 10^{-12} . The recovered eye-diagrams show that this design can reduce both crosstalk and dispersion effects. The power penalty of this receiver is determined from the BER plot to be within 2-dB standard limit.

Keywords: Optical Receiver, Jitter, Crosstalk, Dispersion

1. INTRODUCTION

Optical fiber communication has become popular due to its tremendous bandwidth and low attenuation. The main focus of research and development is to increase data rate of all components inside both optical transmitter and optical receiver up to multi Gb/s range. The current bit rate per channel is 40 Gb/s for chipset [1] and optical modulator [2]. Meanwhile, the performance criteria of high-speed data transmission are constantly better. For example, a typical 10^{-9} BER is replaced by 10^{-12} BER or error-free transmission. Moreover, the jitter impairment deteriorates as data rate increases. The jitter generation of optical transmitter as well as the jitter tolerance of optical receiver must be exceptional; otherwise, the BER will be worse. In order to sustain such strict criteria, some additional circuits are required, such as, an equalizer and CDR circuit with integrated low-noise amplifier.

The total transmission capacity of WDM system is upgradable either by increasing a number of channels or decreasing a channel space between adjacent channels. To lower a system's cost, the Coarse WDM (CWDM) is generally chosen with fixed 20 nm channel spacing. In

contrast, the DWDM system has many channel spacings: 200, 100, 50, 25 and 12.5 GHz (equivalent to 1.6, 0.8, 0.4, 0.2 and 0.1 nm at ~ 1550 nm wavelength) according to the ITU-T G.694.1 standard of spectral grids for WDM application. This tight spacing requires expensive lasers with more stable and narrower spectral widths. Multiple optical transmitters and receivers can be integrated into one WDM transceiver, for instance, 4 channel \times 10 Gb/s transceiver for CWDM [3] and DWDM [4] at 200 GHz spacing. Most DWDM systems use 100 GHz spacing [5]. The 50 and 25 GHz [6] spacings are preferred for higher capacity, however, with additional power penalty due to a severe channel crosstalk.

DWDM system is usually installed as core networks with a standard transmission distance of 2, 15, 40, 80, 120 or 160 km. This distance is another performance criterion. Two impairments occur when using a long SSMF: fiber attenuation and Group Velocity Dispersion (GVD). First, the attenuation can be compensated by optical amplifiers, such as Erbium Doped Fiber Amplifier (EDFA). Second, the GVD, which causes pulse spreading, can be mended by using Dispersion Compensation Fiber (DCF) that has a large negative dispersion. For the 10 Gb/s system over 40 km long SMF at 1550-nm wavelength, both EDFA and DCF are deployed according to the ITU-T G.691 standard [7]; however, they raise the total cost of system.

In this work, the design of 10 Gb/s optical receiver is described. It consists of an APD, a CDR circuit and a 155 MHz reference clock soldered on a 4-layered Printed Circuit Board (PCB). The aim of this paper is to demonstrate a successful integration of those commercially available components onto a commonly manufactured FR-4 PCB, not a specially required high-performance dielectric. Using the licensed Advanced Design System (ADS) software and other free ware, the routes and dimensions of signal paths between every pair of components were simulated for matching impedance and optimally chosen under some realistic constraints, such as the limitations of PCB fabrication, the smallest PCB, a minimal number of design cycles, and the lowest cost per prototype. Different PCB designs were simulated, but only the best two versions were selected for fabrication. This optical receiver was assembled as our first prototype and it can pass all the following tests.

The receiver's performance has been evaluated under three impairments: jitter, interchannel crosstalk and GVD. To analyze jitter, the PJ is injected into PG to measure jitter histograms and the jitter tolerance of receiver. The resulted jitter tolerance shows that this receiver can pass

the SONET mask standard with BER below 10^{-12} across the jitter frequency range between 0.7 and 80 MHz. Subsequently, to analyze crosstalk and GVD, three 50-GHz DWDM channels are transmitted over 40 km long SSMF and the received 10 Gb/s eye-diagrams are measured. This transmission condition is properly chosen from those described standards and in agreement with a specification of 10 Gb/s optical transmitters used in the experimental testbed. Since the receiver can reduce both crosstalk and dispersion effects via its CDR circuit, the recovered eye-diagrams can successfully pass the STM-64/OC-192 data mask standard. The BER performance of this receiver is also measured showing the power penalty at 10^{-9} BER within 2-dB standard limit.

The remainder of this paper is organized as follows. Section 2 explains about jitter, interchannel crosstalk and GVD. Section 3 describes the design and components of 10 Gb/s optical receiver. Section 4 shows block diagrams of three measurement setups: jitter histogram, jitter tolerance, and DWDM transmission testbed. Section 5 analyzes the results, including jitter histograms, jitter tolerance, eye-diagrams and BER plot. Finally, section 6 gives a conclusion.

2. EVALUATED IMPAIRMENTS

There are three impairments that will be evaluated here. They are jitter, interchannel crosstalk, and GVD. Their basic knowledge is explained in section 2.1 to 2.3, respectively.

2.1 Jitter

Jitter is a time variation of data's bit period. It will cause the frequency variation of recovered clock signal at a receiver. Consequently, the period of data sampling will fluctuate, possibly causing some errors in the recovered data. If the jitter becomes too severe, the clock signal may be unrecoverable by a CDR circuit and the receiver will eventually stop functioning.

The total jitter can be classified into two components [8]: Deterministic Jitter (DJ) and Random Jitter (RJ), as shown in Fig.1.

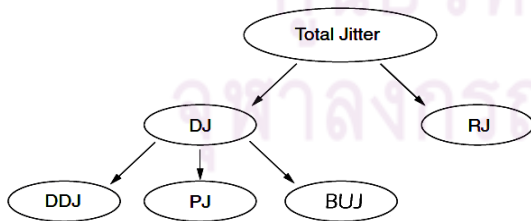


Fig.1: Classification of Jitter

RJ having a Gaussian histogram is always included in transmitted data. It is inherently present due to the thermal noise in electronic components as well as the shot noise from a random characteristic of arriving photons at a photodetector. Within DJ, the jitter can be further grouped as: Data Dependant Jitter (DDJ), Periodic Jitter (PJ), and Bounded Uncorrelated Jitter (BUJ). DDJ arises from the combination of Duty Cycle Distortion (DCD)

and Inter-Symbol Interference (ISI). BUJ is caused by signal crosstalk. And, PJ is caused by modulation and periodic noise, such as a power supply's noise. In this paper, only PJ is investigated due to its deterministic characteristic, in addition to the inherent RJ. Since PJ can be explicitly experimented by injecting a sinusoidal wave into PG, it is commonly applied as in the cast of jitter tolerance test. In contrast, DDJ strongly depends on a chosen data pattern whereas BUJ depends on an amount of crosstalk. In this experimental setup, DDJ and BUJ are fixed due to the selected 10 Gb/s Non Return to Zero (NRZ) Pseudo Random Bit Sequence (PRBS) $2^{31}-1$ data pattern and a constant amount of crosstalk. Hence, both DDJ and BUJ are excluded from this investigation.

Jitter can be described by the equation (1) [9], which is equivalent to phase modulation.

$$S(t) = P(2\pi f_d t + \varphi(t)) \tag{1}$$

where $\varphi(t)$ is jitter added into the signal $P(t)$ with f_d frequency, and $S(t)$ is the final signal with added jitter. For example, Fig.2 shows a clock signal with added PJ. In this case, PJ is a sinusoidal wave. The period of 'Ideal Clock' is varied by PJ's amplitude, resulting in the 'Jittered Clock' signal.

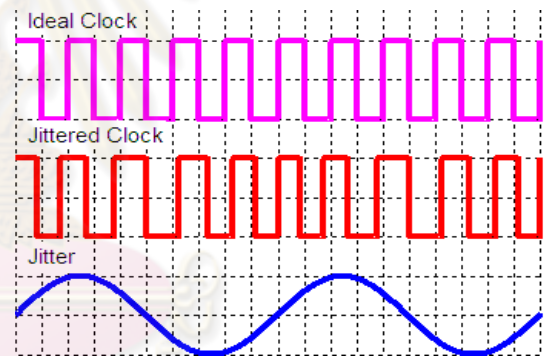


Fig.2: Example of Clock Signal with Periodic Jitter

The jitter analysis requires many histograms of data's bit crossing in the eye-diagram measurement mode. As previously mention, the Gaussian histogram is a result of total RJ in a system, as shown in Fig. 3 (a). If PJ is added, the final histogram will become a double Gaussian shape due to the multiplication of a Gaussian histogram with a double peak histogram of PJ, as shown in Fig. 3 (b).

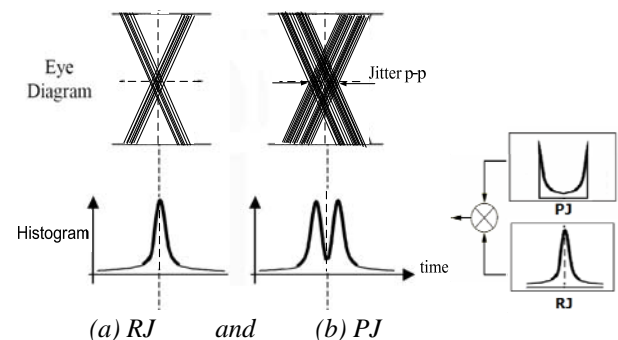


Fig.3: Bit Crossing of Eye-diagram and Jitter Histogram

The amount of jitter is indicated either by peak-to-peak (p-p) or root-mean-square (rms) value. p-p is the maximum jitter read at a bit crossing of eye-diagram as shown in Fig. 3, whereas rms is the average of squared jitters. The unit of jitter is in second or UI (Unit of Interval), which is the ratio of jitter in second over a bit period. The UI is preferred since it clearly indicates how severe the jitter impairment occurs within one bit period.

As described earlier, jitter will cause some errors in recovered data due to the variation in sampling period of recovered clock. The optical receiver will stop recovering data once the added jitter gets too high. This maximum amount of tolerable jitter, so called the jitter tolerance, must be measured across a frequency range. In this experiment, the PJ with a fixed frequency is injected into a system. Its amplitude is gradually increased until the system's BER reduces to a typical value of 10^{-12} . This maximum amplitude of PJ is then recorded in the jitter tolerance plot, as shown in Fig. 4 [8]. Same procedures are repeated at other frequencies. The result is compared to a standard threshold line. If it lies above a threshold, the optical receiver passes standard. Otherwise, it fails if any record falls below a threshold.

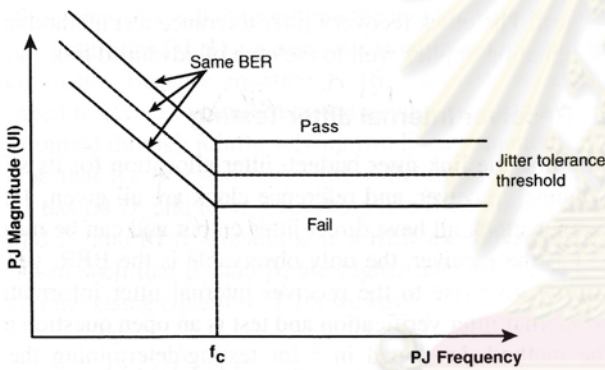


Fig.4: Standard Plot of Jitter Tolerance

2.2 Interchannel Crosstalk

The interchannel crosstalk is those unwanted power from neighbouring WDM channels that leaks into the desired channel. Thus, the interfering signals will have different wavelengths. This differs from the intrachannel crosstalk, which is more severe with interfering signals having the same wavelength as desired signal. To remove interchannel crosstalk, the optical de-multiplexer with a narrow bandpass profile and sharp wavelength cut-off is required. Any crosstalk will cause an increase in BER and power penalty. The amount of interchannel crosstalk will vary depending on the selected channel spacing. This crosstalk can be determined from the bandpass profile of optical de-multiplexer via an Optical Spectrum Analyzer (OSA). Furthermore, the crosstalk will become additional noise; resulting in the thicker lines at both data bit '1' and '0' on eye-diagram as proven later in the experimental result section. These thicker lines are clearly observed by examining the vertical histograms of bit '1' and '0' levels as well as the eye height, as shown in Fig. 5. Since the variances of both bits' histograms will slightly increase,

the measured eye height of recovered eye-diagram will also slightly decrease.

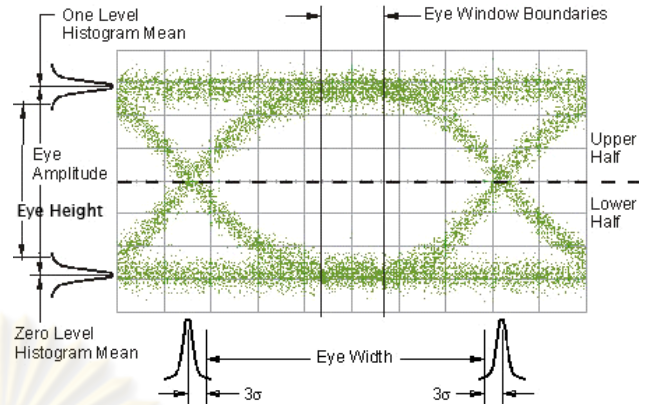


Fig.5: Eye-diagram with Histograms

2.3 Group Velocity Dispersion (GVD)

GVD is also known as the chromatic dispersion or the intramodal dispersion. It will cause pulse spreading along SMF due to the different wavelengths propagate at different speeds. GVD is a combination of material and waveguide dispersions. The variation of refractive index depending on transmitted wavelength will give rise to material dispersion; whereas the different designs of SMF's refractive index profile will control waveguide dispersion, which is always a negative value. GVD is also in effect in Multi Mode Fiber (MMF); however, the intermodal dispersion is more dominant over GVD.

Since the GVD causes pulse spreading into adjacent data bits, which is so-called Inter Symbol Interference (ISI). This increases the rise time and fall time of data's eye-diagram as well as reduces the BER performance. The rise/fall time due to GVD, t_{GVD} , can be calculated from the equation (2) [10], where $D(\lambda)$ is the total GVD of SMF at a transmitted wavelength λ , L is the total length of SMF, and σ_λ is the 3-dB spectral width of transmitted optical signal.

$$t_{GVD} \approx |D(\lambda)|L\sigma_\lambda \quad (2)$$

For SSMF, the value of $D(\lambda)$ can be calculated from the equation (3) [10], where λ_0 is the wavelength with zero dispersion, and S_0 is the dispersion slope of total GVD at wavelength λ_0 .

$$D(\lambda) = \frac{\lambda S_0}{4} \left[1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda} \right)^4 \right] \quad (3)$$

Otherwise, the value of $D(\lambda)$ between 1500 and 1620 nm wavelength can be determined from the measurement line shown in Fig. 6. $D(\lambda)$ calculated from the equation (3) is also plotted in Fig. 6 as a dash line. The solid measurement line was exported from Agilent 860384B Photonic Dispersion and Loss Analyzer after testing the 40-km SSMF used in this experiment. According to the

40-km SSMF's datasheet from its manufacturer, λ_0 is specified at 1313.5 nm and S_0 is 0.086 ps/(nm².km).

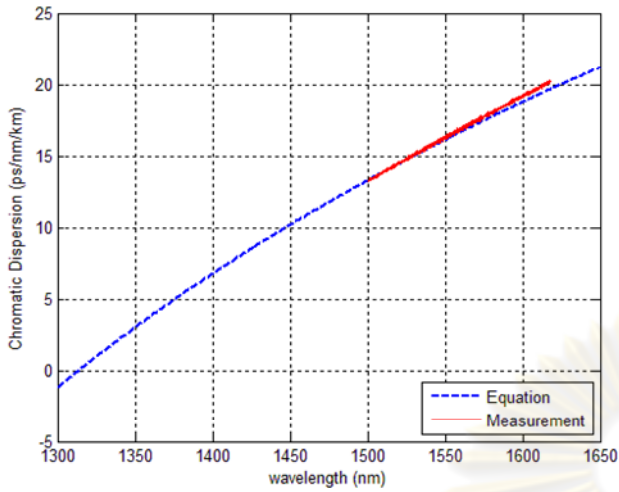


Fig.6: Group Velocity Dispersion versus Wavelength

After calculating the rise/fall time due to GVD, t_{GVD} , from equation (2), the total rise/fall time of system, t_{sys} , can be calculated from the equation (4) [10], where t_{tx} is the rise/fall time due to an optical transmitter and t_{rx} is the rise/fall time due to an optical receiver. The total rise/fall time of system must be less than 70 percent of bit period for that transmission system to work.

$$t_{sys} = \sqrt{(t_{tx}^2 + t_{rx}^2) + t_{GVD}^2} \quad (4)$$

3. DESIGN OF 10 Gb/s OPTICAL RECEIVER

In optical fiber communication, the optical receiver typically uses two types of semi-conductor based photodetector: Positive-Intrinsic-Negative (PIN) and Avalanche Photo-Detector (APD). PIN has lower noises and requires a lower biased voltage than APD. However, APD has a better power sensitivity and a larger output, and thus is more suitable for long distance applications. For these reasons, the APD is chosen in this design.

The 10 Gb/s optical receiver prototype consists of three main components as shown in Fig. 7: (1) APD with Trans-Impedance Amplifier (TIA) (R197AL module from Cyoptics), (2) Clock and Data Recovery (CDR) with Limiting Amplifier (LA) (MAX3991 chip from Maxim), and (3) 155.52 MHz reference clock (CCPD-033 module from Crystek). The datasheets and schematic block diagrams of R197AL module and MAX3991 chip are available in reference [11] and [12], respectively.

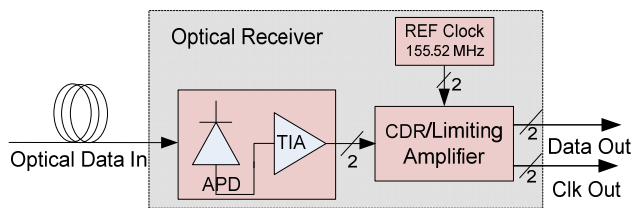


Fig.7: Components of 10 Gb/s Optical Receiver

All components were soldered on the 4-layered PCB as shown in Fig. 8. After 10 Gb/s NRZ optical data is launched into the optical receiver prototype via a fiber pigtail on the left of picture, APD converts this optical signal into photocurrent, and then TIA converts it into small voltage signal. Next, LA amplifies this signal up to a constant digital output and sends it through CDR. The differential 10 GHz clock output is recovered by Phase Lock Loop (PLL), whereas the differential 10 Gb/s data output is regenerated by D-Flip-Flop (DFF) inside CDR. Both data and clock outputs are CML (Common Mode Logic) levels and have SMA connectors, located on the right and the bottom of picture. The chosen CDR requires a reference clock input at either 1/64 (=155.52 MHz) or 1/16 (=622 MHz) of transmitted data rate, which is exactly at 9.9532 Gb/s (STM-64).

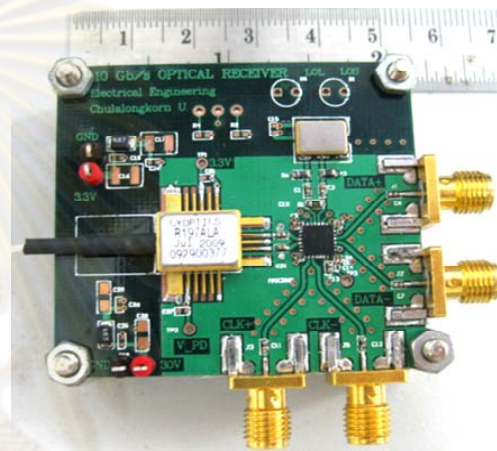


Fig.8: 10 Gb/s Optical Receiver Prototype

The cross-sectional view of 4-layered PCB on FR-4 dielectric is shown in Fig. 9. The signal planes are on top and bottom layers, whereas the ground and power planes are on the 2nd and 3rd layers, respectively. All dimensions are properly chosen from the cost and limitations of PCB fabrication as well as the impedance simulation results.

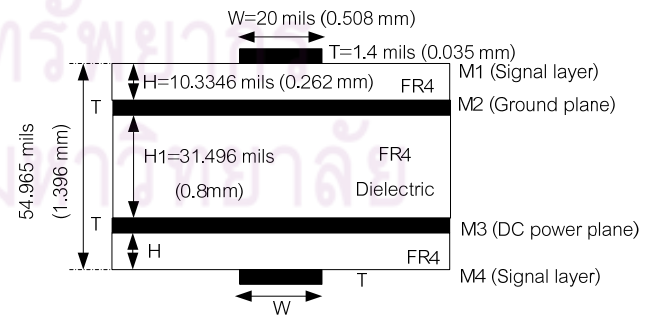


Fig.9: Cross-sectional View of 4-layered PCB

Since both data and clock outputs are differential signals, the differential microstrip line must be applied. Its cross-sectional view is shown in Fig. 10 (a). In some sections of signal paths, the single-ended Conductor-Backed Co-Planar Waveguide (CB-CPW) is chosen over a typical single-ended microstrip line due to its better control of the characteristic impedance, according to the

simulation results given in Fig. 11. The cross-sectional view of CB-CPW is shown in Fig. 10 (b).

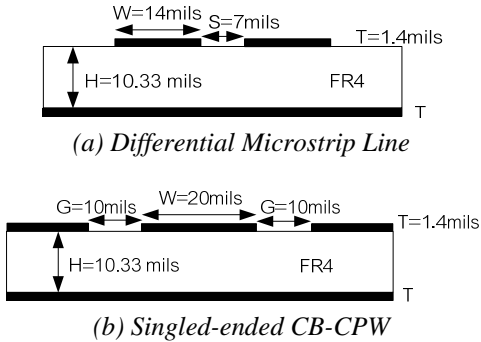


Fig.10: Cross-sectional Views of Signal Paths

Several dimensions and routing of signal paths were simulated using the licensed ADS software and a free ware PolarSi8000. Their results are compared with the computation of equations in reference [13]. For example, Fig. 11 compares the impedance results of G-parameter in singled-ended CB-CPW. Two versions of PCB design (straight versus curved lines) with the shortest path and the best matching impedance were fabricated.

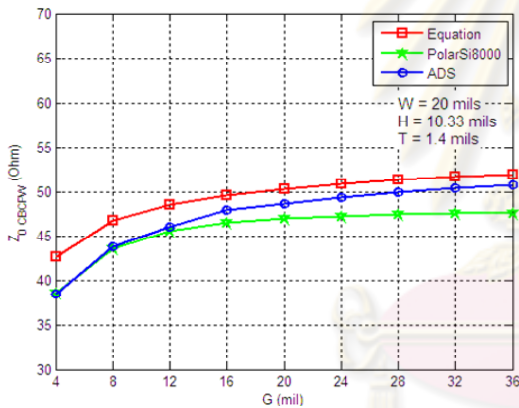


Fig.11: Simulation Results of CB-CPW

The measurement results of S_{21} parameters between singled-ended microstrip and CB-CPW are compared in Fig. 12. The 3-dB bandwidth of microstrip is 8.2 GHz, whereas the CB-CPW's bandwidth is beyond 10 GHz.

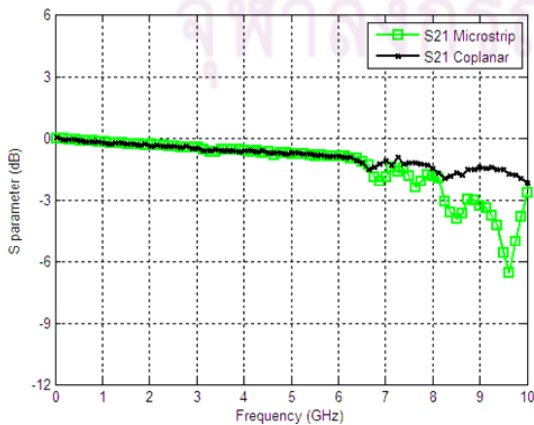


Fig.12: Measurement Results of S_{21} Parameter

To prove the matching impedance of designed PCB, the differential Time Domain Reflectometer (TDR) 54754A module from Agilent Technologies is connected to both data+ and data- outputs without a CDR chip, their differential impedance is measured to be 97.67 ohms, which is almost equal to the required 100 ohms, as shown by the marker in Fig. 13.

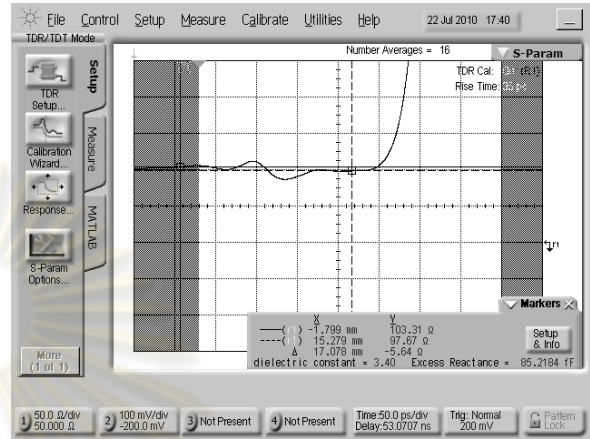


Fig.13: TDR Measurement of Differential Data Lines

Table 1 compares the main parameters of prototype with two commercial transceivers (from Finisar and Bookham), considering only parameters from receiver side. The prototype's bit rate can be varied by changing the reference clock's frequency, whereas the commercial transceivers do not have a fixed bit rate as they receive the reference clock from their host boards. The output level and rise/fall time are within the same ranges. This prototype can detect a wide range of wavelength and has a better sensitivity of -25.3 dBm at 10^{-12} BER. Thus, it provides a larger dynamic range of $(-2 - (-25.3))$ 23.3 dB. In addition, the maximum penalty of prototype read from BER plot is 0.8 dB (in section 5.3), which is less than that of the other two transceivers.

Table 1: Comparison of Receiver's Parameters

Electrical Characteristics	Receiver Prototype	Finisar [14]	Bookham [15]	Unit
Data Bit Rate	9.95328	9.95-10.7	9.95-10.75	Gb/s
Different Output	575-725	340-850	360-770	mV
Data Output Rise/Fall Time	30	38	24	ps
Power Consumption	0.71 (Rx)	3.5 (Tx&Rx)	3.5 Tx&Rx	W
Optical Characteristics				
Center Wavelength	1280-1610	1270-1600	1530-1560	nm
Receiver Sensitivity @ 10^{-12}	-25.3	-24	-15.8	dBm
Receiver Overload	-2	-7	-1	dBm
Maximum Path Penalty @ 40km (20 ps/nm/km)	0.8	2 (@ 80 km)	2	dB

4. MEASUREMENT SETUPS

There are two main sets of measurement setups: jitter measurements and DWDM transmission testbed, as given in section 4.1 and 4.2, respectively.

4.1 Jitter Measurements

Jitter measurements have two setups: jitter histogram and jitter tolerance, as given in section 4.1.1 and 4.1.2, respectively. 10 Gb/s NRZ PRBS $2^{31}-1$ data is generated by the BER Tester (BERT) Agilent N4901B-100 that has Pattern Generator (PG) and Error Detector (ED). The transmitter (TX) using an Electro-absorption Modulation Laser (EML) [16] sends optical data through a Variable Optical Attenuator (VOA) to simulate fiber loss. The receiver (RX) recovers 10 Gb/s data for either (1) the eye-diagram measurement by DCA (Digital Communication Analyzer) Agilent 86150B 15 GHz optical / 20 GHz electrical module [17] as shown in Fig. 14, or (2) the BER measurement by ED as shown in Fig. 15. The sine wave from Signal Generator (SG) is fed to the delay input port of BERT to generate added PJ.

4.1.1 Jitter Histogram from Eye-diagram

To measure jitter histogram as in Fig. 14, the DCA must be set properly to measure the histogram of data's bit crossing in eye-diagram mode. The amplitude of sine wave is set to 160 and 320 mV at two frequencies: 1 and 10 MHz. Their eye-diagrams and jitter histograms are recorded, and compared to those without added PJ. These results are analyzed in section 5.1.1.

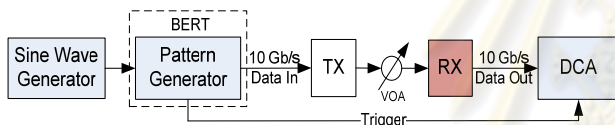


Fig.14: Block Diagram of Eye-diagram Measurement

4.1.2 Jitter Tolerance

To measure jitter tolerance as in Fig. 15, data and clock outputs are connected to ED for BER monitoring. The sine wave's frequency is fixed at one of these values: 0.7, 1, 2, 4, 10, 40 and 80 MHz. Its amplitude is gradually increased while maintaining BER better than 10^{-12} . The maximum p-p jitter amplitude is recorded. The same procedures are repeated at other frequencies. The results are plotted and compared with the standard SONET/SDH threshold [18] as shown in section 5.1.2. In addition, the jitter tolerance of BERT is also measured as 'loop back' reference by connecting PG directly to ED.

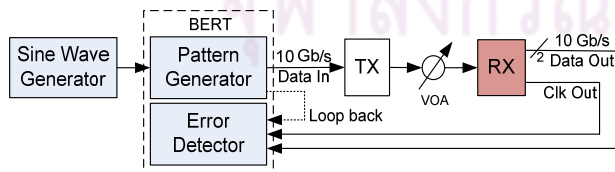


Fig.15: Block Diagram of Jitter Tolerance Measurement

4.2 DWDM Transmission Testbed

To demonstrate DWDM transmission, 3 wavelengths at 50 GHz spacing are transmitted through 40-km fiber, as described in section 4.2.1 Transmitter Side. Next, in section 4.2.2 Receiver Side, the 10 Gb/s data on center channel is dropped for eye-diagram analysis and BER

measurements. The block diagram and photo of DWDM testbed are shown in Fig. 16 and 17, respectively.

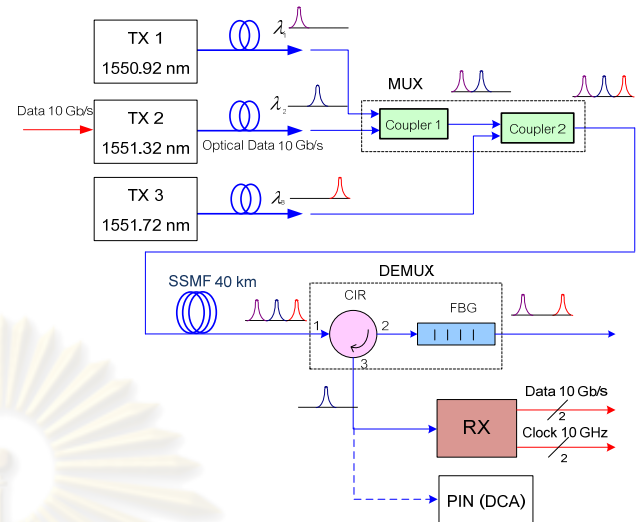


Fig.16: Block Diagram of DWDM Transmission

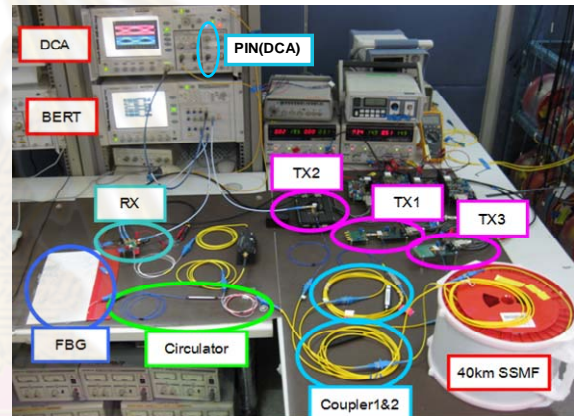


Fig.17: Photo of DWDM Experimental Testbed

4.2.1 Transmitter Side

Three transmitters (TX1, TX2 and TX3) using EML [16] have their wavelengths at 1550.92, 1551.32 and 1551.72 nm. Only the center channel is modulated with 10 Gb/s data due to a limited output from BERT, unlike in a real system where all wavelengths are modulated. However, in this case, the performance of optical receiver will not be significantly altered since these 3 wavelengths are farther apart as compared to their modulated spectra, shown later in Fig. 20. All wavelengths are multiplexed into one fiber via two 3-dB optical couplers. Their output powers after 2nd coupler are set to the same level with a total average power of +2.2 dBm measured by an inline optical power monitor at VOA.

The fiber is a single spool of 40 km long SSMF. Its total loss and length are measured by an Optical Time Domain Reflectometer (OTDR) = 7.77 dB and 39.9746 km, respectively, as shown in Fig. 18. Thus, the fiber attenuation is $(7.77/39.9746) = 0.1944$ dB/km at ~ 1550 nm wavelength. Its GVD is calculated from equation (3) to be 16.21 ps/(nm.km). This GVD will increase the rise and fall times of received signal.

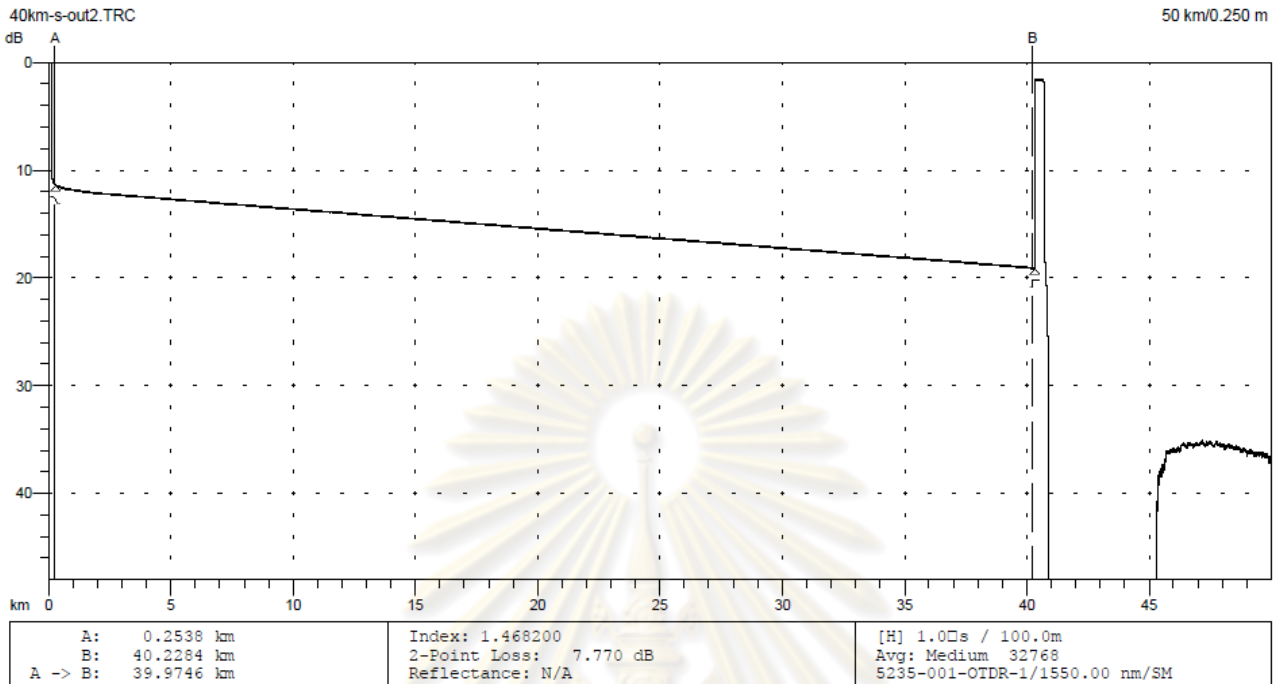


Fig.18: OTDR Measurement of 40-km SSMF

4.2.2 Receiver Side

After SSMF, the center wavelength is dropped by an optical de-multiplexer, which consists of one 3-port circulator and a Fiber Bragg Grating (FBG). The transmitted and reflected profiles of FBG are measured by an Optical Spectrum Analyzer (OSA) and shown as the upper and lower lines, respectively, in Fig. 19. The transmitted profile has its bottom power level at center wavelength 30 dB below those of other wavelengths. This FBG will then reflect the center wavelength and allow two neighbouring wavelengths to propagate through. Consequently, this de-multiplexer will drop only the center wavelength for data measurement.

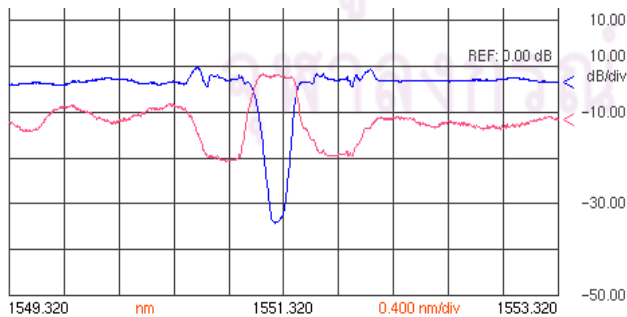


Fig.19: Transmitted and Reflected Profiles of FBG

In contrast, the reflected profile of FBG has its power level at center wavelength 16.9 dB higher than both sides. Therefore, the drop wavelength from de-multiplexer has its peak power 16.9 dB above those of two neighbouring

wavelengths, as shown in Fig. 20. This power difference indicates the amount of interchannel crosstalk that will cause a power penalty.

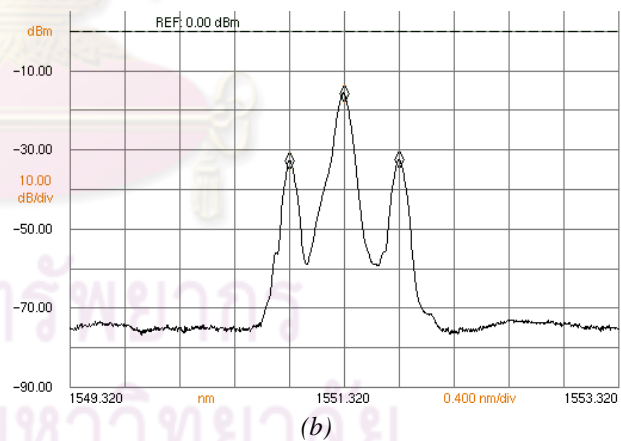


Fig.20: Spectrum of Received Optical Signal

After de-multiplexer, 10 Gb/s data is recovered by the receiver prototype. However, its output level does not vary proportionally with input power due to the data regeneration inside CDR circuit. As a result, the effects of both crosstalk and GVD cannot be clearly observed from the recovered eye-diagrams. For this particular reason, the PIN receiver Agilent 86105B module inside DCA, which has a linear characteristic detection, is temporary used instead for the observation of worsen eye-diagrams, but never for the performance comparison with receiver prototype. The photo of PIN receiver is shown in Fig. 21.

This PIN receiver has degraded over the years. Its current sensitivity is relatively worst at -6.3 dBm for 10^{-9} BER. Hence, its input power must be above that level for the PIN receiver to functionally perform optical-to-electrical data conversion.



Fig.21: PIN Receiver inside DCA

5. EXPERIMENTAL RESULTS

There are three main sets of experimental results: (1) jitter, (2) crosstalk and dispersion, and (3) BER, as described in section 5.1, 5.2 and 5.3, respectively.

5.1 Jitter Results

Two jitter results are jitter histograms of added PJ, and jitter tolerance of receiver prototype, as described in section 5.1.1 and 5.1.2, respectively.

5.1.1 Jitter Histogram Results

Fig. 22 shows the recovered 10 Gb/s eye-diagram from receiver prototype before adding PJ. The resulted jitter histogram inside a dash rectangle has only one Gaussian profile due to inherent RJ in this transmission system. This shape is in agreement with Fig. 3(a). The measured total p-p jitter and rms jitter are 0.1 UI_{p-p} and 0.013 UI_{rms} , respectively.

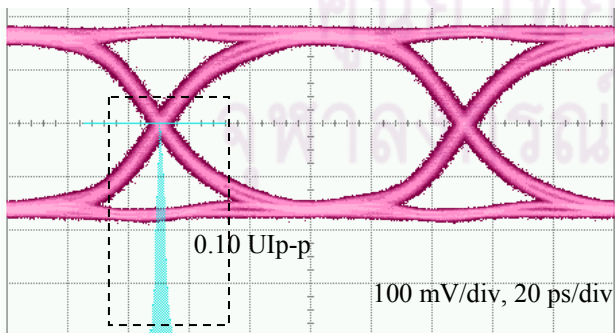
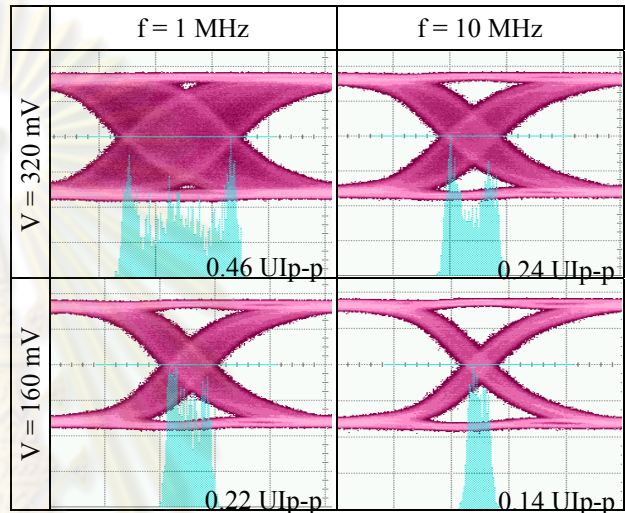


Fig.22: 10 Gb/s Eye-diagram with Jitter Histogram Before Adding Periodic Jitter

After adding PJ, at two different amplitudes and frequencies of sine wave, the resulted jitter histograms are compared in Table 2. Obviously, the jitter histograms become double Gaussian peaks due to a combination of

system RJ and added PJ. These results are in agreement with Fig. 3 (b). The total p-p jitters are also measured and reported in Table 2. The analysis of these p-p jitters indicates that the total jitter will be proportional to the applied amplitude of sine wave, which in agreement with equation (1). However, it will be inversely proportional to the applied frequency of sine wave. Due to the jitter transfer characteristic of chosen CDR chip, the measured total jitter will be reduced at those applied frequencies above 1 MHz.

Table 2: Jitter Histograms when the Voltage and Frequency of Input Sine Wave is Varied



5.1.2 Jitter Tolerance Results

Fig. 23 shows the measured jitter tolerances at 10^{-12} BER of optical receiver prototype, ‘RX’ line, and BERT, ‘Loop back’ line. Since the ‘RX’ line is above the SONET standard [18], ‘SONET MASK’ line and is below the ‘Loop back’ line as expected, this receiver passes the standard jitter tolerance test. The explanation for higher tolerance at lower frequency is due to a slow change in phase such that the clock recovery circuit can rapidly complete its phase locking.

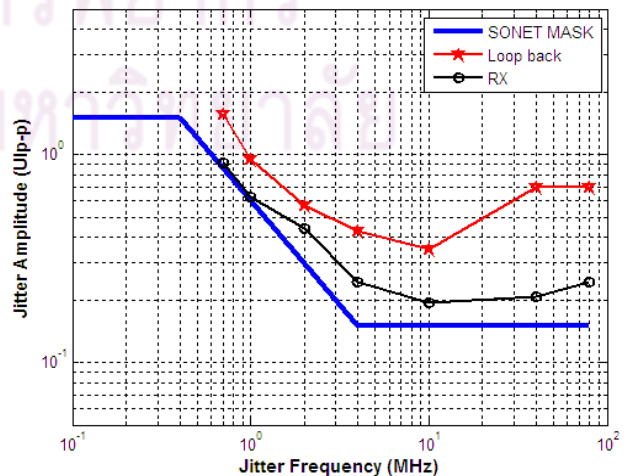


Fig.23: Comparison of Measured Jitter Tolerances

5.2 Crosstalk and Dispersion Results

The effects of interchannel crosstalk and GVD on eye-diagrams detected by PIN receiver and recovered by receiver prototype are described in section 5.2.1 and 5.2.2, respectively.

5.2.1 Eye-diagram from PIN receiver inside DCA

1) *Crosstalk Effect*: The transmission testbed is set as in Fig. 16, but without 40-km SSMF. The detected 10 Gb/s eye-diagram from PIN receiver with one wavelength and three wavelengths transmitted at the same average input power of -6 dBm are shown in Fig. 24(a) and Fig. 24(b), respectively.

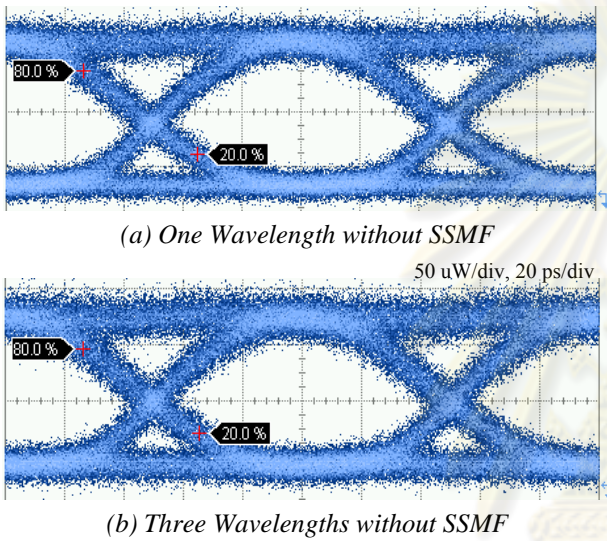


Fig.24: PIN's Eye-diagrams with 1 & 3 λ s

After a careful examination of the line thickness of bit '1' and '0' on eye-diagrams in Fig. 24, the crosstalk effect is very slightly shown as a thicker line in Fig. 24(b). This little difference is due to the very low interchannel crosstalk level of 16.9 dB from FBG.

2) *GVD Effect*: The testbed is set as in Fig.16, with only the center wavelength transmitted and thus without a de-multiplexer due to its insertion loss. The eye-diagrams of one wavelength without fiber and with 40-km SSMF are shown in Fig. 25(a) and Fig. 25(b), respectively.

Comparing the two eye-diagrams in Fig. 25, they clearly show an increase in the rise and fall times due to GVD impairment. The measured rise and fall times in Fig. 25(a) are 23.6 and 25.8 ps, respectively; whereas the rise and fall times in Fig. 25(b) are 53.8 and 54.2 ps, respectively. From these results, the GVD effect of 40-km SSMF can be analyzed as follows.

First, the GVD is calculated from equation (3) to be 16.21 ps/(nm.km). Then, the rise/fall time due to GVD is calculated from equation (2): $t_{GVD} = 16.21 \times 40 \times 0.06 = 38.904$ ps. The measured rise and fall times in Fig. 25(a) are the combined rise/fall time from transmitter and receiver, without GVD, as given in equation (4). Hence, the total rise and fall times of entire transmission system are recalculated from equation (4), using the calculated

t_{GVD} together with the measured rise and fall times in Fig. 25(a), = 45.50 and 46.68 ps, respectively. These numbers are slightly lower than the measured results at 53.8 and 54.2 ps, probably due to the inaccurate measurement of very distorted and noisy eye-diagram in Fig. 25(b).

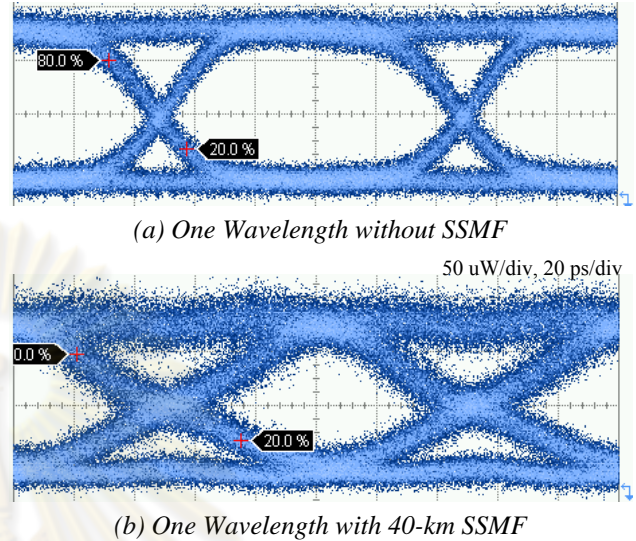


Fig.25: PIN's Eye-diagrams with & without SSMF

5.2.2 Eye-diagram from Optical Receiver Prototype

1) *Crosstalk Effect*: The testbed is set as in Fig. 16, without 40-km SSMF. The recovered 10 Gb/s eye-diagram by receiver prototype with one wavelength and three wavelengths transmitted at the same average input power of -26 dBm are shown in Fig. 26(a) and Fig. 26(b), respectively.

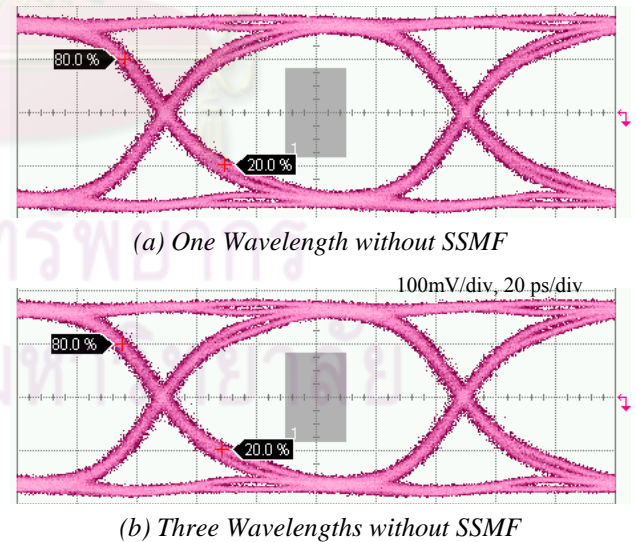
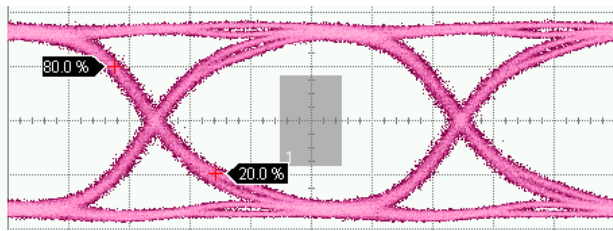


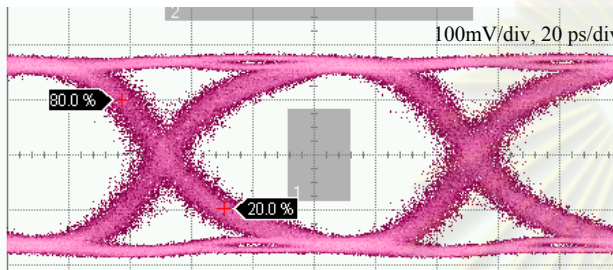
Fig.26: Prototype's Eye-diagrams with 1 & 3 λ s

A careful comparison between two eye-diagrams in Fig. 26 concludes that the crosstalk effect is unnoticeable due to the data regeneration of prototype. In the middle of eye-diagram, the bit '1' and '0' outputs are always fixed to the CML level, as described in section 3. Hence, this receiver can reduce the crosstalk impairment.

2) *GVD Effect*: The testbed is set as in Fig.16, with three wavelengths transmitted. The eye-diagrams of three wavelengths without fiber and with 40-km SSMF at the same averaged power of -26 dBm are shown in Fig. 27(a) and Fig. 27(b), respectively.



(a) Three Wavelengths without SSMF



(b) Three Wavelengths with 40-km SSMF

Fig. 27: Prototype's Eye-diagrams with & without SSMF

Comparing these two eye-diagrams in Fig. 27, they clearly show a broad and noisy spread of bit crossing due to GVD impairment. In the middle of eye-diagram, the bit '1' and '0' outputs are again fixed to the same CML levels. The measured rise and fall times are 31.6 and 33.3 ps, respectively. These numbers are much less than those from PIN receiver in Fig. 25 (b) due to data regeneration. For that reason, this receiver can significantly reduce the GVD impairment. The eye-diagram in Fig. 27 (b) also passes the standard STM-64/OC-192 data mask, shown as a gray rectangle at center as well as the upper and lower borders.

5.3 Bit Error Rate Results

Fig. 28 shows the BER performance of 10 Gb/s optical receiver prototype under four transmission cases: (1) only the center wavelength transmitted (*1wl*), (2) three wavelengths transmitted at 50 GHz spacing (*3wl 50GHz*), (3) the center wavelength transmitted over 40-km SSMF (*1wl+40km SSMF*), and (4) three wavelengths transmitted at 50 GHz spacing over 40-km SSMF (*3wl 50GHz+40km SSMF*). Evidently, the BER results will shift upward as the interchannel crosstalk and GVD effects are included in the experimental transmissions.

In order to determine the power penalty or path penalty of this prototype, first, the average received optical powers at 10^{-9} BER must be read from Fig. 27. According to those four transmission cases, their corresponding received powers are -26.4, -26.1, -25.7 and -25.3 dBm, respectively. Subsequently, the penalty is calculated as a power difference between a pair of those numbers, as follows.

1) *Crosstalk Effect*: The penalty between *3wl 50GHz* case and *1wl* case is $(-26.1 - (-26.4)) = 0.3$ dB, whereas the penalty between *3wl 50GHz+40km SSMF* case and *1wl+40km SSMF* case is $(-25.3 - (-25.7)) = 0.4$ dB. These two power penalties arise from the interchannel crosstalk impairment.

2) *GVD Effect*: Similarly, the penalty between *1wl+40km SSMF* case and *1wl* case is $(-25.7 - (-26.4)) = 0.7$ dB, whereas the penalty between *3wl 50GHz+40km SSMF* case and *3wl* case is $(-25.3 - (-26.1)) = 0.8$ dB. These two penalties arise from the GVD impairment. They both are lower than the 2 dB maximum penalty specified in the G.691 standard [7].

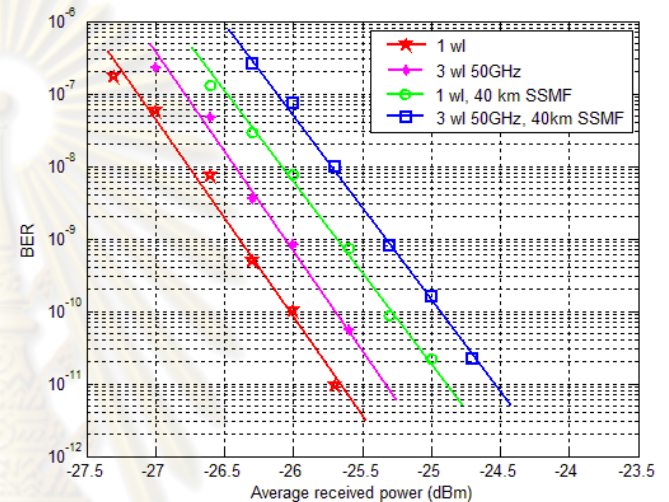


Fig.28: BER Plot of 10 Gb/s Optical Receiver Prototype

6. CONCLUSION

The design of 10 Gb/s optical receiver prototype using an APD with integrated TIA, a CDR chip with LA, and a 155.52 MHz reference clock is described. All components are successfully integrated onto the 4-layered FR-4 PCB. The two selected types of signal paths are differential microstrip line and single-ended CB-CPW. Their dimensions are optimally chosen for the lowest cost and matching impedance, according to the equations and the simulations from ADS and PolarSi8000 software. The prototype's performance has been evaluated under three impairments: jitter, interchannel crosstalk and GVD. The double Gaussian histograms of added PJ are analyzed to be proportional to amplitude and inversely proportional to frequency of applied sine wave. The jitter tolerance of prototype passes the SONET threshold with BER below 10^{-12} . The experimental testbed of three 50-GHz DWDM wavelengths transmitted over 40 km long SSMF is demonstrated. The effects of crosstalk and GVD on eye-diagrams are observed as the slightly thicker bit levels and the increase in rise and fall times, respectively. The measured rise and fall times are analyzed under GVD effect. The recovered eye-diagrams from prototype show that its design can reduce both crosstalk and dispersion effects. The BER performance of prototype are reported under four transmission cases, and the power penalty at

10^{-9} BER is determined to be 0.8 dB due to GVD effect. This value is within the standard limit of 2 dB.

7. ACKNOWLEDGEMENT

This research was supported by Telecommunications Research and Industrial Development Institute (TRIDI), the National Telecommunications Commission (NTC). In addition, T&M equipment is supported by Cooperation Project between Department of Electrical Engineering and Private Sector for R&D, Chulalongkorn University, and the Excellence Group of Chulalongkorn University in Lightwave and High-Speed Communications, sponsored by TRIDI, the NTC.

8. REFERENCES

- [1] Y. Amamiya et al., "A 40Gb/s Multi-Data-Rate CMOS Transceiver Chipset with SFI-5 Interface for Optical Transmission Systems," *The 2009 IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 358-359, February 2009.
- [2] H-G. Yun, K-S. Choi, Y-H. Kwon, J-S Choe, and J-T. Moon, "Fabrication and Characteristics of 40 Gb/s Traveling-Wave Electroabsorption Modulator-Integrated DFB Laser Modules," *The 2006 Electronic Components and Technology Conference*, 2006.
- [3] T. Sakamoto, S. Nobuo, S. Koike, K. Hadama, and K. Naoya, "4 channel x 10 Gbit/s Optical Module for CWDM Links," *The 2004 Electronic Components and Technology Conference*, vol. 1, pp. 1024-1028, 2006.
- [4] A. Narasimha et al., "A Fully Integrated 4 x 10-Gb/s DWDM Optoelectronic Transceiver Implemented in a Standard 0.13 μm CMOS SOI Technology," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 42, No. 12, December 2007
- [5] H. H. Lee, J. M. Oh, D. Lee, G. W. Lee, and S. T. Hwang, "Performance of 16x10 Gb/s WDM Transmissions Over 4x40 km of SMF Using Linear Optical Amplifier Combined With Raman-Pumped Dispersion Compensation Fiber Under Dynamic Add-Drop Situations," *IEEE Photonic Technology letter*, Vol.16, No.6, pp. 1576-1578, 2004.
- [6] Dayou Qian, Jianjun Yu, Ting Wang, "Ultra-high-capacity optical transmissions," *Communications and Photonics Conference and Exhibition (ACP)*, Shanghai, China, 2-6 Nov. 2009
- [7] "ITU-T G.691: standard of optical interfaces for single channel STM-64 and other SDH systems with optical amplifiers," www.itu.int
- [8] M. P. Li, *Jitter, Noise and Signal Integrity at High-Speed*, Pearson Education, 2008.
- [9] Agilent Technology, "Jitter Analysis Techniques for High Data Rate," Application Note 1432, 2003.
- [10] G. Keiser, *Optical Fiber Communications*, 3rd edition, McGraw-Hill, 2000.
- [11] CyOptics, Inc., "R197AL 10 Gb/s Small Form-Factor Co-Planar APD-TIA Receiver with Linear TIA for EDC Applications," www.cyoptycs.com
- [12] Maxim Integrated Products, "MAX3991 10 Gbps Clock and Data Recovery with Limiting Amplifier," www.maxim-ic.com.
- [13] K.C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech House, 1996.
- [14] Finisar Corporation, "10 Gb/s 80 km XFP Optical Transceiver, FTRX-1811-3," www.finisar.com.
- [15] Bookham Technology, "IGF32511,XFP Optical Transceiver for 40 km 10 G Serial applications," www.bookham.com.
- [16] Palatorn Sricham, Pattarakamon Rangsee and Duang-rudee Worasuchep, "A 2.5 Gb/s Electro-Absorption Modulator Integrated Laser Optical Transmitter in Long-Haul Dense Wavelength Division Multiplexing Transmission," *Proceeding of 2010 ECTI International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, vol. 1, pp. 253-256, 2008.
- [17] Agilent Technologies, "Infiniium DCA-J Agilent 86100C Wide-Bandwidth Oscilloscope Mainframe and Modules," 5989-0278EN, www.agilent.com.
- [18] "SONET/SDH specifications" are ITU-T0.172 from www.itu.int and GR-253-CORE from www.telcordia.com.



Dr. Duang-rudee Worasuchep received dual B.S. degrees in Engineering Physics and Electrical Engineering from Lehigh University, Pennsylvania, U.S.A. in 1995. She received the M.S. and Ph.D. degrees in Electrical Engineering from Stanford University, California, U.S.A. in 1997 and 2002. Since 2002, she joined the Department of Electrical Engineering, Chulalongkorn University, Bangkok, Thailand, as a lecturer and currently she is an Assistant Professor. Her research activities are in Optical Fiber Communications and Networks, High-speed Optical Transceiver and Digital Signal Integrity.



Wanee Srisuwarat received the B.Eng. and the M.Eng degree in Electrical Engineering from Chulalongkorn University, Bangkok, Thailand, in 2007 and 2009, respectively. Her research topic has involved with a development of 10 Gb/s Optical Receiver Prototype using an Avalanche Photo-Detector.



Jirawut Akaranuchat received the B.Eng. degree in Electrical Engineering from Chulalongkorn University, Bangkok, Thailand, in 2008. He is currently working toward the M.Eng. degree in Electrical Engineering at Chulalongkorn University, Bangkok, Thailand. His current research topic is related to the design of 10 Gb/s Optical Transmitter Prototype with Temperature Control System using PID control circuit.

Performance of 10 Gb/s Optical Receiver in 50-GHz DWDM Transmission over 40-km SSMF

Wanee Srisuwarat, Jirawut Akaranuchat, Duang-rudee Worasueeep
 Electrical Engineering Department, Chulalongkorn University, Bangkok, Thailand, 10330
 E-mail: return_19@hotmail.com, ofgalo@hotmail.com, duangrudee.w@chula.ac.th

Abstract- This paper describes the design of our 10 Gb/s Avalanche Photo-Detector (APD) optical receiver and its overall performance in 50-GHz Dense Wavelength Division Multiplexing (DWDM) transmission over 40-km Standard Single Mode Fiber (SSMF). The experimental eye-diagram results show that our receiver can reduce the effects from channel crosstalk and fiber dispersion. In addition, its measured bit error rate (BER) is below 10^{-9} and the power penalty is within standard limit.

I. INTRODUCTION

Optical fiber communication has become very popular as compared to other systems because of its large bandwidth and low attenuation per distance. The main focus of research and development is to increase data rate of all components inside both optical transmitter and optical receiver up to multi Gb/s range. The current bit rate is 10 Gb/s for chip set [1] and 40 Gb/s for optical modulator [2].

Transmission capacity of WDM system is upgradable either by increasing the number of channels or decreasing the channel space between adjacent channels. For lower cost systems, the coarse WDM (CWDM) is normally used with channel spacing of 20 nm. Many transmitters and receivers are integrated into one CWDM transceiver [3]. In contrast, the DWDM system has many values of channel spacing: 200, 100, 50, 25, and 12.5 GHz (equivalent to 1.6, 0.8, 0.4, 0.2, and 0.1 nm at about 1550-nm wavelength) according to the ITU-T G.694.1 standard of spectral grids for WDM application. And, the spectral width of transmitter in DWDM is much narrower than that of CWDM. Most DWDM systems [4-5] use 100-GHz spacing, whereas the 50- and 25-GHz channel spacing [6] are chosen for a higher capacity system.

DWDM system is generally used in core networks with the transmission distance of standard values: 2, 15, 40, 80, 120 or 160 km. Thus, the distance between optical transmitter and receiver is another key performance. There are two problems in using a long SSMF (Standard Single Mode Fiber): fiber attenuation and Group Velocity Dispersion (GVD). First, the attenuation can be compensated by using optical amplifiers, such as Erbium Doped Fiber Amplifier (EDFA). Secondly, the dispersion that causes pulse spreading along distance can be mended by using Dispersion Compensation Fiber (DCF), which has a large negative dispersion. For the 10 Gb/s system over 40 km long SMF at 1550 nm wavelength, both EDFA and DCF will be used according to the ITU-T G.691 (standard of optical interfaces for single channel STM-64 and other SDH systems with optical amplifiers).

In this work, our designed 10 Gb/s optical receiver has been evaluated under 3 problems: jitter, crosstalk and dispersion. The jitter problem, which is the time variation of bit period, has already been experimented and reported in reference [7] according to SONET/SDH specification. Thus, this paper will demonstrate the crosstalk and dispersion effects using 50-GHz channel spacing and 40-km SSMF. This transmission condition is properly chosen from those described standard values and in agreement with the specification of 10 Gb/s optical transmitters used in our experimental testbed.

This paper is organized as follows. Section II explains the design of our 10 Gb/s optical receiver. The testbed of 50-GHz DWDM system over 40-km SSMF is described in section III. The experimental results are analyzed in section IV. Finally, the summary of this work is in section V.

II. DESIGN OF OPTICAL RECEIVER

In optical fiber communication, an optical receiver generally uses 2 types of semiconductor receiver: Positive-Intrinsic-Negative (PIN) and APD. PIN has lower noise level than APD. However, APD has a better sensitivity as well as larger output, and thus is more applicable for long distance applications. As a result, the APD is chosen in this design.

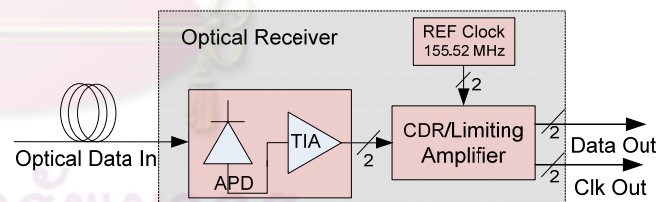


Figure 1. Components of the 10 Gb/s Optical Receiver Prototype

Our receiver prototype consists of 3 main components as shown in Fig. 1: APD with Trans-Impedance Amplifier (TIA) (R197A module from Cyoptics), Clock and Data Recovery (CDR) with Limiting Amplifier (MAX3991 chip from Maxim), and reference clock (CCPD-033 module from Crystek). After optical data is launched into the receiver, APD converts optical signal into photocurrent and then TIA converts it into a small voltage signal. Limiting Amplifier amplifies this signal up to constant voltage digital output and passes it through CDR. Clock output is recovered by phase lock loop, whereas Data output is regenerated by D-flip-flop and recovered clock. This CDR requires a reference clock signal at 1/64 (155.52 MHz) or 1/16 (622 MHz) of data rate, which is 9.9532 Gb/s (STM-64).

Main parameters of receiver prototype are shown in Table I and compared with 2 commercial optical transceivers (Finisar and Bookham) by considering only those parameters from receiver side. The data bit rate of prototype can be varied by changing frequency of reference clock. Both commercial transceivers do not have a fixed data bit rate because they receive reference clock from their host boards. The output level and rise/fall time are within the same ranges. This receiver prototype can detect a wide range of wavelength and has a high sensitivity of -25.3 dBm at 10^{-12} BER. Thus, it gives a larger dynamic range $(-2 - (-25.3)) = 23.3$ dB. In addition, the maximum path penalty of receiver prototype is measured to be 0.8 dB (in section IV, C), which is less than the other two.

TABLE I
PARAMETER SUMMARIZATION AND COMPARISON

Electrical Characteristics	Receiver Prototype	Finisar [8]	Bookham [9]	Unit
- Data Bit Rate	9.95328	9.95-10.7	9.95-10.75	Gbps
- Different Output Voltage	575-725	340-850	360-770	mV
- Data Output Rise/Fall Time	30	38	24	ps
- Power Consumption	0.71 (RX)	3.5 (TX&RX)	3.5 (TX&RX)	W
Optical Characteristics				
- Center Wavelength	1280-1610	1270-1600	1530-1560	nm
- Receiver Sensitivity @ 10^{-12}	-25.3	-24	-15.8	dBm
- Receiver Overload	-2	-7	-1	dBm
- Maximum Path Penalty @ 40km (20 ps/nm/km)	0.8	2 (@ 80 km)	2	dB

III. TESTBED OF 50-GHz DWDM SYSTEM OVER 40-KM SSMF

To demonstrate 50-GHz DWDM transmission over 40-km SSMF, 3 fixed wavelengths at 50 GHz channel spacing are combined and propagate through 40 km long fiber. Its block diagram is shown in Fig. 2.

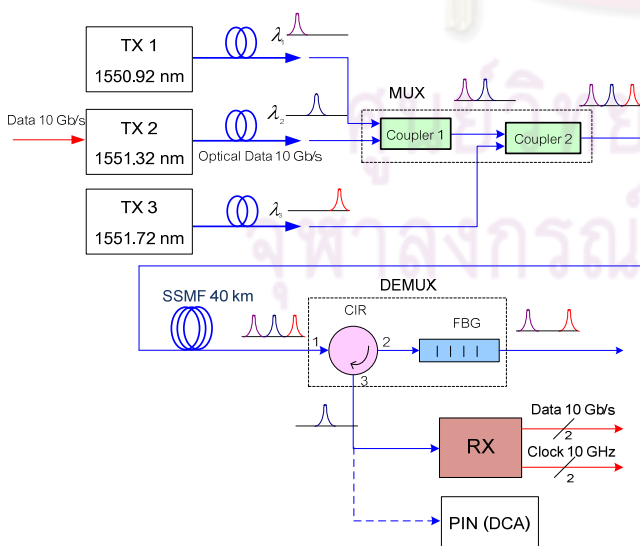


Figure 2. Block Diagram of 50-GHz DWDM system over 40-km SSMF

A. Transmitter Part

Three optical transmitters use the Electro-Absorption Modulation Integrated Lasers (EML) [10]. Their wavelengths are 1550.92 nm, 1551.32 nm and 1551.72 nm. Only the center wavelength is modulated with 10 Gb/s data due to a limited output from our Bit Error Rate Tester (BERT), unlike the real systems where all wavelengths are simultaneously modulated. However, in this case, the receiver's performance will not be significantly altered since these 3 wavelengths are farther apart as compared to their modulated spectral widths, as shown in Fig. 3(b). All wavelengths are multiplexed into one fiber via two 3-dB optical couplers. Their output powers after 2nd coupler are set to the same level with a total average power measured to be 2.2 dBm by an optical power monitor.

The transmission fiber is a single spool of 40 km long SSMF. Its total loss is measured to be 7.3 dB, thus the fiber attenuation (power loss per distance) is $(7.3/40) = 0.183$ dB/km. The GVD is about 20 ps/(nm.km). This dispersion will increase the rise and fall times of received data signal.

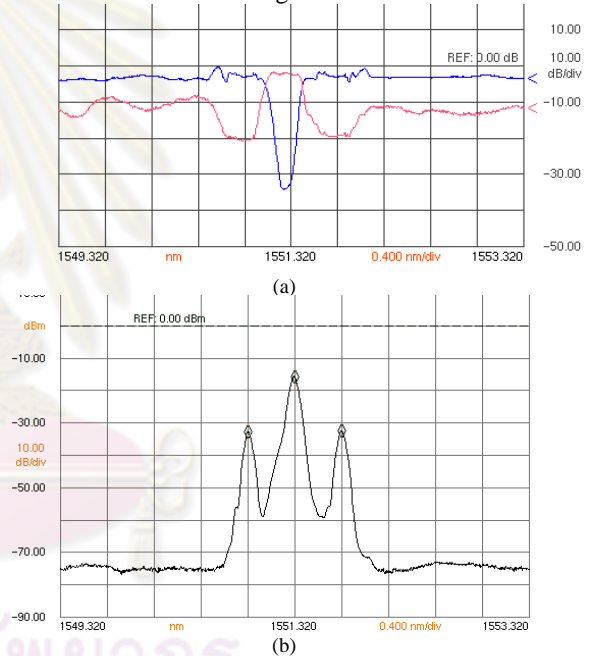


Figure 3. (a) Profile of FBG and (b) Spectrum of received signal

B. Receiver Part

After SSMF, the center wavelength is dropped by an optical de-multiplexer, which consists of 3-port optical circulator and a Fiber Bragg Grating (FBG). The transmitted and reflected profiles of FBG are shown as the upper and lower lines, respectively, in Fig. 3(a). The transmitted profile has its center wavelength 30 dB below other wavelengths. Thus, the output spectrum from FBG will eliminate center wavelength and transmit neighboring wavelengths. In contrast, the reflected profile has its center wavelength 16.9 dB higher than both sides. Therefore, the reflected output will have a higher power at center wavelength than neighboring wavelengths, as shown in Fig. 3(b).

Next, the reflected 10 Gb/s signal is detected by our receiver prototype to perform BER measurements. Due to the data regeneration from CDR, the output signal does not vary with its input power level. Thus, the effects of channel crosstalk and fiber dispersion will not be clearly seen from the eye diagrams of prototype's output. For this reason, the PIN receiver having a linear characteristic detection (inside Digital Communication Analyzer (DCA) 86150B module) is used instead to observe those worsen eye diagrams. But, this PIN receiver has a low sensitivity of -6.3 dBm at 10^{-9} BER, so its BER plot can not be measured as a comparison to our prototype. The pictures of PIN receiver in DCA and the prototype are shown in Fig. 4.

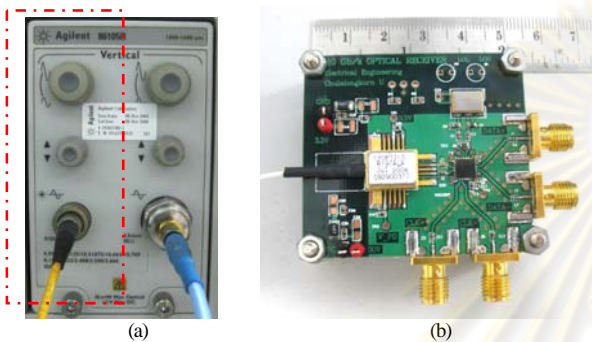


Figure 4. (a) PIN receiver inside DCA (b) optical receiver prototype

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

A. Eye Diagram from PIN receiver inside DCA

1) *Crosstalk*: The testbed is set as in Fig.2, but without 40-km SSMF. The eye diagrams of one wavelength and three wavelengths at the same average optical power of -6 dBm are shown in Fig. 5(a) and Fig. 5(b), respectively.

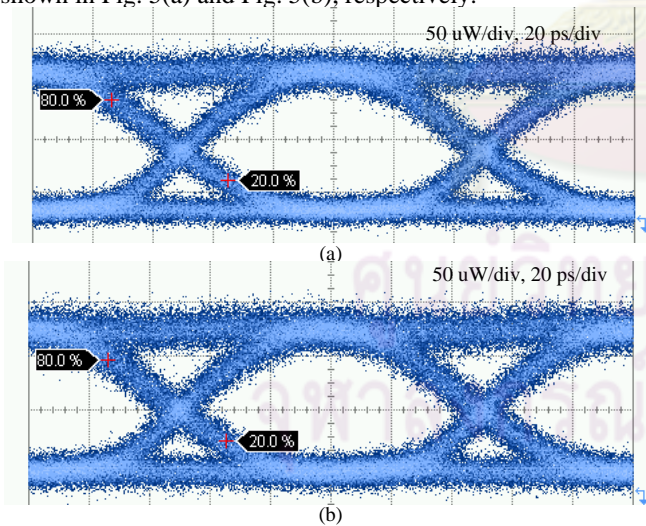


Figure 5. Eye diagram of PIN receiver (a) one wavelength (b) three wavelengths

After examining the line thickness of bit '1' and bit '0' on eye diagrams in Fig. 5, the crosstalk effect is very slightly shown as a thicker line in Fig. 5(b). This little difference is due to the low crosstalk level of 16.9 dB from FBG.

2) *Dispersion*: The testbed is set as in Fig.2, with only the center wavelength and without de-multiplexer due to its loss.

The eye diagrams of one wavelength without fiber and one wavelength with 40-km SSMF are shown in Fig. 6(a) and Fig. 6(b), respectively.

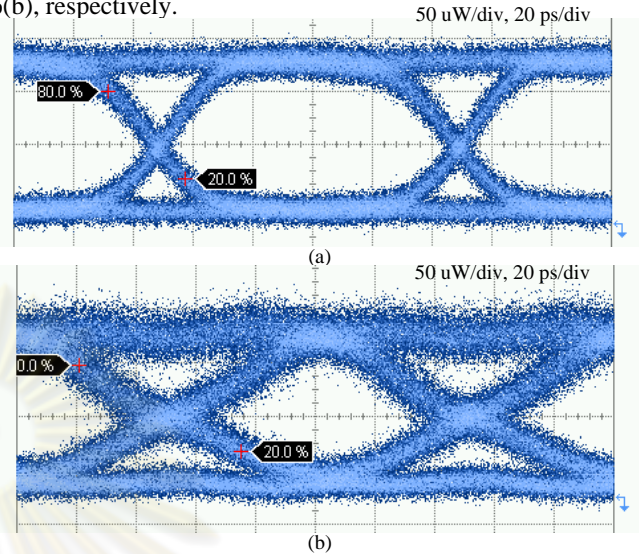


Figure 6. Eye diagram of PIN receiver (a) without SSMF (b) with 40-km SSMF

Comparing the eye diagrams in Fig. 6, they clearly show the dispersion effect as broadened signal. The measured rise and fall times in Fig. 6(a) are 23.6 and 25.8 ps, respectively, whereas the measured rise and fall times in Fig. 6(b) are 53.8 and 54.2 ps, respectively. From these results, the dispersion effect of 40-km SSMF is analyzed as follows.

First, the rise/fall time from dispersion effect is calculated from equation (1) to be $t_{GVD} = 20 \times 40 \times 0.06 = 48$ ps.

$$t_{GVD} \approx |D|L\sigma_\lambda \quad (1)$$

where t_{GVD} is the rise/fall time due to GVD, D is the fiber's GVD, L is the total length of fiber, and σ_λ is the 3-dB spectral width of transmitted wavelength.

Second, the measured rise and fall times in Fig. 6(a) are the combined rise/fall time from both the transmitter and receiver, without the fiber's GVD, as given in equation (2).

$$t_{sys} = \sqrt{(t_{tx}^2 + t_{rx}^2) + t_{GVD}^2} \quad (2)$$

where t_{sys} is the total rise/fall time of system, t_{tx} is the rise/fall time of transmitter, and t_{rx} is the rise/fall time of receiver.

Lastly, the total rise and fall times of whole transmission system are calculated from equation (2), using the calculated t_{GVD} as well as the measured rise and fall times in Fig. 6(a), to be 53.48 and 54.49 ps, respectively. These numbers are almost the same as the measured results in Fig. 6(b).

B. Eye Diagram from the Optical Receiver Prototype

1) *Crosstalk*: The eye diagram of 3 wavelengths without SSMF at an averaged power of -26 dBm is shown in Fig. 7. In the middle of eye diagram, bit '1' and bit '0' are fixed to upper and lower levels because of limiting amplifier. But, at the bit crossing of this eye diagram, it shows a little spread due to the crosstalk effect.

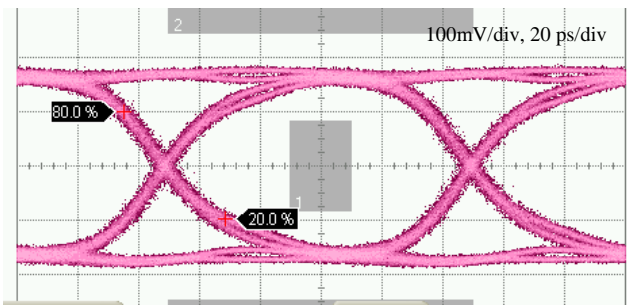


Figure 7. Eye diagram of receiver prototype, 3 wavelengths without SSMF

2) *Dispersion*: The eye diagram of 3 wavelengths with 40-km SSMF at the same averaged power of -26 dBm is shown in Fig. 8. The dispersion effect can be seen at the bit crossing. The measured rise and fall times are 31.6 and 33.3 ps, which are less than those from the PIN receiver (53.8 and 54.2 ps), because the CDR regenerates a new output shape.

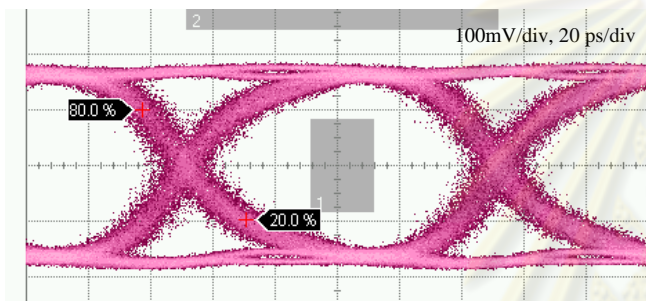


Figure 8. Eye diagram of receiver prototype, 3 wavelengths with 40-km SSMF

C. BER of Receiver Prototype

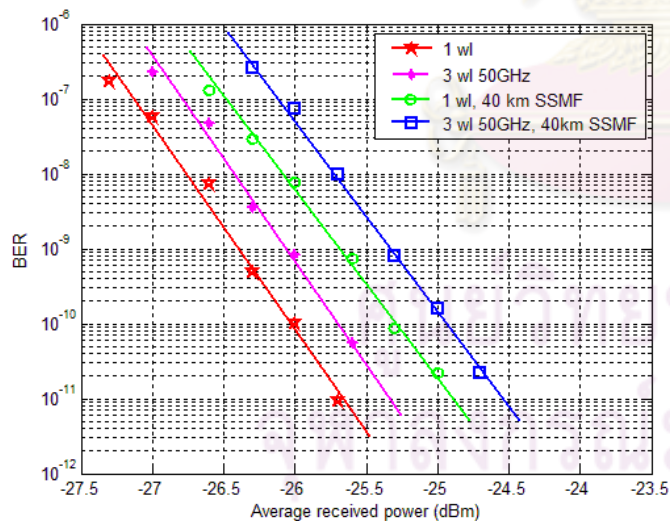


Figure 9. BER plot of receiver prototype

Fig. 9 shows the BER plot of our receiver prototype. The experiment was conducted in 4 cases: (1) one wavelength ($1wl$), (2) 3 wavelengths ($3wl\ 50GHz$), (3) one wavelength with 40-km SSMF ($1wl+40km\ SSMF$), and (4) 3 wavelength with 40-km SSMF ($3wl\ 50GHz+40km\ SSMF$). The average received powers at 10^{-9} BER of these 4 cases are -26.4, -26.1, -25.7 and -25.3 dBm, respectively. The power penalty of case $3wl\ 50GHz$

compared to case $1wl$ is 0.3 dB (-26.1(-26.4)). The power penalty of case $3wl\ 50GHz+40km\ SSMF$ compared to case $1wl+40km\ SSMF$ is 0.4 dB (-25.3(-25.7)). These two penalties arise from the crosstalk effect. Similarly, the power penalty of case $1wl+40km\ SSMF$ compared to case $1wl$ is 0.7 dB (-25.7(-26.4)) and the power penalty of case $3wl\ 50GHz+40km\ SSMF$ compared to case $3wl$ is 0.8 dB (-25.3(-26.1)), which is lower than the 2 dB maximum penalty of G.691 standard [11]. These later two penalties arise from the dispersion effect.

V. CONCLUSION

The design of 10 Gb/s optical receiver prototype using APD integrated with TIA, limiting Amplifier and CDR is described. The experimental testbed of 50-GHz DWDM transmission over 40-km SSMF is demonstrated. The effects of channel crosstalk and fiber dispersion on the measured eye diagrams are observed and analyzed. The BER results of optical receiver prototype are below 10^{-9} with the power penalty of 0.8 dB, which is within the standard limit of 2 dB.

ACKNOWLEDGMENT

This work has been fully supported by Telecommunications Research and Industrial Development Institute (TRIDI), The National Telecommunications Commission (NTC).

REFERENCES

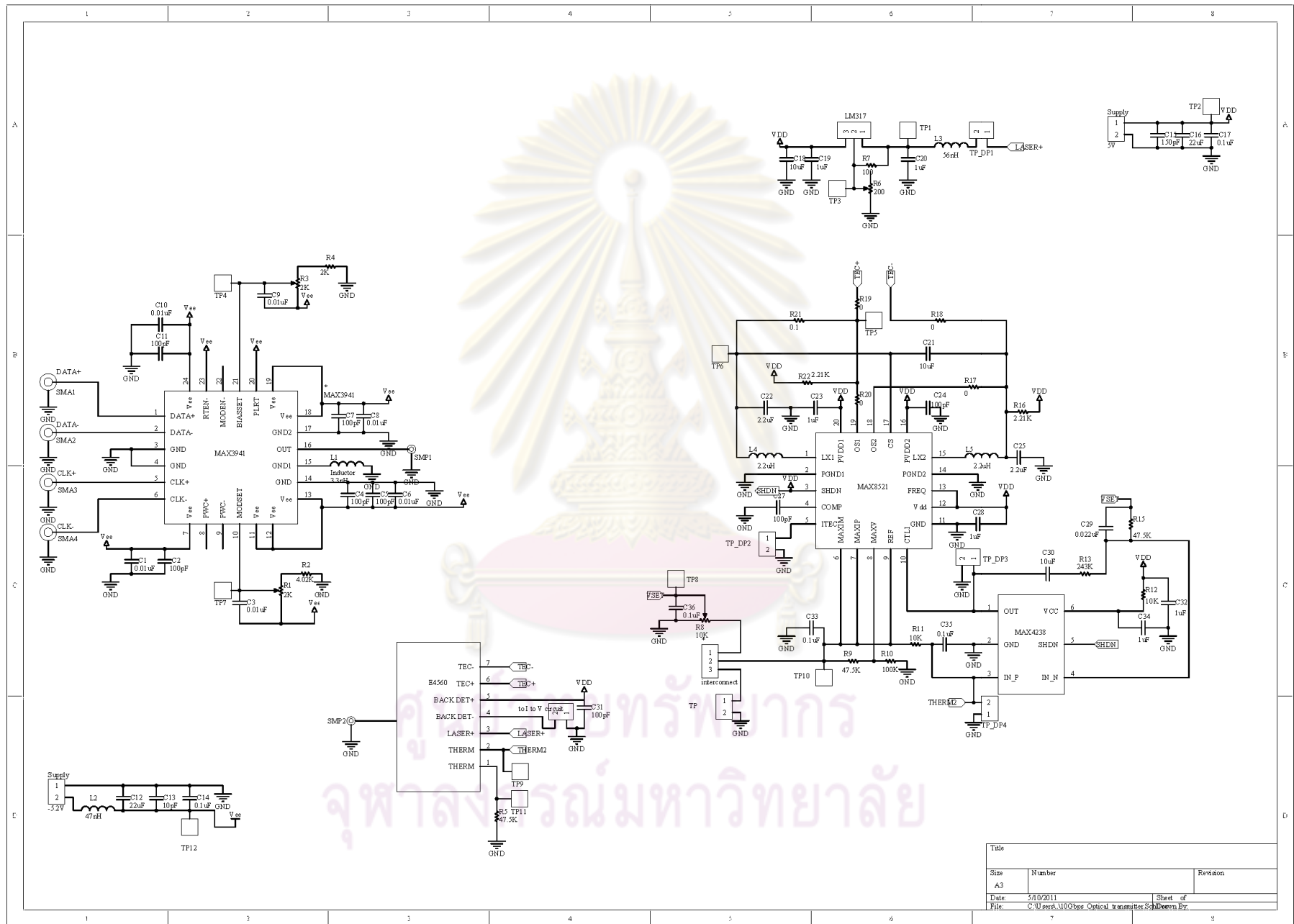
- [1] Li-Ren Huang, Chia-Ming Tsai, Cheng-Yu Chien, Chien-Fu Chang, and Day-Uei Lee, "Chip set design for 10 Gb/s optical transceiver," *The 2004 IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems*, December 6-9, 2004
- [2] Ho-Gyeong Yun, Kwang-Seong Choi, Yong-Hwan Kwon, Joong-Seon Choe, and Jong-Tae Moon, "Fabrication and Characteristics of 40 Gb/s Traveling-Wave Electroabsorption Modulator-Integrated DFB Laser Modules," *The 2006 Electronic Components and Technology Conference*.
- [3] Takeshi Sakamoto, Sato Nobuo, Shinji Koike, Koichi Hadama, and Kukutsu Naoya, "4 channel x 10 Gbit/s Optical Module for CWDM Links," *The 2004 Electronic Components and Technology Conference*.
- [4] Han Hyub Lee, Jung Mi Oh, Donghan Lee, Gyu Woong Lee, and Seong Taek Hwang, "Performance of 16x10 Gb/s WDM Transmissions Over 4x40 km of SMF Using Linear Optical Amplifier Combined With Raman-Pumped Dispersion Compensation Fiber Under Dynamic Add-Drop Situations," *The IEEE Photonic Technology letter*, Vol.16 No.6, June, 2004.
- [5] Sebastien Bigo and Alain Bertaina, "WDM Transmission Experiments at 32x10 Gb/s Over Nonzero Dispersion-Shifted Fiber and Standard Single-Mode Fiber," *The IEEE Photonics Technology letter*, Vol.11, No.10,1999.
- [6] Y. Yamada, S.-I. Nakagawa, K. Takashina, T. Kawazawa, H. Taga and K. Goto, "25GHz spacing ultra-dense WDM transmission experiment of 1 Tbit/s (100WDMx10Gbit/s) over 7300 km using non pre-chirped RZ format," *The Electronic Letters*, Vol.35 No.25 9th December 1999.
- [7] Wanee Srisuwarat and Duang-rudee Worasucheeep, "Jitter Measurement and Analysis on 10 Gb/s Optical Receiver," *The 32th Electrical Engineering Conference*, 28th-30th October, 2009.
- [8] Finisar Corporation, "10 Gb/s 80 km XFP Optical Transceiver, FTRX-1811-3," www.finisar.com.
- [9] Bookham Technology, "IGF32511,XFP Optical Transceiver for 40 km 10 G Serial applications," www.bookham.com.
- [10] Palatrom Sricham, Pattarakamon Rangsee and Duang-rudee Worasucheeep, "A 2.5 Gb/s Electro-Absorption Modulator Integrated Laser Optical Transmitter in Long-Haul Dense Wavelength Division Multiplexing Transmission," *The 5th ECTI Conference*, May 2008.
- [11] "ITU-T G.691: standard of optical interfaces for single channel STM-64 and other SDH systems with optical amplifiers," www.itu.int

ภาคผนวก ข. Schematic ของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบ

ลายวงจร Schematic ของตัวส่งสัญญาณทางแสงต้นแบบพร้อมระบบควบคุมอุณหภูมิใน
วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เขียนลายวงจร โดยซอฟต์แวร์โปรแกรม Altium Designer



ศูนย์วิทยพัทยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

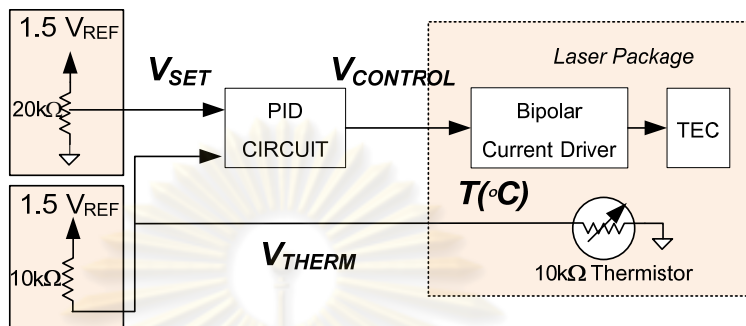


ศูนย์วิทยพักร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Title		
Size	Number	Revision
A3		
Date	5/10/2011	Sheet of
File	C:\user\110\obs Optical transmitter	SchDrawn By

ภาคผนวก ค. การอ้างอิงอุณหภูมิของเลเซอร์

อุณหภูมิของเลเซอร์ $T (^{\circ}\text{C})$ สามารถคำนวณได้จาก V_{THERM} ที่วัดได้จากเทอร์มิสเตอร์ขนาด $10\text{ k}\Omega$ ดังในรูปที่ ค.1 ตามสมการที่ (ค.1) โดยแสดงค่า V_{THERM} และอุณหภูมิของเลเซอร์ในแต่ละค่าความยาวคลื่น ตามมาตรฐานช่องสัญญาณ DWDM ITU-T 694.1 ดังตารางที่ ค.1



รูปที่ ค.1 แผนภาพการตั้งค่าและวัดอุณหภูมิของเลเซอร์

$$T(^{\circ}\text{C}) = \frac{\beta T_0}{T_0 \ln \left[\frac{V_{THERM}}{(V_{REF} - V_{THERM})} \right] + \beta} - 273.15 \tag{ค.1}$$

โดยที่ β คือค่าคงที่ของเทอร์มิสเตอร์เท่ากับ 4100, $T_0 = 298.15\text{ K}$ และ V_{REF} เท่ากับ 1.5 V

ตารางที่ ค.1 อุณหภูมิของเลเซอร์ที่คำนวณได้จากค่า V_{THERM} ของแต่ละความยาวคลื่น

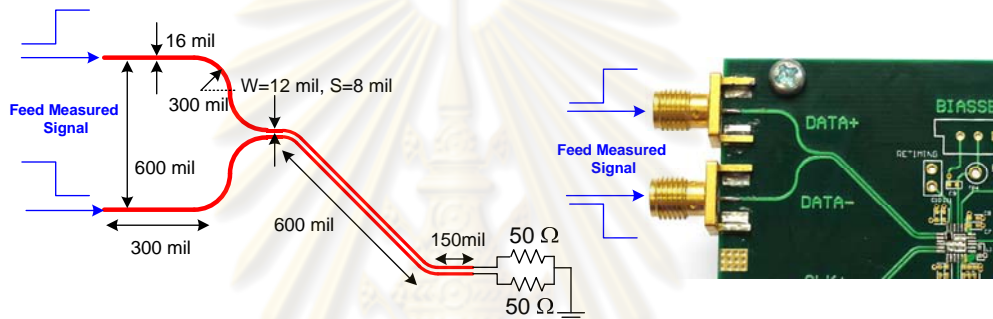
Channel (nm)	V_{SET}/V_{THERM} (V)	$V_{CONTROL}$ (V)	$T(^{\circ}\text{C})$	Channel (nm)	V_{SET}/V_{THERM} (V)	$V_{CONTROL}$ (V)	$T(^{\circ}\text{C})$
1550.72	0.908	1.31	17.0	1551.82	0.686	1.49	29.8
1550.82	0.887	1.33	18.2	1551.92	0.666	1.51	31.1
1550.92	0.865	1.34	19.5	1552.02	0.645	1.52	32.4
1551.02	0.844	1.36	20.6	1552.12	0.626	1.54	33.5
1551.12	0.825	1.38	21.7	1552.22	0.609	1.55	34.6
1551.22	0.806	1.40	22.8	1552.32	0.592	1.56	35.7
1551.32	0.785	1.41	24.0	1552.42	0.575	1.57	36.8
1551.42	0.764	1.43	25.3	1552.52	0.555	1.58	38.1
1551.52	0.743	1.45	26.5	1552.62	0.537	1.59	39.4
1551.62	0.723	1.47	27.6	1552.72	0.52	1.61	40.6
1551.72	0.704	1.48	28.8				

ภาคผนวก ง. การวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะด้วยเครื่อง TDR

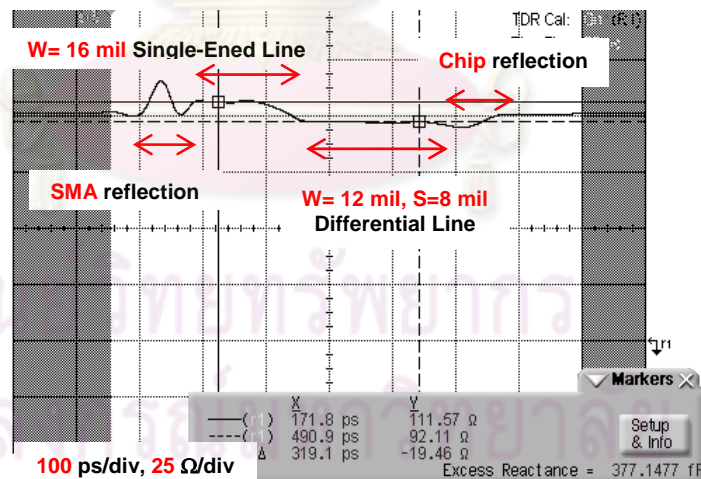
การวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณแบบผลต่าง (Z_{DIFF}) และแบบเดี่ยว (Z_0) ใช้เครื่อง TDR ของบริษัท Agilent รุ่น 54754A [54] ในการวัดทดสอบ โดยมีรายละเอียดในหัวข้อที่ ง.1 และ ง.2 ตามลำดับ

ง.1 การวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณแบบผลต่าง

การวัดค่า Z_{DIFF} ของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบผลต่างจะต้องบัดกรีโหลด ซึ่งเป็นชิปตัวต้านทาน $50\ \Omega$ ขนาด 0402 จำนวน 2 ตัว ขนานลงกราวด์ไว้ทั้งคู่ดังรูปที่ ง.1 เพื่อที่จะทำให้เครื่อง TDR เห็นค่าอิมพีแดนซ์ที่ปลายทางเป็น $100\ \Omega$ ซึ่งเป็นการลดการสะท้อนของสัญญาณที่ปลายทางกรณี Open Circuit ไว้ โดยมีผลการวัดแสดงดังรูปที่ ง.2



รูปที่ ง.1 การเชื่อมต่อเส้นสัญญาณแบบผลต่างกับโหลด



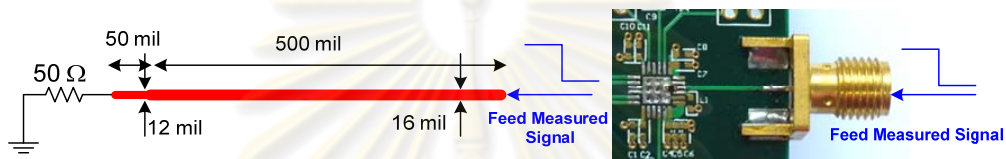
รูปที่ ง.2 ผลการวัดค่าอิมพีแดนซ์ของเส้นสัญญาณแบบผลต่าง

เมื่อป้อนสัญญาณแบบผลต่างจากเครื่อง TDR ไปยังเส้นสัญญาณที่ได้ออกแบบพบว่าคุณค่าอิมพีแดนซ์ของเส้นสัญญาณมีลักษณะดังรูปที่ ง.2 ซึ่งแบ่งออกเป็น 4 ส่วน คือ (1) หัวต่อ SMA เมื่อสัญญาณเดินทางผ่านหัวต่อจะมีการสะท้อนของสัญญาณเกิดขึ้น เนื่องจากความไม่ต่อเนื่องของอิมพีแดนซ์ตาม datasheet ของหัวต่อ [46], (2) เส้นสัญญาณแบบเดี่ยวที่เดินทางขนานเข้ามาสองเส้นวัดค่าอิมพีแดนซ์ได้ $111.57\ \Omega$ ซึ่งมีค่าประมาณ 2 เท่าของ Z_0 จากนั้นค่าอิมพีแดนซ์จะค่อยๆ

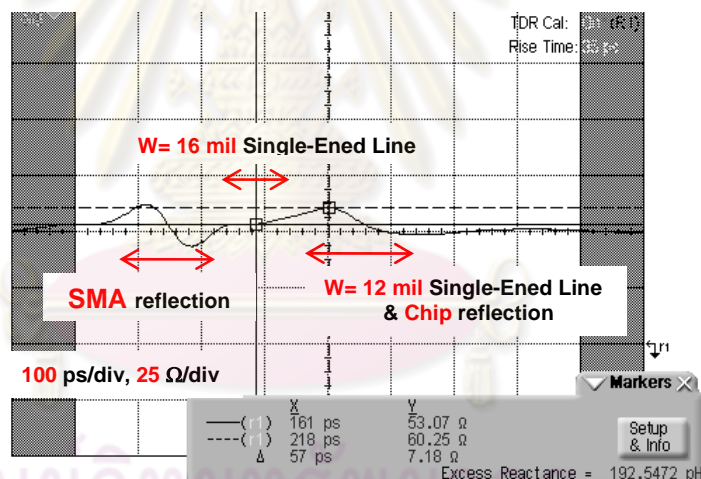
ลดลงเนื่องจากระยะห่างขอบเส้นสัญญาณ (S) แคลงดังสมการที่ (2.16) เพื่อเข้าสู่เส้นสัญญาณในส่วนถัดไป, (3) เส้นสัญญาณแบบผลต่าง ซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์เป็นแบบผลต่าง (Z_{DIFF}) วัดค่าได้ 92.11 Ω , และ (4) Pad สำหรับวางชิป จะมีการสะท้อนของสัญญาณเกิดขึ้นเล็กน้อยและมีค่าอิมพีแดนซ์ค่อยๆเพิ่มเข้าสู่ 100 Ω ตามโหนดชิปตัวด้านทานที่บัดกรีไว้

ง.2 การวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณแบบเดี่ยว

การวัดค่า Z_0 ของเส้นสัญญาณไมโครสตริปแบบเดี่ยว จะต้องบัดกรีโหนดซึ่งเป็นชิปตัวด้านทาน 50 Ω ขนาด 0402 ลงกราวด์ไว้ที่ปลายทางดังรูปที่ ง.3 เพื่อที่จะทำให้เครื่อง TDR เห็นค่าอิมพีแดนซ์ที่ปลายทางเป็น 50 Ω ซึ่งเป็นการลดผลการสะท้อนดังที่ได้กล่าวไปในหัวข้อที่ ง.1 โดยมีผลการวัดแสดงดังรูปที่ ง.4



รูปที่ ง.3 การเชื่อมต่อเส้นสัญญาณแบบผลเดียวกับโหนด



รูปที่ ง.4 ผลการวัดค่าอิมพีแดนซ์ของเส้นสัญญาณแบบเดี่ยว

เมื่อป้อนสัญญาณแบบผลต่างจากเครื่อง TDR ไปยังเส้นสัญญาณแบบเดี่ยวที่ได้ออกแบบพบว่าค่าอิมพีแดนซ์ของเส้นสัญญาณมีลักษณะดังรูปที่ ง.4 ซึ่งแบ่งออกเป็น 3 ส่วน คือ (1) หัวต่อ SMA เมื่อสัญญาณเดินทางผ่านหัวต่อจะมีการสะท้อนของสัญญาณเกิดขึ้น เนื่องจากความไม่ต่อเนื่องของอิมพีแดนซ์ตาม datasheet ของหัวต่อ [46], (2) เส้นสัญญาณแบบเดี่ยวกว้าง 16 mil ยาว 500 mil วัดค่า Z_0 ได้ 53.07 Ω จากนั้นเส้นสัญญาณจะมีขนาดเล็กลงตามขนาด pad สำหรับวางชิปซึ่งเป็นเส้นสัญญาณในส่วนถัดไป, และ (3) เส้นสัญญาณแบบเดี่ยวกว้าง 12 mil ยาว 50 mil ทำให้ค่า Z_0 เพิ่มมากขึ้นวัดได้ 60.25 Ω จากนั้นจึงค่อยๆ ลดค่าเข้าสู่ 50 Ω ตามชิปตัวด้านทานที่บัดกรีไว้ที่ปลายทาง

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายจิรภูมิ อัครานุชาติ เกิดวันที่ 9 กันยายน พ.ศ. 2529 ที่จังหวัดสุโขทัย เข้าศึกษาในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2548 สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2551 ต่อจากนั้นได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2552 และสำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2553



ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย