

การพัฒนาต้นแบบตัวรับสัญญาณทางแสง อัตราข้อมูล 10 กิกะบิตต่อวินาที  
โดยใช้ตัวตรวจจับแสงชนิดถล่มทลาย



นางสาววณี ศรีสุวรรณ

ศูนย์วิทยทรัพยากร  
วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2552

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

A DEVELOPMENT OF 10 GB/S OPTICAL RECEIVER PROTOTYPE USING  
AN AVALANCHE PHOTO-DETECTOR



Miss Wanee Srisuwarat

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 2009

Copyright of Chulalongkorn University

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การพัฒนาต้นแบบตัวรับสัญญาณทางแสง อัตราข้อมูล 10  
กิกะบิตต่อวินาที โดยใช้ตัวตรวจจับแสงชนิดล่มหลาย

โดย

นางสาววณิ ศรีสุวรรณ


สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

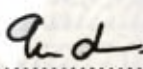
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

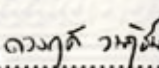
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ดวงฤดี วรสุชีพ


คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้บัณฑิตวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วน  
หนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาโทบริหารธุรกิจ


  
..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์  
(รองศาสตราจารย์ ดร. บุญสม เลิศศิริวรงค์)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

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

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

  
..... กรรมการ  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. วันเจติม โปรา)

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

ศูนย์วิทยานิพนธ์  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วณิ ศรีสุวรรณ : การพัฒนาต้นแบบตัวรับสัญญาณทางแสง อัตราข้อมูล 10 กิกะบิตต่อวินาที โดยใช้ตัวตรวจจับแสงชนิดถล่มทลาย. (A DEVELOPMENT OF 10 GB/S OPTICAL RECEIVER PROTOTYPE USING AN AVALANCHE PHOTO-DETECTOR) อ. ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก: ผศ. ดร. ดวงฤดี วรสุชีพ, 112 หน้า.

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอรายละเอียดการออกแบบและประกอบต้นแบบตัวรับสัญญาณทางแสง อัตราข้อมูล 10 กิกะบิตต่อวินาที โดยใช้ตัวตรวจจับแสงชนิดถล่มทลาย ในการออกแบบลายวงจรความเร็วสูงได้พัฒนาจากเส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line เป็นเส้นสัญญาณชนิด Conductor-Backed Coplanar Waveguide ซึ่งให้แบนด์วิดท์ที่สูงกว่า จึงสามารถส่งผ่านสัญญาณ 10 กิกะบิตต่อวินาทีได้ ผลการทดสอบสมรรถภาพของตัวรับสัญญาณทางแสงที่ได้พัฒนาขึ้นใน 2 ด้าน คือ (1) Jitter Tolerance ซึ่งต้นแบบสามารถผ่านมาตรฐาน ITU-T O.172 และ (2) ทดสอบการตรวจจับสัญญาณแสงในระบบการรับส่งสัญญาณหลายความยาวคลื่นแสง ผ่านเส้นใยนำแสงโหมคเคียวชนิดมาตรฐานระยะทาง 40 กิโลเมตร จากผลการทดลองวัดค่าอัตราความผิดพลาดบิตได้ต่ำกว่า  $10^{-9}$  และค่า Power Penalty อยู่ภายใต้ข้อจำกัดของมาตรฐาน ITU-T G.691

ศูนย์วิทยทรัพยากร

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า .....ลายมือชื่อนิสิต .....วณิ ศรีสุวรรณ  
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า .....ลายมือชื่อ อ.ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก .....ดวงฤดี วรสุชีพ  
ปีการศึกษา ..... 2552 .....

## 5170446221 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEYWORDS : OPTICAL RECEIVER / PHOTO-DETECTOR / JITTER TOLERANCE /  
JITTER MEASUREMENT/ WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXING/

WANEE SRISUWARAT : A DEVELOPMENT OF 10 GB/S OPTICAL RECEIVER  
PROTOTYPE USING AN AVALANCHE PHOTO-DETECTOR. THESIS  
ADVISOR : ASST. PROF. DUANG-RUDEE WORASUCHEEP Ph.D., 112 pp.

This thesis presents the designing and assembling of 10 Gb/s optical receiver prototype, using an avalanche photo-detector. For the high-speed PCB design, the conductor-backed coplanar waveguide is used instead of microstrip line because of its higher bandwidth. The optical receiver prototype was evaluated in 2 aspects : (1) Jitter tolerance, in which this prototype passed the ITU-T O.172 standard, and (2) experimental testbed of wavelength division multiplexing transmission over 40 km standard single mode fiber (SSMF). The prototype showed its bit error rate (BER) below  $10^{-9}$  and its power penalty under the ITU-T G.691 standard limit.



ศูนย์วิทยทรัพยากร

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Department : Electrical Engineering

Student's Signature

Wanee Srisuwarat

Field of Study : Electrical Engineering

Advisor's Signature

Duang-Rudee Worasuchee

Academic Year : 2009

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ต้องกราบขอบพระคุณสำหรับความช่วยเหลือเป็นอย่างดีของ ผศ. ดร. ดวงฤดี วรสุชีพ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้คำปรึกษา ข้อเสนอแนะ แรงกระตุ้น แรงบันดาลใจในการทำงานวิจัย อีกทั้งข้อคิด ประสบการณ์ เกี่ยวกับการดำเนินชีวิต

ขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่านที่ให้ความรู้ความเข้าใจในวิชาเรียนที่เปิดสอน และให้ความช่วยเหลือ ข้อเสนอแนะ ปัญหาที่เกี่ยวกับงานวิจัย

ขอบพระคุณสถาบันวิจัยและพัฒนาอุตสาหกรรมโทรคมนาคม (สพท.) สำนักงานคณะกรรมการกิจการโทรคมนาคมแห่งชาติ (กทช.) สำหรับทุนสนับสนุนงานวิจัย

ขอขอบพระคุณโครงการวิจัยร่วมเสริมสร้างความเชื่อมโยงระหว่างภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและภาคเอกชนทางด้านการวิจัยและพัฒนา สำหรับการสนับสนุนเครื่องมือวัดทดสอบที่ใช้ในงานวิจัยครั้งนี้

ขอขอบคุณศูนย์ประสานงานนักเรียนทุนรัฐบาลทางด้านวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี กระทรวงวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี และสำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ สำหรับทุนสนับสนุนงานวิจัย

ขอขอบคุณบริษัทไทยไฟเบอร์ออปติก จำกัด และบริษัท OFS (Denmark) ที่บริจาคเส้นใยนำแสงโหมตเดี่ยวชนิดมาตรฐาน และชนิด True-wave-RS ระยะทาง 50 กิโลเมตร เพื่อใช้ในการทดลอง

ขอบพระคุณ รุ่งพี รุ่งน้อง เพื่อนๆ รอบตัวผู้วิจัย ทั้งภายในและภายนอกห้องปฏิบัติการวิจัย สำหรับความช่วยเหลือ คำปรึกษา ข้อเสนอแนะ และกำลังใจในการวิจัยตลอดมา

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาและครอบครัวของผู้วิจัย สำหรับกำลังใจและการสนับสนุนแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด

## สารบัญ

บทคัดย่อภาษาไทย .....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ .....	ช
สารบัญตาราง.....	ฅ
สารบัญภาพ.....	ฉ
ดัชนีคำศัพท์.....	ด
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย .....	3
1.3 เป้าหมายและขอบเขตของการวิจัย .....	3
1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน.....	3
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ .....	4
1.6 ประมวลวิทยานิพนธ์.....	4
บทที่ 2 หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง .....	6
2.1 องค์ประกอบของตัวรับสัญญาณแสง .....	6
2.1.1 ตัวตรวจจับแสง .....	6
2.1.1.1 ตัวตรวจจับแสงชนิด PIN .....	7
2.1.1.2 ตัวตรวจจับแสงชนิดถล่มทลาย (Avalanche Photo-Detector, APD) ...	9
2.1.2 ตัวขยายสัญญาณ.....	11
2.1.2.1 TIA.....	11
2.1.2.2 ตัวขยายสัญญาณหลัก.....	12
2.1.3 วงจรกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล .....	13

2.1.3.1 การกู่คืนสัญญาณนาฬิกา.....	13
2.1.3.2 การกู่คืนสัญญาณข้อมูล.....	16
2.2 ปัจจัยที่มีผลต่อการตรวจจับสัญญาณของตัวรับสัญญาณทางแสง.....	17
2.2.1 การส่ายจั้งหวะของสัญญาณ (Jitter).....	17
2.2.2 สัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับแสง.....	20
2.2.2.1 Quantum noise.....	20
2.2.2.2 Dark current noise.....	20
2.2.2.3 Thermal noise.....	20
2.2.3 สัญญาณรบกวนจากตัวขยายสัญญาณ.....	21
2.2.4 การผิดเพี้ยนของสัญญาณเมื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสง.....	21
2.2.4.1 การลดทอน (Attenuation).....	21
2.2.4.2 การกระจายโครมาติก (Chromatic Dispersion).....	22
2.3 หลักการออกแบบลายวงจรสำหรับวงจรความถี่สูง.....	24
2.3.1 ค่าความเร็วและค่าความล่าช้า.....	27
2.3.2 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Impedance).....	27
2.3.2.1 เส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line แบบเดี่ยว.....	28
2.3.2.2 เส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line แบบผลต่าง.....	29
2.3.2.3 เส้นสัญญาณชนิด Coplanar Waveguide แบบเดี่ยว.....	30
บทที่ 3 การออกแบบตัวรับสัญญาณทางแสง.....	31
3.1 องค์ประกอบที่เลือกใช้.....	31
3.1.1 ตัวตรวจจับแสงชนิดถล่มทลาย.....	32
3.1.2 ตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง.....	33
3.1.3 ตัวกู่คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล.....	33
3.2 การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ ตัวรับสัญญาณทางแสง 10 กิกะบิตต่อวินาที.....	35



3.2.1	วัสดุที่เลือกใช้ผลิตแผ่นวงจรพิมพ์ .....	36
3.2.1.1	ตัวนำไฟฟ้า .....	36
3.2.1.2	ฉนวน หรือสารไดอิเล็กตริก .....	37
3.2.2	การคำนวณค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ .....	38
3.2.2.1	เส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line แบบเดี่ยว .....	38
3.2.2.2	เส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line แบบผลต่าง .....	40
3.2.2.3	เส้นสัญญาณชนิด Coplanar Waveguide แบบเดี่ยว .....	41
3.3	การออกแบบลายวงจรของตัวรับสัญญาณทางแสง .....	46
3.3.1	ลายวงจรตัวตรวจจับแสง .....	47
3.3.2	ลายวงจรตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง .....	47
3.3.3	ลายวงจรตัวกักเก็บสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล .....	48
บทที่ 4	การวัดประสิทธิภาพของตัวรับสัญญาณทางแสง .....	49
4.1	การวัดการส่ายจังหวะของสัญญาณ (Jitter) .....	49
4.1.1	การวัดฮิสโตแกรมของ Jitter .....	50
4.1.2	การวัด Jitter Tolerance .....	50
4.2	การวัดทดสอบระบบ 50 GHz WDM 3 ช่องสัญญาณ ผ่านเส้นใยนำแสง 40 km .....	51
4.2.1	ภาคส่ง .....	53
4.2.2	เส้นใยนำแสง .....	53
4.2.3	ภาครับ .....	55
4.3	ตัวส่งสัญญาณทางแสง .....	57
บทที่ 5	ผลการทดสอบ .....	61
5.1	ผลการทดสอบแต่ละองค์ประกอบ .....	61
5.1.1	ตัวตรวจจับแสง .....	61
5.1.2	ตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง .....	65

5.1.3 ตัวกึ่งคลื่นสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล .....	66
5.2 ผลการทดสอบบอร์ดตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ .....	70
5.2.1 แผนภาพรูปตาของสัญญาณขาออก .....	70
5.2.2 การวัดอัตราความผิดพลาดบิต .....	72
5.2.3 กำลังไฟฟ้าที่บอร์ดตัวรับสัญญาณทางแสงใช้ (Power Consumption).....	73
5.2.4 ตารางเปรียบเทียบคุณลักษณะของตัวรับสัญญาณทางแสง .....	74
5.3 ผลการทดสอบ Jitter .....	75
5.3.1 ผลการทดสอบฮิสโตแกรมของ Jitter .....	75
5.3.2 ผลการทดสอบ Jitter tolerance .....	77
5.4 ผลการทดสอบระบบ 50 GHz WDM 3 ช่องสัญญาณ ผ่านเส้นใยนำแสง 40 km .....	78
5.4.1 ผลการวัดสเปกตรัมของสัญญาณแสง.....	78
5.4.1.1 ภาคส่ง.....	78
5.4.1.2 ภาครับ .....	80
5.4.2 ผลการทดสอบ Crosstalk.....	83
5.4.2.1 ตัวรับสัญญาณแสงชนิด PIN .....	84
5.4.2.2 ตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ .....	85
5.4.3 ผลการทดสอบ Dispersion .....	87
5.4.3.1 ตัวรับสัญญาณแสงชนิด PIN .....	87
5.4.3.2 ตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ .....	89
5.4.4 ผลการทดสอบอัตราความผิดพลาดบิต .....	90
บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ .....	92
6.1 สรุปผลการวิจัย.....	92
6.2 ข้อเสนอแนะ .....	93
รายการอ้างอิง.....	95

ภาคผนวก.....	99
ภาคผนวก ก. บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่ .....	100
ภาคผนวก ข. Schematic ของวงจรตัวรับสัญญาณทางแสง .....	105
ภาคผนวก ค. การคำนวณความผิดพลาดที่เกิดจากการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์.....	107
ภาคผนวก ง. ตัวอย่างการบัดกรีอุปกรณ์ที่ถูกต้อง .....	110
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์ .....	112



# ศูนย์วิทยทรัพยากร จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## สารบัญตาราง

ตาราง	หน้า
ตารางที่ 2.1 ค่าแถบความกว้างพลังงานและค่าความยาวคลื่นขีดจำกัดของแต่ละวัสดุ.....	8
ตารางที่ 3.1 ตารางแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราข้อมูลกับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง.....	35
ตารางที่ 3.2 ค่าความหนาของทองแดง.....	37
ตารางที่ 3.3 เปรียบเทียบค่าคงที่ได้อิเล็กตริก และค่า Loss Tangent ของวัสดุชนิดต่างๆ [28] ..	37
ตารางที่ 5.1 แสดงค่าแรงดันขาออกและ SNR ที่ระดับกำลังแสงขาเข้าและ $V_{PD}$ ต่างกัน.....	62
ตารางที่ 5.2 ตารางสรุปและเปรียบเทียบคุณลักษณะของต้นแบบตัวรับสัญญาณทางแสง.....	74
ตารางที่ 5.3 เปรียบเทียบลักษณะ Jitter อีลิตโรแกรมของสัญญาณขาออก เมื่อปรับแรงดันและความถี่ของสัญญาณขาเข้า.....	76



ศูนย์วิทยทรัพยากร  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## สารบัญภาพ

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 1.1 องค์ประกอบพื้นฐานของระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง .....	1
รูปที่ 2.1 องค์ประกอบของตัวรับสัญญาณแสง .....	6
รูปที่ 2.2 โครงสร้างของตัวตรวจจับแสงชนิด PIN และวงจรมอนแรงดันย้อนกลับ .....	7
รูปที่ 2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Responsivity กับความยาวคลื่นแสงของวัสดุแต่ละชนิด .....	9
รูปที่ 2.4 โครงสร้างของตัวตรวจจับแสงชนิดถล่มหลาย.....	10
รูปที่ 2.5 สัญญาณกระแสขาเข้าและสัญญาณแรงดันขาออกของ .....	11
รูปที่ 2.6 แผนภาพอัตราขยายของ (ก) LA และ (ข) AGC .....	12
รูปที่ 2.7 แผนภาพและกราฟความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาเข้า .....	14
รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันขาเข้ากับค่าความถี่ขาออกของ VCO .....	14
รูปที่ 2.9 แผนภาพการเชื่อมต่อวงจรเฟสล็อกดูอย่างง่าย (ก) ไม่มี LPF และ (ข) มี LPF .....	15
รูปที่ 2.10 ตัวอย่างการทำงานของวงจรเฟสล็อกดู .....	15
รูปที่ 2.11 การเชื่อมต่อวงจรและแผนภาพการกู้คืนสัญญาณข้อมูล .....	16
รูปที่ 2.12 การจำแนกชนิดของ Jitter .....	17
รูปที่ 2.13 ภาพของสัญญาณนาฬิกาที่ถูกรบกวนด้วย PJ.....	18
รูปที่ 2.14 การกระจายตัวของฮิสโตแกรมของ RJ (ก) และ PJ (ข).....	18
รูปที่ 2.15 มาตรฐานของ Jitter Tolerance.....	19
รูปที่ 2.16 การถ่วงออกของสัญญาณที่เคลื่อนที่ภายในเส้นใยนำแสง .....	22
รูปที่ 2.17 ภาคตัดขวางของสายส่งชนิด Microstrip Line แสดงทิศทางของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า โดยสมมติให้คลื่นเคลื่อนที่เข้าสู่กระดาษ.....	25
รูปที่ 2.18 โมเดลส่วนย่อยของสายส่ง .....	25
รูปที่ 2.19 ภาพตัดขวางของสายส่งชนิด (ก) Microstrip Line (ข) Stripline (ค) Coplanar Waveguide.....	26
รูปที่ 2.20 วงจรเชื่อมต่อของสายส่ง .....	27

รูปที่ 2.21 ภาพตัดขวางของสายส่งชนิด Microstrip Line แบบผลต่าง .....	30
รูปที่ 3.1 แผนภาพแสดงส่วนประกอบของตัวรับสัญญาณแสง.....	31
รูปที่ 3.2 ตัวตรวจจับแสงชนิดกลมหลาย โมดูล R197AL .....	32
รูปที่ 3.3 วงจรภายในของตัวตรวจจับแสงชนิด APD โมดูล R197AL.....	33
รูปที่ 3.4 ตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง โมดูล CCPD-033 .....	33
รูปที่ 3.5 แผนภาพวงจรมายในของตัวกึ่งสัญญาณข้อมูลและสัญญาณนาฬิกา โมดูล MAX3991 .....	34
รูปที่ 3.6 รายละเอียดของแผ่นวงจรพิมพ์ที่ออกแบบ .....	36
รูปที่ 3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะชนิด Microstrip Line แบบเดี่ยว ( $Z_0$ ) .....	39
รูปที่ 3.8 ภาพตัดขวางของเส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line แบบเดี่ยว ที่ได้ออกแบบ .....	40
รูปที่ 3.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะชนิด Microstrip Line แบบผลต่าง ( $Z_{diff}$ ) กับระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณ (S).....	40
รูปที่ 3.10 ภาพตัดขวางของเส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line แบบผลต่าง ที่ได้ออกแบบ .....	41
รูปที่ 3.11 รายละเอียดของแผ่นวงจรพิมพ์ของตัวรับสัญญาณทางแสงความถี่สูง .....	41
รูปที่ 3.12 ภาพตัดขวางของเส้นสัญญาณชนิด Coplanar Waveguide แบบเดี่ยวที่ได้ออกแบบ .....	42
รูปที่ 3.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะชนิด Coplanar Waveguide แบบเดี่ยว ( $Z_{0CPCPW}$ ) กับระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณกับกราวด์ (G) .....	43
รูปที่ 3.14 บอร์ดทดสอบเปรียบเทียบเส้นสัญญาณ Microstrip Line กับ Coplanar Waveguide .....	44
รูปที่ 3.15 ผลการวัด S11 ของเส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line และ Coplanar Waveguide .....	44
รูปที่ 3.16 ผลการวัด S12 ของเส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line และ Coplanar Waveguide .....	45
รูปที่ 3.17 การเชื่อมต่อตัวรับสัญญาณทางแสง ที่ออกแบบ .....	46
รูปที่ 3.18 ลายวงจรของตัวรับสัญญาณทางแสง.....	46
รูปที่ 3.19 ลายวงจรตัวตรวจจับแสง .....	47
รูปที่ 3.20 ลายวงจรตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง.....	47

รูปที่ 3.21 ลายวงจรถั่วก็คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล .....	48
รูปที่ 4.1 การต่อวงจรเพื่อวัด Jitter จากแผนภาพรูปตา.....	50
รูปที่ 4.2 การต่อวงจรเพื่อวัด Jitter Tolerance.....	50
รูปที่ 4.3 การเชื่อมต่อบริเวณเพื่อทดสอบการรับส่งสัญญาณผ่านระบบ WDM.....	52
รูปที่ 4.4 การเชื่อมต่อบริเวณที่ใช้ในการทดสอบการรับส่งสัญญาณผ่านระบบ WDM.....	52
รูปที่ 4.5 ผลการวัดเส้นใยนำแสงระยะทาง 40 กิโลเมตร จากเครื่อง OTDR .....	54
รูปที่ 4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าการกระจายโครมาติกกับความยาวคลื่น.....	55
รูปที่ 4.7 ตัวรับสัญญาณทางแสงชนิด PIN ภายในเครื่อง DCA .....	56
รูปที่ 4.8 ตัวส่งสัญญาณทางแสง พร้อมบอร์ดควบคุมกระแส และบอร์ดควบคุมอุณหภูมิ.....	57
รูปที่ 4.9 สเปกตรัมของสัญญาณจากตัวส่งสัญญาณ ก่อนทำการมอดูเลต (ตำแหน่ง A).....	58
รูปที่ 4.10 สเปกตรัมของสัญญาณหลังทำการมอดูเลตสัญญาณ 10 Gb/s (ตำแหน่ง A).....	58
รูปที่ 4.11 แผนภาพรูปตาของสัญญาณไฟฟ้าจากเครื่อง BERT.....	59
รูปที่ 4.12 แผนภาพรูปตาของสัญญาณจากตัวส่งสัญญาณทางแสง ที่ระดับกำลังแสง -6 dBm. 60	
รูปที่ 5.1 บอร์ดตัวตรวจจับแสง .....	61
รูปที่ 5.2 แผนภาพรูปตาของสัญญาณขาออกจากบอร์ดตัวตรวจจับแสง ที่กำลังแสงขาเข้าเท่ากับ (ก) -16 dBm (ข) -20 dBm และ (ค) -24 dBm .....	63
รูปที่ 5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังแสงขาเข้า .....	64
รูปที่ 5.4 บอร์ดตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง.....	65
รูปที่ 5.5 สัญญาณนาฬิกาอ้างอิง.....	66
รูปที่ 5.6 บอร์ดตัวก็คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล .....	66
รูปที่ 5.7 แผนภาพรูปตาของสัญญาณข้อมูลขาเข้า .....	67
รูปที่ 5.8 แผนภาพรูปตาของสัญญาณข้อมูลขาออก.....	68
รูปที่ 5.9 สัญญาณนาฬิกาขาออก .....	68
รูปที่ 5.10 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตกับแรงดันขาเข้า .....	69
รูปที่ 5.11 บอร์ดตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ .....	70

รูปที่ 5.12 แผนภาพรูปตาของสัญญาณข้อมูลขาออก จากบอร์ดตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ 71

รูปที่ 5.13 สัญญาณนาฬิกาขาออก จากบอร์ดตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ ..... 72

รูปที่ 5.14 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังแสงขาเข้า ..... 73

รูปที่ 5.15 แผนภาพรูปตาของตัวรับสัญญาณทางแสงก่อนเพิ่ม Jitter ..... 75

รูปที่ 5.16 ความสัมพันธ์ระหว่าง Jitter Transfer กับความถี่ ..... 77

รูปที่ 5.17 กราฟผลการวัด Jitter Tolerance ..... 77

รูปที่ 5.18 สเปกตรัมของสัญญาณแสง หลังการรวมของตัวส่ง (ตำแหน่ง B) ..... 79

รูปที่ 5.19 สเปกตรัมของสัญญาณแสง หลังจากส่งผ่าน 40 km SSMF (ตำแหน่ง C) ..... 80

รูปที่ 5.20 คุณลักษณะของ FBG..... 81

รูปที่ 5.21 สเปกตรัมของสัญญาณแสง หลังจากสะท้อนกลับเข้าสู่ตัวรับสัญญาณ (ตำแหน่ง D) 82

รูปที่ 5.22 สเปกตรัมของสัญญาณแสง หลังจากทะลุผ่าน FBG (ตำแหน่ง E)..... 83

รูปที่ 5.23 แผนภาพรูปตาของ 1 ช่องสัญญาณแสง จากตัวรับสัญญาณทางแสงชนิด PIN ..... 84

รูปที่ 5.24 แผนภาพรูปตาของ 3 ช่องสัญญาณแสง จากตัวรับสัญญาณทางแสงชนิด PIN ..... 85

รูปที่ 5.25 แผนภาพรูปตาของ 1 ช่องสัญญาณแสง จากตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ ..... 86

รูปที่ 5.26 แผนภาพรูปตาของ 3 ช่องสัญญาณแสง จากตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ ..... 86

รูปที่ 5.27 แผนภาพรูปตาของ 1 ช่องสัญญาณแสง ไม่มีเส้นใยนำแสง จากตัวรับสัญญาณทางแสงชนิด PIN ..... 88

รูปที่ 5.28 แผนภาพรูปตาของ 1 ช่องสัญญาณแสง ผ่านเส้นใยนำแสง 40 km จากตัวรับสัญญาณทางแสงชนิด PIN ..... 88

รูปที่ 5.29 แผนภาพรูปตาของ 3 ช่องสัญญาณแสง ผ่านเส้นใยนำแสง 40 km จากตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ ..... 89

รูปที่ 5.30 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังแสงเฉลี่ยขาเข้า..... 90



## ดัชนีคำศัพท์

Amplifier	ตัวขยายสัญญาณ
Attenuation	การลดทอน
Avalanche Effect	ปรากฏการณ์ถล่มทลาย
Avalanche Photo-Detector	ตัวตรวจจับแสงชนิดถล่มทลาย
Band Gap Energy	แถบความกว้างพลังงาน
Bit Error Rate Tester, BERT	เครื่องวัดอัตราความผิดพลาดบิต
Characteristic Impedance	ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ
Chromatic Dispersion	การกระจายโครมาติก
Clock and Data Recovery, CDR	วงจรถูกคืนสัญญาณข้อมูลและสัญญาณนาฬิกา
Clock Recovery Circuit	วงจรถูกคืนสัญญาณนาฬิกา
Complementary Function	ฟังก์ชันเติมเต็ม
Complete elliptic integral of the first kind	การอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ขั้นแรก
Conduction Band	ชั้นนำไฟฟ้า
Conductivity	สภาพนำไฟฟ้า
Current Return Path	เส้นทางการไหลกลับของกระแส
Cut off wavelength	ความยาวคลื่นขีดจำกัด
Depletion Region	บริเวณการพร่อง
Differential Signal	สัญญาณแบบผลต่าง
Dispersion Compensation Fiber	เส้นใยนำแสงชนิดชดเชยค่าการกระจายโครมาติก
Distributed Feedback Laser, DFB	เลเซอร์ชนิดป้อนกลับแบบกระจายตัว
Electro-Absorption Modulator	ตัวส่งสัญญาณทางแสงด้วยเลเซอร์ที่มี
Integrated Laser, EML	มอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้าอยู่ภายใน
Electron - Hole Pair	คู่อิเล็กตรอนและโฮล
Evaluation Board	บอร์ดประเมิน
Extinction Ratio, EX	ค่าสัดส่วนสัญญาณบิต 1 ต่อสัญญาณบิต 0
Eye Diagram	แผนภาพรูปตา

Fiber Glass	ใยแก้ว
Frequency Stability	ค่าเสถียรภาพของความถี่
Ideal Clock	สัญญาณนาฬิกาอุดมคติ
Integrated Circuit, IC	วงจรรวม
Jitter	การส่ายจั้งหะของสัญญาณ
Jittered Clock	สัญญาณนาฬิกาที่มีจั้งหะมีการส่าย
Load resistor	ตัวต้านทานโหลด
Loss	การสูญเสีย
Low Pass Filter, LPF	วงจรกรองผ่านต่ำ
Main Amplifier, MA	ตัวขยายสัญญาณหลัก
Optical Communication	การสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง
Optical Power Monitor	ตัววัดกำลังทางแสง
Optical Spectrum Analyzer, OSA	เครื่องมือวัดสเปกตรัมทางแสง
Pattern Generator, PG	ตัวสร้างรูปแบบสัญญาณ
Phase Detector, PD	วงจรตรวจจับเฟส
Phase-Locked Loop, PLL	วงจรเฟสล็อกลูป
Photocurrent	กระแสแสง
Photo-Detector	ตัวตรวจจับแสง
Post Amplifier	ตัวขยายสัญญาณหลัง
Power Dissipation	ค่าพลังงานสูญเสีย
Power Sensitivity	ความไวกำลังแสง
Printed Circuit Board, PCB	แผ่นวงจรพิมพ์
Reference Clock	สัญญาณนาฬิกาอ้างอิง
Respond Speed	ความเร็วในการตอบสนอง
Responsivity	ค่าการตอบสนอง
RLCG element	หน่วยย่อย RLCG
Signal Path	เส้นสัญญาณ
Signal to Noise Ratio, SNR	อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

Single Mode Fiber, SMF	เส้นใยนำแสงโหมดเดียว
Spectral Width	ความกว้างสเปกตรัม
Threshold Voltage	แรงดันตัดลีน
Transmission Line	สายส่ง
Valence Band	ชั้นวาเลนซ์
Voltage-Controlled Oscillator, VCO	ออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน



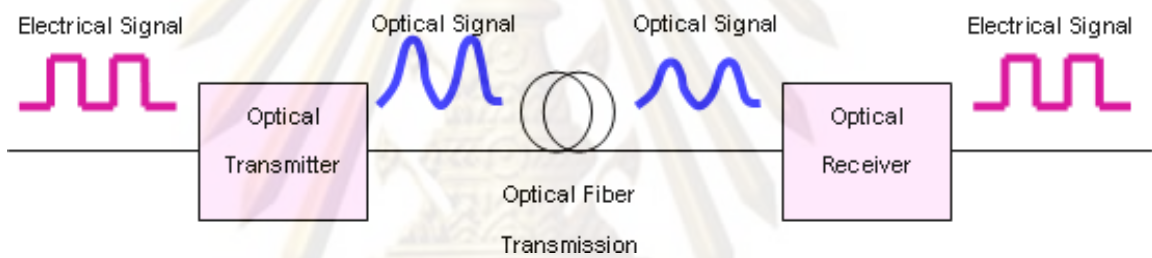
ศูนย์วิทยทรัพยากร  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง (Optical Communication) มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องมาเป็นเทคโนโลยีที่ใช้กันอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน เนื่องจากข้อดีที่ต่างจากการสื่อสารผ่านสายทองแดง ไม่ว่าจะเป็น (1) ขนาดเล็กและน้ำหนักเบาของเส้นใยนำแสง (2) การลดทอนต่อระยะทางต่ำมาก ทำให้สามารถส่งข้อมูลได้ในระยะทางไกล (3) ไม่มีการรบกวนจากสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า ทำให้เกิดความผิดพลาดในการรับส่งข้อมูลน้อย นอกจากนี้ยังเป็น (4) ระบบที่มีความปลอดภัยสูงเนื่องจากไม่สามารถดักฟังข้อมูลระหว่างทางได้



รูปที่ 1.1 องค์ประกอบพื้นฐานของระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง

องค์ประกอบพื้นฐานของระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงแสดงดังรูปที่ 1.1 ประกอบไปด้วยตัวส่งสัญญาณทางแสง เส้นใยนำแสง และตัวรับสัญญาณทางแสง สัญญาณไฟฟ้าจากผู้ใช้งานเข้าสู่ตัวส่งสัญญาณทางแสงซึ่งมีแหล่งกำเนิดแสงอยู่ภายใน ทำหน้าที่แปลงสัญญาณข้อมูลไฟฟ้าเป็นสัญญาณข้อมูลแสง ส่งผ่านเข้าสู่เส้นใยนำแสงไปสู่ตัวรับสัญญาณทางแสง ทำหน้าที่แปลงสัญญาณข้อมูลแสงเป็นสัญญาณข้อมูลไฟฟ้าเข้าสู่ผู้ใช้ต่อไป ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงเป็นระบบที่มีราคาแพงเนื่องจากการลงทุนขององค์ประกอบที่กล่าวมาข้างต้นนี้ แต่สามารถให้ประโยชน์ที่คุ้มค่าทั้งด้านแบนด์วิธ และระยะทางที่สามารถรับส่งข้อมูลข้ามทวีปได้ ดังนั้นจึงมีผลงานวิจัยและพัฒนาการรับส่งให้มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น

การพัฒนากระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง มีการพัฒนาความเร็วของการรับส่งข้อมูลต่อหนึ่งช่องสัญญาณแสงจาก 155 Mb/s, 622 Mb/s พัฒนาขึ้นเป็น 2.5 Gb/s จนเป็น 10 Gb/s [1] และกำลังพัฒนาต่อเป็น 40 Gb/s [2] การพัฒนาโดยการเพิ่มความเร็วในการรับส่งข้อมูลนี้มีความท้าทายต่อการออกแบบตัวส่งสัญญาณทางแสงและตัวรับสัญญาณทางแสง เพื่อให้ตอบสนองได้ทันกับสัญญาณข้อมูลความเร็วสูง ทั้งยังต้องคำนึงถึงการออกแบบวงจรและลายวงจรบน

แผนวงจรพิมพ์เป็นอย่างมาก จนมีการพัฒนาหีบห่อ (Package) [3] จากอดีตที่มีขนาดใหญ่ พัฒนาให้มีขนาดเล็กลง โดยมีการกำหนดเป็นมาตรฐาน เช่น งานวิจัยพัฒนาตัวรับส่งสัญญาณ ทางแสงที่ 9.95-11.1 Gb/s Package ชนิด XFP [4]

การพัฒนาเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณเป็นการเพิ่มแบนด์วิทที่อีกทางหนึ่ง โดยใช้เทคนิคการรับส่งสัญญาณข้อมูลหลายความยาวคลื่น (Wavelength Division Multiplexing, WDM) ซึ่งเป็นที่นิยมในปัจจุบัน โดยค่าระยะห่างของช่องสัญญาณที่ติดกันเป็นค่าที่ต้องนำมาพิจารณา ถ้าระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณมาก เช่น ระบบการรับส่งสัญญาณข้อมูลหลายความยาวคลื่นแบบห่าง (Coarse Wavelength Division Multiplexing, CWDM) ที่มีระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณเท่ากับ 20 nm ตามมาตรฐาน ITU-T G.694.2 [5] จึงเพิ่มจำนวนของช่องสัญญาณได้จำกัดเพียง 18 ช่องสัญญาณ แต่ก็ยังเป็นระบบที่ราคาถูก เนื่องจากไม่จำเป็นต้องใช้ตัวส่งสัญญาณแสงที่มีสเปกตรัมแสงที่แคบ แต่เมื่อความต้องการในการรับส่งข้อมูลที่สูงขึ้น จึงได้มีการพัฒนาระบบการรับส่งสัญญาณข้อมูลหลายความยาวคลื่นแบบหนาแน่น (Dense Wavelength Division Multiplexing, DWDM) ซึ่งมีระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณที่แคบกว่าระบบ CWDM มาก โดยกำหนดระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณในโดเมนความถี่ คือ 200, 100, 50, 25, 12.5 GHz ซึ่งมีค่าเท่ากับ 1.6, 0.8, 0.4, 0.2, 0.1 nm ที่ความยาวคลื่นในช่วง 1550 nm ตามมาตรฐาน ITU-T G.694.1 [6] ส่วนใหญ่ในระบบโดยทั่วไปจะใช้ระยะห่างช่องสัญญาณเท่ากับ 100 GHz [7]-[8] และในระบบที่ต้องการความจุในการรับส่งข้อมูลมากขึ้น จะลดระยะห่างลงเป็น 50 GHz และ 25 GHz [9] ในการพัฒนาความเร็ว 40 Gb/s ต่อช่องสัญญาณ ร่วมกับการรับส่งสัญญาณหลายความยาวคลื่น ระยะห่าง 100 GHz จำนวน 40 ช่องสัญญาณ คิดเป็นแบนด์วิทเท่ากับ 1.6 Tb/s โดยมีระยะห่างระหว่างตัวขยายสัญญาณเท่ากับ 100km [10] หรือ 200 km [11]

นอกจากนี้ยังมีการพัฒนาเพิ่มระยะทางการรับส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงโหมดเดียว ซึ่งประสบปัญหาการลดทอนของกำลังแสงและปัญหาการกระจายโครมาติก (Chromatic Dispersion) ซึ่งส่งผลให้พัลส์ของสัญญาณถ่างออก ทำให้ได้มีการนำตัวขยายสัญญาณทางแสงและเส้นใยแสงชนิดชดเชยค่าการกระจายโครมาติก (Dispersion Compensation Fiber, DCF) [12]-[13] เข้ามาช่วยแก้ปัญหาดังกล่าวตามลำดับ จึงทำให้สามารถรับส่งข้อมูลได้ในระยะทางรวมที่ไกลมากขึ้น

จากที่กล่าวมาข้างต้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะพิจารณาเฉพาะส่วนของการออกแบบและประกอบตัวรับสัญญาณทางแสง ซึ่งเป็นหนึ่งในองค์ประกอบหลักของระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง โดยจะทำการพัฒนาต้นแบบตัวรับสัญญาณทางแสง โดยใช้ตัวตรวจจับแสงชนิดถล่มหลาย (Avalanche Photo-Detector, APD) ที่อัตราข้อมูล 10 กิกะบิตต่อวินาที จากนั้นจะทำ

การทดสอบตัวรับสัญญาณทางแสงที่ประกอบขึ้นใน 2 ด้านคือ (1) ทดสอบการส่ายจั้งหะของสัญญาณ (Jitter) เพื่อวัดค่า Jitter Tolerance ที่ตัวรับสัญญาณทางแสงทนได้ และ (2) ทดสอบการรับส่งสัญญาณหลายความยาวคลื่น ผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดียวชนิดมาตรฐาน (Standard Single Mode Fiber, SMF) ระยะทาง 40 กิโลเมตร เพื่อวิเคราะห์ผลของสัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณข้างเคียง และการถ่างออกของสัญญาณจากผลของการกระจายโครมาติกในเส้นใยนำแสงโหมดเดียว

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. เพื่อออกแบบลายวงจรพิมพ์ความเร็วสูง สำหรับเชื่อมต่อองค์ประกอบของต้นแบบตัวรับสัญญาณทางแสง อัตราข้อมูล 10 กิกะบิตต่อวินาที
2. เพื่อออกแบบและประกอบต้นแบบตัวรับสัญญาณทางแสง โดยใช้ตัวตรวจจับแสงชนิดถล่มหลาย
3. เพื่อทดสอบและวิเคราะห์ประสิทธิภาพของต้นแบบตัวรับสัญญาณทางแสงที่ประกอบขึ้น ในระบบการรับส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงชนิดโหมดเดียว

## 1.3 เป้าหมายและขอบเขตของการวิจัย

1. ออกแบบ ประกอบและทดสอบตัวรับสัญญาณทางแสง อัตราข้อมูล 10 กิกะบิตต่อวินาที
2. วัดและวิเคราะห์การส่ายจั้งหะของสัญญาณ (Jitter) และทดสอบ Jitter Tolerance ให้ผ่านมาตรฐาน SONET/SDH
3. วัดและวิเคราะห์การรับสัญญาณในระบบ WDM 3 ช่องสัญญาณ ให้มีความผิดพลาดบิตน้อยกว่า  $10^{-9}$
4. วัดและวิเคราะห์การรับสัญญาณของตัวรับสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยนำแสงชนิดมาตรฐานระยะทาง 40 กิโลเมตร ให้มีความผิดพลาดบิตน้อยกว่า  $10^{-9}$

## 1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน

1. ศึกษาความรู้พื้นฐานของระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง รวมทั้งระบบการรับส่งสัญญาณหลายความยาวคลื่น

2. ศึกษาและเรียนรู้การใช้เครื่องมือและอุปกรณ์ต่างๆ ในห้องปฏิบัติการวิจัย
3. ศึกษาและเลือกใช้องค์ประกอบต่างๆ ในการออกแบบตัวรับสัญญาณทางแสง
4. ศึกษาการออกแบบลายวงจรรวมความถี่สูง และออกแบบแผ่นวงจรมัลติไมครอนของตัวรับสัญญาณทางแสง
5. ศึกษาการส่ายจั้งหะของสัญญาณ (Jitter) และออกแบบการทดลอง
6. จัดซื้ออุปกรณ์และประกอบตัวรับสัญญาณทางแสง 10 กิกะบิตต่อวินาที ตามที่ได้ออกแบบไว้
7. ทดสอบและปรับปรุงประสิทธิภาพของตัวรับสัญญาณทางแสง
8. ทดสอบประสิทธิภาพของตัวรับสัญญาณทางแสงในการรับส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดียว เพื่อให้ได้อัตราความผิดพลาดบิตตามที่ต้องการ
9. ทดสอบการส่ายจั้งหะของสัญญาณ และวัดค่า Jitter Tolerance ให้ผ่านค่ามาตรฐาน
10. ทดสอบการรับสัญญาณในระบบการรับส่งสัญญาณหลายความยาวคลื่น เพื่อให้ได้อัตราความผิดพลาดบิตตามที่ต้องการ
11. วิเคราะห์ผลการทดลอง และปรับปรุงตัวรับสัญญาณทางแสง
12. ทำรายงานฉบับสมบูรณ์

### 1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

มีความรู้ความเข้าใจในการออกแบบ ประกอบ และวิเคราะห์ประสิทธิภาพของตัวรับสัญญาณทางแสงอัตราข้อมูล 10 กิกะบิตต่อวินาทีได้

### 1.6 ประมวลวิทยานิพนธ์

บทที่ 1 บทนำ : เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ เป้าหมายและขอบเขตของการวิจัย ขั้นตอนการดำเนินงาน และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

บทที่ 2 หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง : เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการพื้นฐานที่เกี่ยวข้องกับตัวรับสัญญาณทางแสง อธิบายแต่ละองค์ประกอบของตัวรับสัญญาณทาง

แสง ปัจจัยที่มีผลต่อการตรวจจับสัญญาณของตัวรับสัญญาณทางแสง รวมถึงหลักการในการออกแบบลายวงจรสำหรับการส่งผ่านสัญญาณความถี่สูง

บทที่ 3 การออกแบบตัวรับสัญญาณทางแสง : เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงการเลือกอุปกรณ์ที่นำมาประกอบเป็นตัวรับสัญญาณทางแสงพร้อมหน้าที่การทำงานของอุปกรณ์ที่เลือกใช้ในการออกแบบลายเส้นสัญญาณความถี่สูง ซึ่งอธิบายรายละเอียดในการคำนวณตัวแปรที่ใช้ในการออกแบบ พร้อมทั้งกล่าวถึงการออกแบบลายวงจรเพื่อเชื่อมต่อแต่ละองค์ประกอบของตัวรับสัญญาณทางแสง

บทที่ 4 การวัดประสิทธิภาพของตัวรับสัญญาณทางแสง : เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงการวัดประสิทธิภาพของตัวรับสัญญาณทางแสง ซึ่งแบ่งออกเป็น 2 ระบบคือ การวัดทดสอบสายจิ้งหระของสัญญาณ และการวัดทดสอบการรับสัญญาณจากระบบการรับส่งสัญญาณหลายความยาวคลื่น จำนวน 3 ช่องสัญญาณ ผ่านเส้นใยนำแสงระยะทาง 40 กิโลเมตร รวมถึงการตั้งค่าตัวส่งสัญญาณทางแสงที่ใช้ในระบบทดสอบ

บทที่ 5 ผลการวัดประสิทธิภาพ : เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงผลการวัดประสิทธิภาพของตัวรับสัญญาณทางแสงที่ออกแบบ ซึ่งแบ่งออกเป็น การทดสอบแต่ละองค์ประกอบ การทดสอบบอร์ดตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ และการทดสอบทั้ง 2 ระบบที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 4

บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ : เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงบทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะสำหรับใช้เป็นแนวทางในการทำวิจัยต่อไป

ศูนย์วิทยทรัพยากร  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

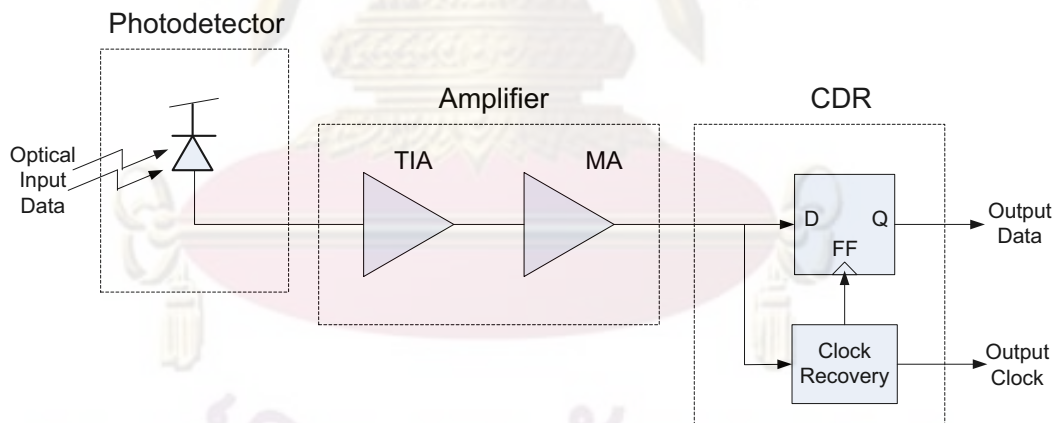


## บทที่ 2

### หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 องค์ประกอบของตัวรับสัญญาณแสง

ตัวรับสัญญาณทางแสงมีองค์ประกอบที่สำคัญ 3 ส่วนหลัก คือ (1) ตัวตรวจจับแสง (Photo-Detector) [14]-[15] ทำหน้าที่แปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า แต่สัญญาณที่ได้มีขนาดเล็กจึงจำเป็นต้องใช้ (2) ตัวขยายสัญญาณไฟฟ้า (Amplifier) [20]-[21] ซึ่งนิยมใช้ 2 ชนิดควบคู่กันคือ TIA (Trans-Impedance Amplifier) และตัวขยายสัญญาณหลัก(Main Amplifier, MA) จากนั้นจะนำสัญญาณไฟฟ้าที่ขยายแล้วเข้าสู่ (3) วงจรกู้คืนสัญญาณข้อมูลและสัญญาณนาฬิกา (Clock and Data Recovery, CDR) [20] เพื่อทำการกู้คืนจังหวะของสัญญาณนาฬิกาจากสัญญาณไฟฟ้าที่รับเข้ามา พร้อมกับสร้างสัญญาณข้อมูลขาออกให้ตรงกับสัญญาณนาฬิกาที่กู้คืน ซึ่งการเชื่อมต่อระหว่างกันขององค์ประกอบหลักภายในตัวรับสัญญาณทางแสง แสดงดังรูปที่ 2.1 โดยจะอธิบายรายละเอียดของตัวตรวจจับแสง ตัวขยายสัญญาณ และวงจรกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูลในหัวข้อ 2.1.1 ถึง 2.1.3 ตามลำดับ



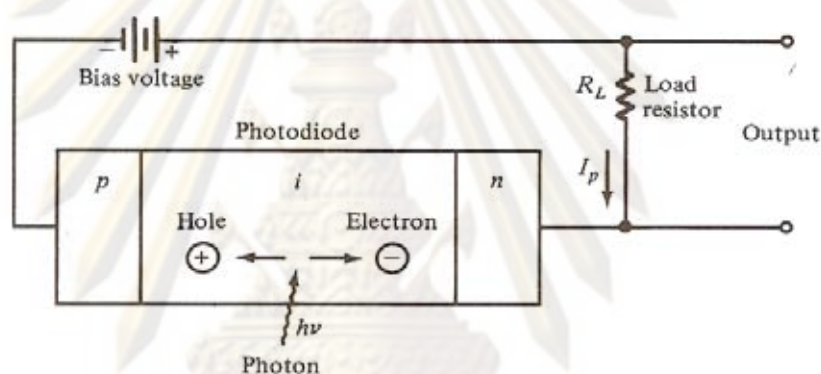
รูปที่ 2.1 องค์ประกอบของตัวรับสัญญาณแสง

##### 2.1.1 ตัวตรวจจับแสง

ทำหน้าที่แปลงพลังงานแสงที่ตรวจจับได้เป็นพลังงานไฟฟ้า มีหลักการทำงานตรงกันข้ามกับแหล่งกำเนิดแสงซึ่งแปลงพลังงานไฟฟ้าไปเป็นพลังงานแสง สมรรถภาพของตัวตรวจจับแสงจะพิจารณาจากค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เช่น (1) ค่าความไวกำลังแสง (Power Sensitivity) หมายถึงระดับกำลังแสงต่ำสุดที่สามารถตรวจจับสัญญาณแสงได้ที่ค่าอัตราส่วนสัญญาณข้อมูลต่อสัญญาณ

รบกวน (Signal-Noise Ratio, SNR) เท่ากับหนึ่ง ถ้าตัวตรวจจับแสงระบุค่านี้ไว้ต่ำกว่าย่อมต้องดีกว่าเพราะสะท้อนถึงระดับกำลังสัญญาณรบกวนที่ถูกสร้างขึ้นมากก็น้อยตามไปด้วย และ (2) ค่าแบนด์วิดท์ใช้งาน ถ้าตัวตรวจจับแสงมีแบนด์วิดท์กว้างกว่า ย่อมย่อมมีความเร็วในการตอบสนอง (Respond Speed) ต่อการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณแสงได้เร็วกว่า จึงสามารถตรวจจับสัญญาณข้อมูลความเร็วสูงได้ สำหรับตัวตรวจจับแสงที่ใช้ในระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง จะทำมาจากสารกึ่งตัวนำ เนื่องจากมีขนาดพอเหมาะในการดูดกลืนแสงที่มาจากเส้นใยนำแสง และมีอายุการใช้งานนานด้วยราคาเหมาะสม โดยตัวตรวจจับแสงที่นิยมใช้กันทั่วไปมีอยู่สองชนิด คือ PIN (Positive-Intrinsic-Negative) และตัวตรวจจับแสงชนิดถล่มทลาย (Avalanche Photo-Detector, APD) มีรายละเอียดดังในหัวข้อ 2.1.1.1 และ 2.1.1.2 ตามลำดับ

### 2.1.1.1 ตัวตรวจจับแสงชนิด PIN



รูปที่ 2.2 โครงสร้างของตัวตรวจจับแสงชนิด PIN และวงจรป้อนแรงดันย้อนกลับ

เป็นตัวตรวจจับแสงที่ใช้กันอย่างแพร่หลาย มีโครงสร้างประกอบด้วยสารกึ่งตัวนำที่มีการเจือสารประจุบวกและสารประจุลบ แบ่งออกได้เป็นสามบริเวณดังในรูปที่ 2.2 [15] คือ บริเวณ p (Positive Region) และบริเวณ n (Negative Region) โดยแทรกกลางด้วยบริเวณ i (Intrinsic Region) หรือที่เรียกว่าบริเวณการพร่อง (Depletion Region) ซึ่งเป็นบริเวณที่ใช้ตรวจจับแสง หลักการทำงานเริ่มต้นจากการป้อนไฟแรงดันย้อนกลับที่มากพอตกคร่อมตัวตรวจจับแสง จะทำให้บริเวณ p และ n แคบลง ส่วนบริเวณ i กว้างขึ้น และไม่มีประจุหลงเหลืออยู่เลย เมื่อแสงโฟตอนวิ่งมาถึงบริเวณ i กระบวนการดูดกลืนแสงจะเกิดขึ้น โฟตอนจะปลดปล่อยพลังงานก่อให้เกิดคู่อิเล็กตรอนและโฮล (Electron - Hole Pair) เป็นการกระตุ้นอิเล็กตรอนจากชั้นวาเลนซ์ (Valence Band) ขึ้นสู่ชั้นนำไฟฟ้า (Conduction Band) คู่อิเล็กตรอนและโฮลนี้จะไหลเคลื่อนที่ในทิศตรงกันข้ามกันภายใต้อิทธิพลของแรงดันย้อนกลับ ทำให้เกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าหรือที่เรียกกันว่ากระแสแสง (Photocurrent) ผ่านตัวต้านทานโหลด (Load Resistor) ที่ต่อไว้ภายนอกได้เป็น

แรงดันไฟฟ้าขาออก ซึ่งแรงดันที่ได้นี้จะแปรผันตรงตามปริมาณแสงโฟตอนที่ตกกระทบวัสดุของตัวตรวจจับแสง

วัสดุสารกึ่งตัวนำที่เลือกใช้ประกอบตัวตรวจจับแสงจะเป็นตัวกำหนดช่วงความยาวคลื่นแสงที่สามารถตรวจจับได้ อันเนื่องมาจากค่าแถบความกว้างพลังงาน (Band Gap Energy,  $E_g$ ) ที่เฉพาะตัวของแต่ละวัสดุ เมื่อแทนค่า  $E_g$  ในสมการที่ (2.1) [14] จะหาค่าความยาวคลื่นขีดจำกัด (Cut off wavelength) ของแต่ละวัสดุได้ ดังตัวอย่างแสดงในตารางที่ 2.1 [14] ซึ่งค่านี้จะระบุความยาวคลื่นแสงมากที่สุดที่วัสดุสามารถแปลงโฟตอนไปเป็นกระแสแสงได้ ดังนั้นแสงที่ตรวจจับได้จะต้องมีความยาวคลื่นสั้นกว่าค่าความยาวคลื่นขีดจำกัด จึงจะได้โฟตอนที่มีพลังงานมากกว่าค่าแถบความกว้างพลังงาน โดยค่าพลังงานของโฟตอน  $E_{ph}$  นั้นสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.2) [14]

$$\lambda_c = \frac{hc}{E_g} = \frac{1.24 \mu\text{m}}{E_g} \quad (2.1)$$

$$E_{ph} = \frac{hc}{\lambda} \quad (2.2)$$

ตารางที่ 2.1 ค่าแถบความกว้างพลังงานและค่าความยาวคลื่นขีดจำกัดของแต่ละวัสดุ

Element/Substances	Band Gap Energy (eV)	Cut off wavelength ( $\mu\text{m}$ )
Ge	0.67	1.85
Si	1.11	1.11
InGaAs	0.77	1.61

ตัวตรวจจับแสงมีค่าพารามิเตอร์ที่บ่งบอกถึงคุณลักษณะที่สำคัญ นอกเหนือจากค่าความไวกำลังแสง และค่าแบนด์วิดท์ใช้งานที่ได้กล่าวมาแล้ว อีกสองค่าคือ ค่าประสิทธิภาพ (Efficiency) และค่าการตอบสนอง (Responsivity) โดยทั้งสองค่านี้จะแปรผันขึ้นอยู่กับค่าแถบความกว้างพลังงานของวัสดุแต่ละชนิด ค่าความยาวคลื่นแสงที่ใช้งานและความหนาของแต่ละบริเวณ p, i และ n

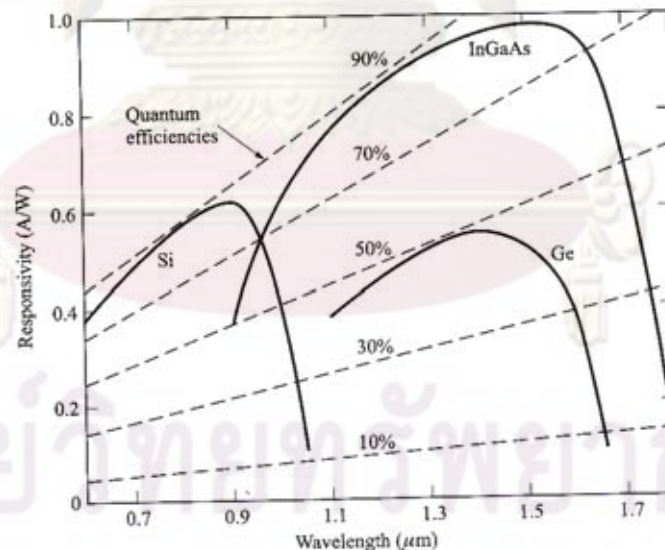
ค่าประสิทธิภาพ  $\eta$  คืออัตราส่วนระหว่างจำนวนของคู่อิเล็กตรอนและโฮลที่ถูกสร้างขึ้นต่อจำนวนของโฟตอนที่มาตกกระทบ ดังแสดงในสมการที่ (2.3) [15] โดย  $I_p$  คือค่ากระแสแสงเฉลี่ยที่เกิดขึ้นจากกำลังแสงเฉลี่ย  $P_o$  ที่ตกกระทบตัวตรวจจับแสง ในทาง

ปฏิบัติ ตัวตรวจจับแสงจะสร้างคู่อิเล็กตรอนและโฮลจำนวน 30 ถึง 95 คู่ จากจำนวนโฟตอนที่ตกกระทบทุกๆ 100 ตัว คิดเป็น 30 ถึง 95 เปอร์เซ็นต์ หากต้องการเพิ่มค่าประสิทธิภาพนี้จะต้องขยายบริเวณ  $i$  ให้หนาขึ้นเพื่อเพิ่มพื้นที่ในการดูดกลืนแสงให้หมด แต่ความหนาที่เพิ่มขึ้นนี้จะเพิ่มระยะทางในการเคลื่อนที่ของคู่อิเล็กตรอนและโฮลที่เกิดขึ้นด้วย ส่งผลให้ความเร็วในการตอบสนองของตัวตรวจจับแสงนั้นช้าลง ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาของชั้น  $i$  ควรเปรียบเทียบผลดีผลเสียระหว่างค่าประสิทธิภาพกับค่าความเร็วในการตอบสนองด้วย

$$\eta = \frac{I_p / q}{P_o / h\nu} \quad (2.3)$$

ค่า Responsivity คืออัตราส่วนระหว่างกระแสแสงที่เกิดขึ้นต่อกำลังแสงตกกระทบ ดังในสมการที่ (2.4) [15] เป็นค่าที่บ่งบอกถึง ความสามารถของตัวตรวจจับแสงในการแปลงสัญญาณแสงไปเป็นสัญญาณไฟฟ้า เป็นค่าคงที่ขึ้นกับค่าความยาวคลื่นแสงและชนิดของวัสดุ (ผลมาจากค่าเฉพาะของแถบความกว้างพลังงาน) ดังในรูปที่ 2.3 [15]

$$\mathfrak{R} = \frac{I_p}{P_o} = \frac{\eta q}{h\nu} \quad (2.4)$$

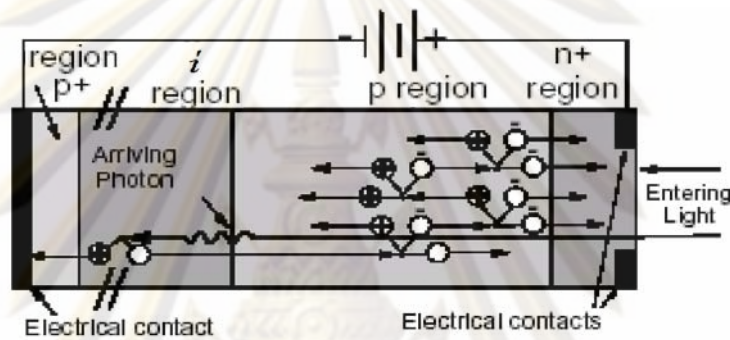


รูปที่ 2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Responsivity กับความยาวคลื่นแสงของวัสดุแต่ละชนิด

#### 2.1.1.2 ตัวตรวจจับแสงชนิดถล่มทลาย (Avalanche Photo-Detector, APD)

ตัวตรวจจับแสงชนิดถล่มทลายมีโครงสร้างแสดงดังรูปที่ 2.4 หลักการทำงานเหมือนกับตัวตรวจจับแสงชนิด PIN แต่มีชั้น Avalanche (P region) แทรกเพิ่มระหว่าง

บริเวณ  $n$  และ  $i$  โดยชั้น Avalanche นี้จะต้องการไฟแรงดันย้อนกลับค่าสูงมาก เพื่อให้คู่อิเล็กตรอนและโฮลที่เกิดจากบริเวณ  $i$  ไหลผ่านชั้น Avalanche ด้วยความเร็วสูง ทำให้มีการชนกันของประจุในชั้นนี้อย่างรุนแรงและต่อเนื่องเกิดเป็นปรากฏการณ์ Impact Ionization ส่งผลให้มีประจุเพิ่มมากขึ้น เปรียบเสมือนการคูณเพิ่มภายในของกระแสแสงก่อนที่จะกลายเป็นกระแสไฟฟ้าไหลออกมาผ่านตัวด้านทานโหลดภายนอก การคูณเพิ่มประจุนี้เรียกว่าปรากฏการณ์ถล่ม (Avalanche Effect) ทำให้ตัวตรวจจับแสงสามารถรับกำลังแสงที่ต่ำลงได้จึงมีค่า Power Sensitivity ที่ต่ำกว่าของ PIN แต่ก็มีข้อเสียคือมีสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้นและใช้แรงดันไบแอสย้อนกลับมากกว่า เช่น 26-38 V ในขณะที่ตัวตรวจจับแสงชนิด PIN ใช้แรงดันไบแอสย้อนกลับเพียง 5-12 V



รูปที่ 2.4 โครงสร้างของตัวตรวจจับแสงชนิดถล่มหลาย

ค่าการคูณเพิ่ม ( $M$ ) ของประจุที่เกิดขึ้นทั้งหมด คือค่าอัตราส่วนระหว่างกระแสไฟฟ้ารวมที่เกิดขึ้น  $I_M$  กับกระแสแสงตั้งต้นจากบริเวณ  $i$  ที่ไม่มีการคูณเพิ่ม  $I_p$  แสดงดังสมการที่ (2.5) [15] ส่งผลให้ค่า Responsivity ของ APD เพิ่มขึ้นตามค่าการคูณเพิ่มด้วย ดังสมการที่ (2.6) [15]

$$M = \frac{I_M}{I_p} \quad (2.5)$$

$$\mathfrak{R}_{APD} = \frac{I_p}{P_o} M = \frac{\eta q}{h\nu} M \quad (2.6)$$

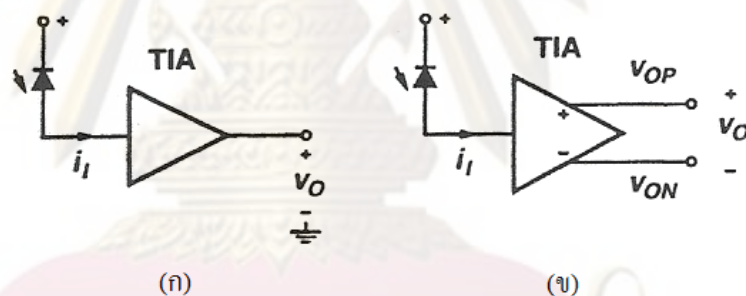
ในการเลือกใช้งานตัวตรวจจับแสงว่าจะเป็นชนิด PIN หรือ APD นั้นต้องพิจารณาความเหมาะสมของตัวรับสัญญาณทางแสงว่าจะออกแบบมาเพื่อใช้กับระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงระยะทางไกลเท่าใด ถ้าเป็นระยะทางสั้นตัวตรวจจับแสงแบบ PIN ก็เหมาะสมกว่าเพราะมีราคาถูกและกินไฟน้อยกว่าแบบ APD แต่ถ้าเป็นระยะทางไกลตัวตรวจจับแสงแบบ APD ก็อาจจะเหมาะสมกว่าเพราะมีค่า Power Sensitivity ที่ต่ำกว่า

## 2.1.2 ตัวขยายสัญญาณ

ตัวขยายสัญญาณที่ใช้กับตัวตรวจจับแสงโดยทั่วไปจะแบ่งออกเป็น 2 ประเภท คือ (1) TIA ทำหน้าที่แปลงกระแสไฟฟ้าไปเป็นแรงดันไฟฟ้า และ (2) ตัวขยายสัญญาณหลัก ทำหน้าที่ขยายแรงดันไฟฟ้าขนาดเล็กที่ได้จาก TIA ให้มีขนาดของสัญญาณที่พอเหมาะกับวงจรกู้คืนสัญญาณข้อมูลและสัญญาณนาฬิกา ซึ่งจะอธิบายรายละเอียดของตัวขยายสัญญาณชนิด TIA และตัวขยายสัญญาณหลัก ในหัวข้อ 2.1.2.1 และ 2.1.2.2 ตามลำดับ

### 2.1.2.1 TIA

เป็นตัวขยายสัญญาณไฟฟ้าที่นิยมวางไว้หลังตัวตรวจจับแสง เมื่อตัวตรวจจับแสงแปลงกำลังแสงให้เป็นกระแสไฟฟ้าแล้ว TIA จะทำหน้าที่ขยายกระแสที่ได้และแปลงให้อยู่ในรูปของแรงดันไฟฟ้า ในรูปที่ 2.5 [21] แสดงการเชื่อมต่อของตัวตรวจจับแสงกับ TIA ซึ่งมีสัญญาณขาเข้าเป็นกระแส  $\Delta i_i$  และสัญญาณขาออกเป็นแรงดัน  $\Delta v_o$  สำหรับกรณี (ก) Single-Ended TIA และ (ข) Differential TIA โดยค่าอัตราขยาย  $Z_T$  ของ TIA เป็นค่าอัตราส่วนของแรงดันขาออกต่อกระแสขาเข้า ตามสมการที่ (2.7) [21]



รูปที่ 2.5 สัญญาณกระแสขาเข้าและสัญญาณแรงดันขาออกของ

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

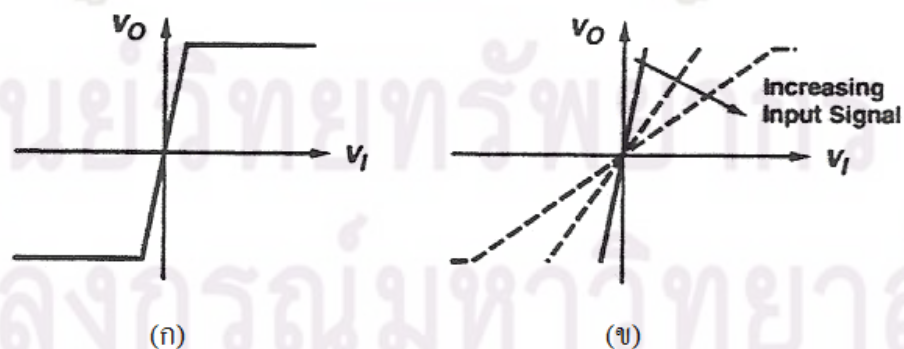
$$Z_T = \frac{\Delta v_o}{\Delta i_i} \quad (2.7)$$

ในการออกแบบวงจรเชื่อมต่อ TIA นั้นต้องพิจารณาถึงค่าต่างๆ เช่น สัญญาณรบกวน, อัตราการขยาย, ช่วงความถี่ใช้งานของสัญญาณ, แรงดันของแหล่งจ่าย และค่าพลังงานสูญเสีย (Power Dissipation) เป็นต้น

### 2.1.2.2 ตัวขยายสัญญาณหลัก

ทำหน้าที่ขยายสัญญาณแรงดันขนาดเล็กที่ได้จาก TIA ไปเป็นสัญญาณที่มีขนาดและระดับเหมาะสม เพื่อส่งต่อไปให้กับวงจรกู้คืนสัญญาณข้อมูลและสัญญาณนาฬิกา เนื่องจากตัวขยายสัญญาณหลักนี้จะอยู่ต่อจาก TIA จึงถูกเรียกอีกชื่อว่าตัวขยายสัญญาณหลัง (Post Amplifier) ในทางปฏิบัติ ตัวขยายสัญญาณหลักสามารถทำงานเพียงตัวเดียวหรือจะทำงานร่วมกับ TIA โดยอยู่ภายในชิปเดียวกันก็ได้ ตัวขยายสัญญาณหลักแบ่งออกเป็น 2 ชนิดย่อย คือ Limiting Amplifier (LA) และ Automatic Gain Control (AGC) Amplifier

- Limiting Amplifier มีอัตราการขยายเป็นดังในรูปที่ 2.6 (ก) [21] คือเป็นการขยายแบบเชิงเส้นเมื่อสัญญาณขาเข้ามีขนาดเล็ก แต่เมื่อสัญญาณขาเข้ามีขนาดใหญ่จะเปลี่ยนเป็นการขยายแบบคงค่า หมายถึงระดับแรงดันขาออกจะคงที่ตลอดเวลาไม่ขึ้นกับระดับของสัญญาณแรงดันขาเข้าที่เปลี่ยนแปลงไป
- AGC Amplifier มีอัตราการขยายเป็นดังในรูปที่ 2.6 (ข) [21] คือมีการปรับค่าอัตราการขยายให้เปลี่ยนแปลงตามระดับของสัญญาณขาเข้า เมื่อสัญญาณขาเข้ามีขนาดใหญ่ LA จะจำกัดค่าไว้คงที่ แต่ AGC จะสามารถปรับลดอัตราการขยายลงได้เป็นดังการลดค่าความชันของเส้นกราฟในรูปที่ 2.6 (ข) ทำให้มีช่วงการทำงานที่กว้างขึ้นและสามารถขยายสัญญาณขนาดใหญ่ให้อยู่ในช่วงเชิงเส้นได้ แต่เมื่อสัญญาณขาเข้ามีขนาดใหญ่มากๆ AGC ก็ไม่สามารถปรับลดอัตราการขยายต่อไปได้ ทำให้เข้าสู่ช่วงจำกัดค่าเช่นเดียวกับในกรณีของ LA



รูปที่ 2.6 แผนภาพอัตราการขยายของ (ก) LA และ (ข) AGC

เมื่อเปรียบเทียบตัวขยายสัญญาณหลักทั้งสองแบบ จะเห็นว่า AGC มีการควบคุมอัตราการขยาย เพื่อรักษาคุณลักษณะเชิงเส้นของสัญญาณขาเข้าไว้ได้ ส่วน LA จะคงค่าสัญญาณขาออกทำให้เกิดการเพี้ยนไปของสัญญาณบ้าง แต่ก็มีข้อดีคือเป็นการออกแบบวงจรซึ่งง่ายไม่ซับซ้อน และมีองค์ประกอบภายในน้อยกว่าทำให้กินไฟน้อยกว่า อีกทั้งมีช่วงความถี่ใช้งานที่แคบกว่า ทำให้มีสัญญาณรบกวนเข้ามาน้อย จึงเป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายมากกว่า

### 2.1.3 วงจรกึ่งสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล

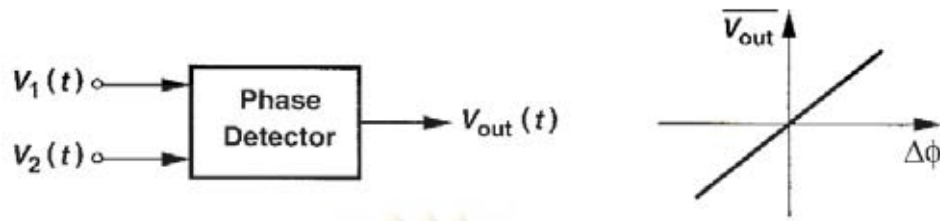
ประกอบด้วย 2 ส่วนหลักคือ (1) การกึ่งสัญญาณนาฬิกา และ (2) การกึ่งสัญญาณข้อมูล ในการกึ่งสัญญาณนาฬิกาโดยส่วนใหญ่จะใช้วงจรป้อนกลับที่เรียกว่าวงจรถึงเฟสล็อก (Phase-Locked Loop, PLL) แล้วนำสัญญาณนาฬิกาที่กึ่งได้ต่อเข้าสู่ชิป D flip-flop เพื่อทำการสร้างสัญญาณข้อมูลขึ้นใหม่ที่มีจังหวะเดียวกันกับสัญญาณนาฬิกา ดังนั้นคุณภาพของสัญญาณข้อมูลที่ถูกกึ่งขึ้นใหม่จะมีความถูกต้องของค่าบิตข้อมูลตามที่ส่งมาจากต้นทางและมีค่าการส่ายจังหวะของสัญญาณ (Jitter) ของสัญญาณมากน้อยแค่ไหน ย่อมขึ้นอยู่กับจังหวะของสัญญาณนาฬิกาที่ถูกกึ่งมาจากวงจรถึงเฟสล็อกสัญญาณนาฬิกา ซึ่งจะอธิบายรายละเอียดของการกึ่งสัญญาณนาฬิกา และการกึ่งสัญญาณข้อมูล ในหัวข้อ 2.1.3.1 และ 2.1.3.2 ตามลำดับ

#### 2.1.3.1 การกึ่งสัญญาณนาฬิกา

การกึ่งสัญญาณนาฬิกา จะมีวงจรถึงเฟสล็อกทำหน้าที่กึ่งสัญญาณนาฬิกาจากสัญญาณข้อมูลขาเข้า ภายในวงจรถึงเฟสล็อกจะประกอบด้วยโครงสร้างพื้นฐาน 2 ส่วนคือ วงจรตรวจจับเฟส (Phase Detector, PD) และวงจรถึงเฟสอิสระ (Voltage-Controlled Oscillator, VCO) โดยมีรายละเอียดการทำงานเป็นดังนี้

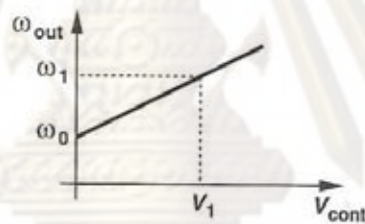
- วงจรตรวจจับเฟส คือวงจรเปรียบเทียบสัญญาณขาเข้าสองสัญญาณที่มีความต่างเฟส  $\Delta\phi$  กันเท่าไร แล้วสร้างแรงดันเฉลี่ยขาออก  $\bar{V}_{out}$  ออกมาเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าความต่างเฟส ในอุดมคติความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันเฉลี่ยขาออกกับค่าความต่างเฟสจะเป็นกราฟเส้นตรงดังในรูปที่ 2.7 [20] และที่ตำแหน่ง  $\Delta\phi = 0$  กราฟจะตัดจุดกำเนิดหมายถึงไม่มีแรงดันขาออกเมื่อไม่มีความต่างเฟส ส่วนความชันของเส้นกราฟเรียกว่าอัตราขยายของตัวตรวจจับเฟส





รูปที่ 2.7 แผนภาพและกราฟความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาเข้า และสัญญาณขาออกจากวงจรตรวจจับเฟส

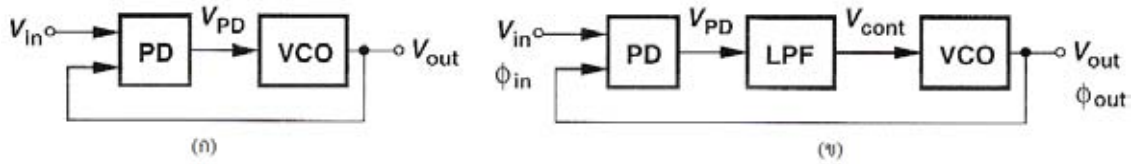
- วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน (VCO) ทำหน้าที่สร้างสัญญาณขาออกที่มีค่าความถี่  $\omega_{out}$  เปลี่ยนไปตามขนาดของแรงดันขาเข้า  $V_{cont}$  ซึ่งเป็นแรงดันที่มาจากวงจรตรวจจับเฟส ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันขาเข้ากับค่าความถี่ขาออกของ VCO เป็นดังสมการที่ (2.8) [20] ซึ่ง  $K_{vco}$  คือ อัตราขยายของ VCO และ  $\omega_o$  คือค่าความถี่วิ่งอิสระ (Free-Running Frequency) ของ VCO และสามารถแสดงความสัมพันธ์เป็นกราฟดังรูปที่ 2.8 [20]



รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันขาเข้ากับค่าความถี่ขาออกของ VCO

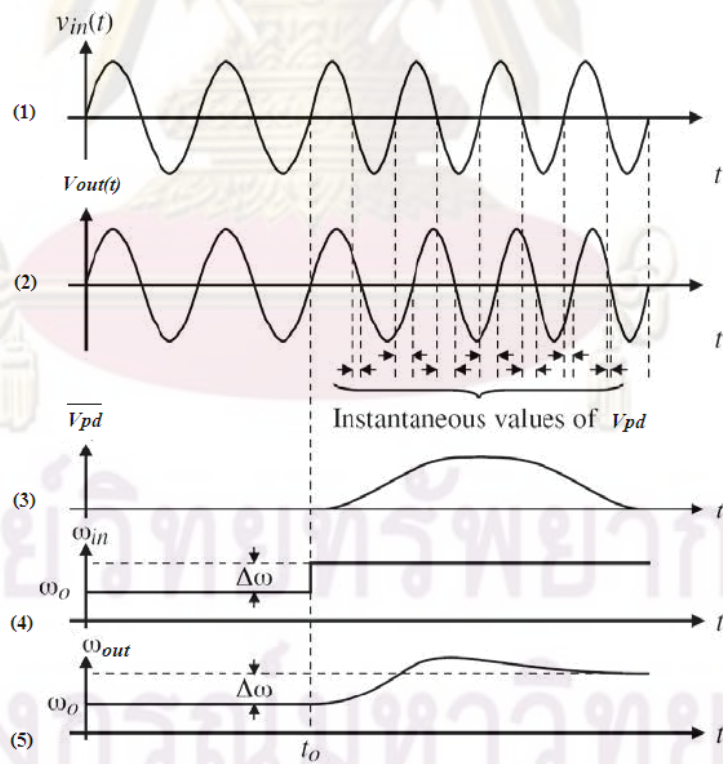
$$\omega_{out} = \omega_o + K_{vco} V_{cont} \quad (2.8)$$

วงจรเฟสล็อกถูกลูกข่ายจะประกอบด้วยวงจรตรวจจับเฟสและ VCO เชื่อมต่อกันแบบวงจรมอดูเลชันดังในรูปที่ 2.9 (ก) [20] โดยที่วงจรตรวจจับเฟสจะเปรียบเทียบเฟสระหว่างสัญญาณขาเข้า ( $V_{in}$ ) และสัญญาณขาออก ความต่างเฟสที่ตรวจจับได้จะถูกแปลงเป็นแรงดัน ( $V_{PD}$ ) อย่างเชิงเส้น จากนั้น  $V_{PD}$  เป็นสัญญาณเข้าสู่ VCO เพื่อกำหนดความถี่ของสัญญาณขาออก ( $V_{out}$ ) โดย  $V_{out}$  จะถูกป้อนกลับมาเปรียบเทียบเฟสกับ  $V_{in}$  กระบวนการนี้จะถูกทำซ้ำจนเฟสของ  $V_{out}$  เท่ากับ  $V_{in}$  ซึ่งเรียกสถานะที่มีเฟสตรงกันว่าเฟสล็อก ต่อมาได้มีการปรับปรุงวงจรเฟสล็อกให้ดีขึ้นโดยแทรกวงจรกรองผ่านต่ำ (Low Pass Filter, LPF) ระหว่างวงจรตรวจจับเฟสกับ VCO ดังในรูปที่ 2.9 (ข) [20] เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนความถี่สูงจากวงจรตรวจจับเฟส ทำให้ได้แรงดันขาเข้า VCO ที่นิ่งและเกิดความคลาดเคลื่อนจากความถี่ที่ต้องการน้อยที่สุด



รูปที่ 2.9 แผนภาพการเชื่อมต่อวงจรเฟสล็อกดูอย่างง่าย (ก) ไม่มี LPF และ (ข) มี LPF

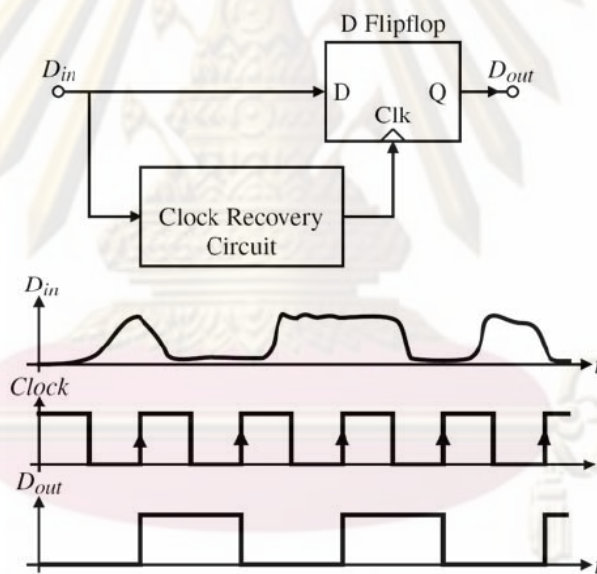
ตัวอย่างการทำงานของวงจรเฟสล็อกดูเป็นดังแสดงในรูปที่ 2.10 เมื่อสัญญาณขาเข้า  $v_{in}(t)$  เพิ่มความถี่ขึ้นที่เวลา  $t_0$  รูปที่ 2.10 (1) โดยความถี่ที่เพิ่มขึ้นแสดงดังรูปที่ 2.10 (4) ทำให้  $v_{in}(t)$  มีเฟสนำสัญญาณขาออก  $v_{out}(t)$  จาก VCO แสดงดังรูปที่ 2.10 (2) เมื่อเปรียบเทียบเฟสของทั้งสองสัญญาณด้วยวงจรตรวจจับเฟสทำให้แรงดันเฉลี่ยขาออก  $v_{pd}$  เพิ่มขึ้นแสดงดังรูปที่ 2.10 (3) โดย  $v_{pd}$  ที่เพิ่มขึ้นนี้เป็นสัญญาณขาเข้าให้กับ VCO จากเดิมที่ VCO มีความถี่วงอิสระ  $\omega_0$  ความถี่นี้เพิ่มขึ้นตามระดับของ  $v_{pd}$  ที่เพิ่มขึ้นแสดงดังรูปที่ 2.10 (5) เมื่อ  $\omega_{out}$  มีค่าเพิ่มขึ้นดังนั้น  $v_{out}(t)$  จะมีความถี่ที่เพิ่มขึ้นตาม เมื่อป้อนกลับเปรียบเทียบกับ  $v_{in}(t)$  ทำให้เฟสของ  $v_{out}(t)$  ใกล้เคียงกับ  $v_{in}(t)$  มากขึ้น กระบวนการป้อนกลับนี้จะเกิดขึ้นอย่างต่อเนื่องจนกว่าเฟสของสัญญาณขาเข้าและขาออกนั้นตรงกัน



รูปที่ 2.10 ตัวอย่างการทำงานของวงจรเฟสล็อกดู

### 2.1.3.2 การกู้คืนสัญญาณข้อมูล

การกู้คืนสัญญาณข้อมูล จะต้องนำสัญญาณนาฬิกาจากวงจรกู้คืนสัญญาณนาฬิกา (Clock Recovery Circuit) มาต่อเข้ากับชิป D flip-flop ที่ตำแหน่ง Clk ดังในรูปที่ 2.11 ซึ่งแสดงการเชื่อมต่อวงจรและแผนภาพการกู้คืนสัญญาณข้อมูล โดยชิป D flip-flop จะทำหน้าที่สร้างสัญญาณข้อมูลขึ้นมาใหม่จากสัญญาณข้อมูลขาเข้าโดยให้มีจังหวะเดียวกันกับสัญญาณนาฬิกา เริ่มต้นด้วยการอ่านค่าสัญญาณข้อมูลขาเข้า  $D_{in}$  ที่ทุกจังหวะขาขึ้นของสัญญาณนาฬิกา แล้วตัดสินใจว่าสัญญาณข้อมูลขาออก  $D_{out}$  ควรจะคงค่าที่แรงดันบิตสูงหรือบิตต่ำ ขึ้นอยู่กับระดับของสัญญาณขาเข้าเทียบกับค่าแรงดันตัดสิน (Threshold Voltage) ที่ตั้งไว้ ถ้าสัญญาณขาเข้ามีค่ามากกว่าแรงดันตัดสิน D flip-flop ก็จะคงค่าแรงดันขาออกเป็นค่าสูง แต่ถ้าสัญญาณขาเข้ามีค่าน้อยกว่าก็จะคงค่าแรงดันขาออกเป็นค่าต่ำ จนกว่าจะถึงจังหวะขาขึ้นของสัญญาณนาฬิกาครบถัดไปจึงจะเปลี่ยนค่าแรงดันใหม่ได้



รูปที่ 2.11 การเชื่อมต่อวงจรและแผนภาพการกู้คืนสัญญาณข้อมูล

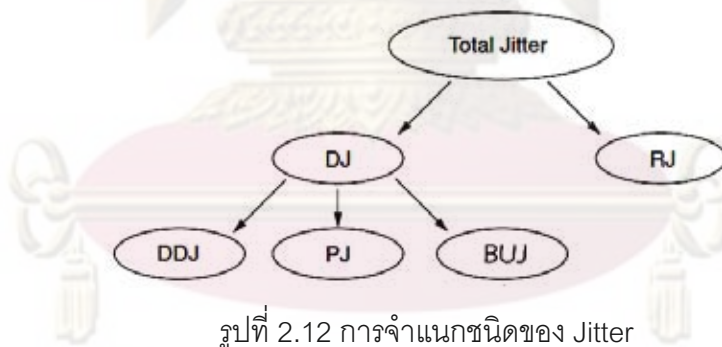
ในการอ่านค่าสัญญาณข้อมูลขาเข้าอาจจะต้องมีการหน่วงสัญญาณ เพื่อให้จังหวะขาขึ้นของสัญญาณนาฬิกาเกิดขึ้นตรงกับตำแหน่งที่ต้องการอ่านค่า เช่นที่ตำแหน่งตรงกลางของคาบบิตข้อมูล ทำให้เกิดการกู้คืนสัญญาณข้อมูลที่ได้บิตกลับอย่างถูกต้องตรงตามที่ตั้งมาจกต้นทาง ส่วนเรื่องจะใช้จังหวะขาขึ้นหรือขาลงของสัญญาณนาฬิกาในการอ่านค่านั้น ขึ้นอยู่กับการออกแบบของวงจรรายในส่วนกู้คืนสัญญาณข้อมูล แต่สิ่งสำคัญที่สุดคือจังหวะของสัญญาณนาฬิกาที่ถูกกู้คืนมา ควรจะต้องสม่ำเสมอตรงตามคาบบิตของข้อมูลเพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลกู้คืนที่มีค่าการส่ายยั้งจังหวะของสัญญาณต่ำ

ที่สุด และท้ายที่สุด ข้อดีของการกู้คืนสัญญาณข้อมูลด้วยวิธีการสร้างบิตข้อมูลขึ้นมาใหม่นั้น จะทำให้ได้สัญญาณข้อมูลที่มีรูปแบบสวคคเหมาะสมกับการใช้งานประมวลผลเชิงดิจิทัลในส่วนอื่นได้ต่อไป

## 2.2 ปัจจัยที่มีผลต่อการตรวจจับสัญญาณของตัวรับสัญญาณทางแสง

ตัวรับสัญญาณทางแสงทำหน้าที่รับสัญญาณข้อมูลทางแสงแล้วแปลงสัญญาณข้อมูลที่ได้เป็นสัญญาณไฟฟ้า พร้อมทั้งกู้คืนสัญญาณข้อมูลและจังหวะของสัญญาณนาฬิกา โดยสัญญาณขาออกจากตัวรับสัญญาณแสงมีความผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณที่ส่งมา ทั้งจากตัวรับสัญญาณแสงเอง และจากตัวกลางซึ่งคือเส้นใยนำแสง โดยความผิดเพี้ยนของสัญญาณเหล่านี้ส่งผลกระทบต่อความสามารถในการตัดสินใจของตัวรับสัญญาณแสง ซึ่งสามารถแบ่งปัจจัยที่ส่งผลต่อการตรวจจับสัญญาณออกเป็น 3 ข้อหลัก คือ (1) การส่ายจังหวะของสัญญาณ (Jitter) (2) สัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับแสง (3) สัญญาณรบกวนตัวขยายสัญญาณ (4) การผิดเพี้ยนของสัญญาณเมื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสง โดยจะกล่าวถึงรายละเอียดต่อไปในหัวข้อ 2.2.1 ถึง 2.2.4 ตามลำดับ

### 2.2.1 การส่ายจังหวะของสัญญาณ (Jitter)



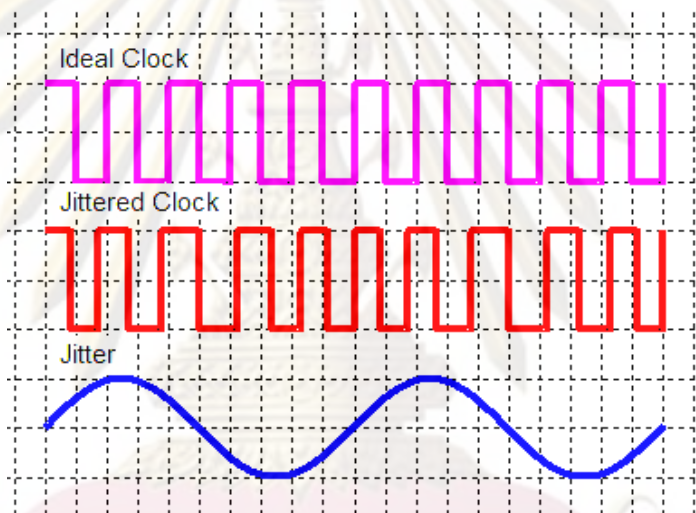
รูปที่ 2.12 การจำแนกชนิดของ Jitter

Jitter สามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภทหลัก [22] คือ Random Jitter (RJ) และ Deterministic Jitter (DJ) แสดงดังรูปที่ 2.12 RJ เกิดจากสัญญาณรบกวนแบบสุ่มเช่น thermal noise และ shot noise โดยมีการกระจายตัวของฮิสโตแกรมแบบ Gaussian ส่วน DJ แบ่งออกได้เป็น 3 ชนิดย่อย คือ Data Dependent Jitter (DDJ), Periodic Jitter (PJ) และ Bounded Uncorrelated Jitter (BUJ) โดย DDJ เกิดจากรูปแบบที่เปลี่ยนแปลงไปของสัญญาณข้อมูล ส่วน PJ เป็นผลจากสัญญาณรบกวนที่เป็นรายคาบ เช่น ผลของสัญญาณรบกวนจากแหล่งจ่ายไฟ และส่วน BUJ เกิดจากการรบกวนของสัญญาณข้างเคียง (Crosstalk) โดยวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเน้น

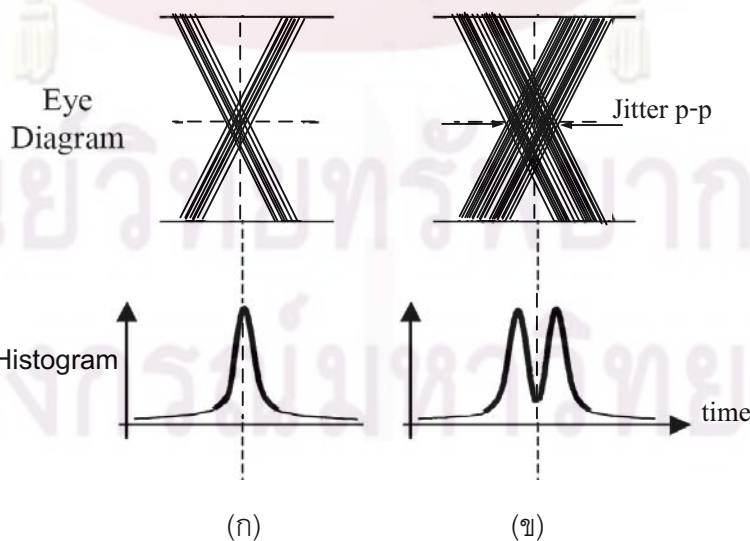
การพิจารณาผลของ PJ เป็นหลัก เนื่องจาก PJ มีค่าที่แน่นอนและสามารถทดลองสร้างสัญญาณเพื่อวัดผลได้

$$S(t) = P(2\pi f_d t + \varphi(t)) \tag{2.9}$$

Jitter สามารถอธิบายด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ตามสมการที่ (2.9) [23] ซึ่งคือการมอดูเลตทางเฟส โดย  $\varphi(t)$  คือ Jitter ที่เข้าไปรบกวนสัญญาณ  $P(2\pi f_d t)$  โดย  $f_d$  คือความถี่ของสัญญาณข้อมูล, และ  $S(t)$  คือสัญญาณ P ที่รวม Jitter รูปที่ 2.13 แสดงตัวอย่างของสัญญาณนาฬิกาอุดมคติ (Ideal Clock) ที่ถูกรบกวนด้วย PJ ซึ่งในที่นี้คือสัญญาณซายน์ โดย Jitter จะมอดูเลตทางเฟสกับสัญญาณนาฬิกาอุดมคติ ตามสมการที่ (2.9) ได้เป็นสัญญาณนาฬิกาที่มีจังหวะมีการส่าย (Jittered Clock) เปลี่ยนแปลงจังหวะของสัญญาณตาม Jitter



รูปที่ 2.13 ภาพของสัญญาณนาฬิกาที่ถูกรบกวนด้วย PJ

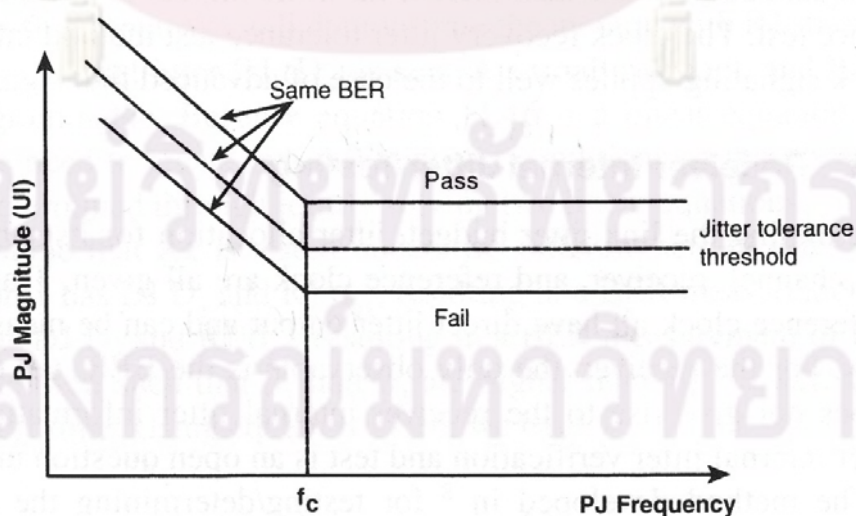


รูปที่ 2.14 การกระจายตัวของฮิสโตแกรมของ RJ (ก) และ PJ (ข)

การวิเคราะห์ชนิดของ Jitter สามารถพิจารณาได้จากการกระจายตัวของฮิสโตแกรมของ จุดตัดกันของสัญญาณบนแผนภาพรูปตา ลักษณะของฮิสโตแกรมที่เป็น Gaussian ดังรูปที่ 2.14 (ก) เป็นผลมาจากการมี RJ รวมอยู่ในระบบ โดยค่า Jitter rms ที่วัดได้จะเท่ากับค่า standard deviation ของฮิสโตแกรมนี้ และเมื่อเพิ่ม PJ ฮิสโตแกรมจะเปลี่ยนไปตามลักษณะฮิสโตแกรมของ PJ ที่เพิ่มเข้ามา ในที่นี้คือสัญญาณชายน์ ฮิสโตแกรมจึงมีลักษณะเป็น 2 ยอดที่เชื่อมเข้าหากัน ดังรูปที่ 2.14 (ข) โดยมีขอบลาดเอียงขึ้นเนื่องจากมีลักษณะ Gaussian ของ RJ รวมอยู่ด้วย

ค่าของ Jitter สามารถระบุเป็นค่า peak-to-peak (p-p) หรือค่า root-mean-square (rms) โดยค่า p-p คือช่วงการส่ายของสัญญาณที่มากที่สุด แสดงดังรูปที่ 2.14 ส่วนค่า rms คือค่าที่ได้จากการเฉลี่ยกำลังสอง หน่วยของ Jitter เป็นได้ทั้งวินาที หรือหน่วย UI (Unit Interval) ซึ่งเป็น สัดส่วนของหน่วยวินาทีหารด้วยคาบิตของสัญญาณ UI เป็นหน่วยที่นิยมใช้มากกว่า เพราะแสดง ถึงความรุนแรงของ Jitter ในหนึ่งคาบิต

Jitter ก่อให้เกิดปัญหาการตัดสินใจผิดพลาดในตัวรับสัญญาณเป็นอย่างมาก ดังนั้นจึง จำเป็นต้องวัดระดับของ Jitter ที่ตัวรับสัญญาณสามารถทนได้ ซึ่งเรียกว่า Jitter Tolerance ทำการ ทดสอบโดยตั้งค่าความถี่และเพิ่มระดับของ PJ จนได้ค่า Jitter ที่ตัวรับสัญญาณทนได้มากที่สุดที่ ยังให้ BER เท่ากับหรือต่ำกว่าค่าที่มาตรฐานกำหนดไว้ โดยทั่วไปใช้ค่า BER เท่ากับ  $10^{-12}$  และทำ กระบวนการนี้ซ้ำที่ค่าความถี่อื่น รูปที่ 2.15 [22] เส้นตรงกลางแสดงตัวอย่างมาตรฐานของ Jitter Tolerance มีค่าแตกต่างกันออกไปตามระบบใช้งาน ตัวรับสัญญาณที่ผ่านการทดสอบจะมีผลการ วัดเป็นเส้นขนานอยู่ด้านบน (Pass) ซึ่งหมายถึงสามารถทน PJ ได้มากกว่าค่ามาตรฐานที่กำหนด ในทางกลับกัน ถ้าผลการวัดเป็นเส้นขนานอยู่ด้านล่าง (Fail) ตัวรับสัญญาณที่ทดสอบจะไม่ผ่าน มาตรฐาน



รูปที่ 2.15 มาตรฐานของ Jitter Tolerance

## 2.2.2 สัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับแสง

สัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับแสง [15] เป็นสาเหตุหนึ่งของความผิดพลาดของการรับข้อมูล โดยสัญญาณรบกวนที่เกิดจากตัวตรวจจับแสง คือ สัญญาณรบกวนควอนตัม Quantum noise, Dark current noise และ Thermal noise ซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดของสัญญาณรบกวนทั้ง 3 ประเภทนี้ในหัวข้อ 2.2.2.1 ถึง 2.2.2.3 ตามลำดับ

### 2.2.2.1 Quantum noise

Quantum noise เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดเมื่อกำลังแสงตกกระทบบนตัวตรวจจับแสง มีค่าขึ้นกับขนาดของกระแสที่แปลงได้ ดังสมการที่ (2.10) [15],  $I_p$  คือค่ากระแสแสงจากตัวตรวจจับชนิด PIN,  $q$  คือค่าประจุของอิเล็กตรอน เท่ากับ  $1.6 \times 10^{-19} C$ ,  $B$  คือแบนวิดท์ของตัวรับสัญญาณทางแสง,  $M$  คือค่าอัตราการคูณเพิ่มของกระแสเมื่อเป็นตัวตรวจจับแสงชนิด APD,  $F(M)$  คือค่าอัตราส่วนระหว่าง SNR สัญญาณขาเข้ากับ SNR ของสัญญาณขาออก ซึ่งสัมพันธ์กับกระบวนการกล่มของ APD จากผลการทดลองมีค่าประมาณ  $F(M) \approx M^x$  where  $0 \leq x \leq 1.0$ , เมื่อตัวตรวจจับแสงเป็นชนิด pin ค่า  $M = F(M) = 1$ ,

$$\langle i^2 \rangle = \sigma^2_Q = 2qI_p B M^2 F(M) \quad (2.10)$$

### 2.2.2.2 Dark current noise

Dark current noise เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดจากกระแสรั่วจากอยู่ในเนื้อและพื้นผิวของตัวตรวจจับแสงไหลผ่านวงจรวอร์ไบแอส เมื่อไม่มีแสงตกกระทบบน ความสัมพันธ์ดังสมการที่ (2.11) [15],  $I_D$  คือกระแสรั่วจากภายในเนื้อของตัวตรวจจับแสง  $I_L$  คือกระแสรั่วจากผิวของตัวตรวจจับแสง

$$\langle i^2 \rangle = \sigma^2_{DB} + \sigma^2_{DS} = 2qI_D B M^2 F(M) + 2qI_L B \quad (2.11)$$

### 2.2.2.3 Thermal noise

Thermal noise เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดจากกระแสแสงจากตัวตรวจจับแสงไหลผ่านโหลด (RL) ซึ่งคือความต้านทานของตัวขยายสัญญาณ โดยค่า Thermal noise ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ และแบนวิดท์ ดังสมการที่ (2.12) [15],  $k_B$  คือค่าคงที่ Boltzmann's เท่ากับ  $1.38054 \times 10^{-23} J/K$ ,  $T$  คือค่าอุณหภูมิหน่วย เคลวิน

$$\langle i_T^2 \rangle = \sigma_T^2 = \frac{4k_B T}{R_L} B \quad (2.12)$$

### 2.2.3 สัญญาณรบกวนจากตัวขยายสัญญาณ

สัญญาณรบกวนจากตัวขยายสัญญาณ มีสาเหตุมาจากสัญญาณรบกวนจากตัวขยายสัญญาณชนิด TIA และสัญญาณรบกวนจากตัวขยายสัญญาณหลัก แสดงดังสมการที่ (2.13) [20],  $i_{n,TIA}$  คือสัญญาณรบกวนกระแสขาเข้าของ TIA,  $B_{TIA}$  คือค่าแบนวิดท์ของ TIA,  $R_{TIA}$  คืออัตราขยายของ TIA,  $V_{n,MA}$  คือสัญญาณรบกวนแรงดันขาเข้าของตัวขยายสัญญาณหลัก และ  $B_{MA}$  คืออัตราขยายของตัวขยายสัญญาณหลัก ซึ่งตัวขยายสัญญาณหลักที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือ ตัวขยายสัญญาณชนิด Limiting Amplifier

$$\langle i_{n,in,tot}^2 \rangle = \langle i_{n,TIA}^2 \rangle B_{TIA} + \frac{\langle V_{n,MA}^2 \rangle B_{MA}}{R_{TIA}} \quad (2.13)$$

### 2.2.4 การผิดเพี้ยนของสัญญาณเมื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสง

การผิดเพี้ยนของสัญญาณเมื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสง มีสาเหตุมาจากการลดทอนกำลังแสงและการถ่างออกของสัญญาณ (Dispersion) ทำให้บิดข้อมูลกว้างออกเมื่อระยะทางเพิ่มขึ้น แบ่งออกได้เป็น 2 กลุ่มใหญ่คือ การกระจายโครมาติก (Chromatic Dispersion) และ Intermodal Dispersion ซึ่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้พิจารณาเฉพาะเส้นใยนำแสงโหมดเดียว (Single Mode Fiber, SMF) ซึ่งมีเฉพาะปัญหาการกระจายโครมาติกเพียงชนิดเดียว ทั้งการลดทอนและการกระจายโครมาติกนี้จำกัดระยะทางมากที่สุดจากตัวส่งสัญญาณทางแสงถึงตัวรับสัญญาณทางแสงหรือตัวขยายสัญญาณทางแสง ซึ่งจะอธิบายรายละเอียดในหัวข้อ 2.2.4.1 และ 2.2.4.2 ตามลำดับ

#### 2.2.4.1 การลดทอน (Attenuation)

คือการลดลงของกำลังแสงที่เคลื่อนผ่านเส้นใยนำแสงในระยะทางหนึ่ง โดยมีการลดลงแบบ Exponential ดังสมการที่ (2.14) สามารถแปลงเป็นสมการที่ (2.15) เพื่อความสะดวกในการคำนวณซึ่งส่วนใหญ่ในระบบรับส่งสัญญาณทางแสงใช้หน่วย dB โดย  $P(0)$  คือค่ากำลังแสงต้นทาง  $P(z)$  คือค่ากำลังแสงที่ระยะทาง  $z$ ,  $\alpha_p$  คือค่าสัมประสิทธิ์การลดทอน หน่วยเป็น  $\text{km}^{-1}$  ซึ่งค่าการสัมประสิทธิ์การลดทอนของเส้นใยนำแสงโหมดเดียวประมาณ 0.2 dB/km ในช่วงความยาวคลื่น 1550 nm เป็นตัวแปรที่สำคัญในการคำนวณระยะไกลสุดระหว่างตัวส่งสัญญาณ และตัวรับสัญญาณหรือตัวขยายสัญญาณ

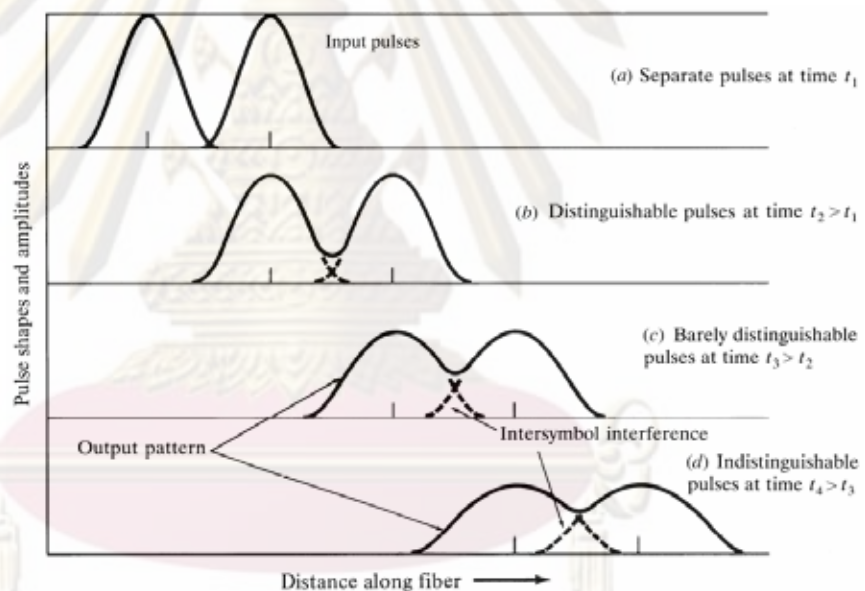


$$P(z)_{mW} = P(0)_{mW} \times 10^{\frac{-\alpha_p z}{10}} \quad (2.14)$$

$$P(z)_{dBm} = P(0)_{dBm} - (\alpha_p z)_{dB} \quad (2.15)$$

ตัวอย่างการคำนวณหาค่าระยะทางไกลสุด ที่ถูกจำกัดด้วยการลดทอน โดยตัวรับ สัญญาณทางแสงมีค่า Power Sensitivity เท่ากับ  $-26.5 \text{ dBm}$  ค่ากำลังแสงของตัวส่ง สัญญาณทางแสงเท่ากับ  $0 \text{ dBm}$  จากสมการที่ (2.15) สามารถคำนวณระยะทางไกลสุด เท่ากับ  $\frac{0\text{dBm} - (-26.5\text{dBm})}{0.3\text{dB/km}} = 88.33\text{km}$  ในทางปฏิบัติจำเป็นต้องเผื่อค่ากำลังแสงที่สามารถลดทอนได้จากระบบ (System Margin) ประมาณ  $6 \text{ dB}$  ระยะทางไกลสุดมีค่า ลดลงเท่ากับ  $\frac{0\text{dBm} - (-26.5\text{dBm}) - 6\text{dB}}{0.3\text{dB/km}} = 68.33\text{km}$

#### 2.2.4.2 การกระจายโครมาติก (Chromatic Dispersion)



รูปที่ 2.16 การถ่างออกของสัญญาณที่เคลื่อนที่ภายในเส้นใยนำแสง

การกระจายโครมาติก ทำให้สัญญาณที่เคลื่อนที่ภายในเส้นใยนำแสงต่างออก แสดงดังรูปที่ 2.16 [15] การที่สัญญาณมีความกว้างมากขึ้นจนไปอยู่ในพื้นที่ของบิตข้างเคียง ทำให้การตัดสินใจผิดพลาด เรียกว่าปัญหานี้ว่า Inter-Symbol Interference (ISI) ซึ่งมีสาเหตุเนื่องมาจาก Material Dispersion และ Waveguide Dispersion

Material Dispersion สาเหตุเนื่องมาจากแสงที่เคลื่อนที่เข้าสู่เส้นใยนำแสง ประกอบด้วยหลายความยาวคลื่นที่มีค่าใกล้เคียงกันมาก โดยค่า Refractive Index ของเส้นใยนำแสงมีค่าไม่เป็นเชิงเส้นขึ้นกับค่าความยาวคลื่น ทำให้ความเร็วในการเคลื่อนที่

ของแสงที่ความยาวคลื่นต่างกันมีความเร็วต่างกัน ดังนั้นแสงจึงเคลื่อนที่ถึงปลายทางไม่พร้อมกัน

Waveguide Dispersion การแสงส่วนใหญ่ที่เคลื่อนที่ภายใน Core มีบางส่วนประมาณ 20 % เบี่ยงเบนไปเคลื่อนที่ใน Cladding การออกแบบหน้าตัดของเส้นใยนำแสงให้เหมาะสมช่วยลดผลของ Waveguide Dispersion ได้

ค่าการกระจายโครมาติกของเส้นใยนำแสงโหมดเดียวชนิดมาตรฐานมีความสัมพันธ์กับความยาวคลื่นของแสงดังสมการที่ (2.16) [15] โดย  $D(\lambda)$  คือค่าการกระจายโครมาติกที่ความยาวคลื่นต่างๆ,  $\lambda$  คือความยาวคลื่นที่ใช้ในการรับส่งสัญญาณ,  $\lambda_0$  คือ ความยาวคลื่นที่ค่าการกระจายโครมาติกเป็นศูนย์ และ  $S_0$  คือค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของการกระจายโครมาติกเทียบกับความยาวคลื่น โดยค่าการกระจายโครมาติกของเส้นใยนำแสงโหมดเดียวชนิดมาตรฐานมีค่าประมาณ 16-20 ps/nm/km

$$D(\lambda) = \frac{\lambda S_0}{4} \left[ 1 - \left( \frac{\lambda_0}{\lambda} \right)^4 \right] \quad (2.16)$$

ในการคำนวณ Rise/Fall time ที่เพิ่มขึ้นจากการกระจายโครมาติกของเส้นใยนำแสงโหมดเดียวมีความสัมพันธ์ดังสมการที่ (2.17) [15] ขึ้นกับค่า Dispersion ของเส้นใยนำแสง ระยะทาง และความกว้างของพัลส์ ซึ่ง  $t_{GVD}$  คือความกว้างออกของพัลส์ข้อมูล,  $D$  คือค่า Dispersion ของเส้นใยนำแสง หน่วย ps/(nm·km),  $L$  คือระยะทางที่แสงเคลื่อนที่ และ  $\sigma_\lambda$  คือความกว้างสเปกตรัม (Spectral Width)

$$t_{GVD} \approx |D|L\sigma_\lambda \quad (2.17)$$

ตัวอย่างการคำนวณระยะทางไกลสุด ที่ถูกจำกัดด้วยการกระจายโครมาติก ค่าความกว้างพัลส์ ( $t_{GVD}$ ) มากสุดที่ตัวรับสัญญาณต้องน้อยกว่า 70 % ของความคาบบิตเมื่อใช้รูปแบบ Non Return to Zero (NRZ) เนื่องจากเป็นค่าความกว้างมากที่สุดที่ยังไม่รบกวนบิตข้างเคียง คาบบิตในระบบ 10 Gb/s เท่ากับ 100 ps ความกว้างสเปกตรัมของตัวส่งสัญญาณทางแสงด้วยเลเซอร์ที่มีมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้าอยู่ภายใน (Electro-Absorption Modulator Integrated Laser, EML) เท่ากับ 0.08 nm ส่งผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดียว ซึ่งมีค่า Dispersion เท่ากับ 20 ps/(nm·km) ดังนั้น ความยาวมากสุด ( $L$ ) เท่ากับ  $\frac{0.7 \times 100 \text{ ps}}{20 \text{ ps} / \text{nm} \cdot \text{km} \times 0.08 \text{ nm}} = 43.75 \text{ km}$  จะเห็นว่าระบบที่ใช้อัตราข้อมูลสูงประมาณ 10 Gb/s ขึ้นไปจะถูกจำกัดด้วยการกระจายโครมาติกมากกว่าการลดทอน

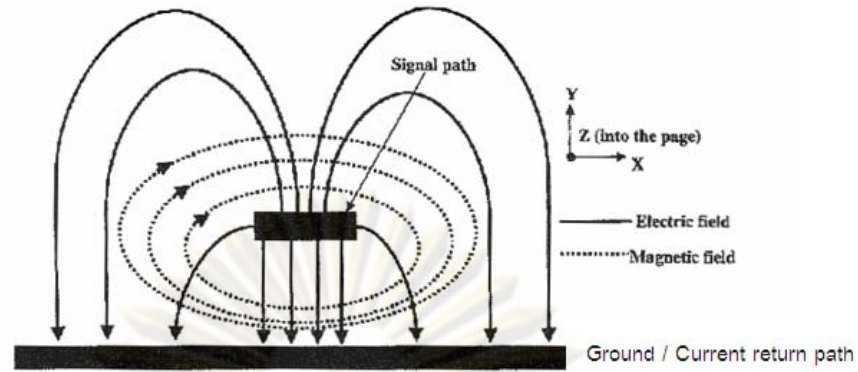
จากการคำนวณระยะไกลสุดจากปัญหาการลดทอนในหัวข้อ 2.2.4.1 ซึ่งระยะทางเท่ากับ 68.33 km และปัญหาการกระจายโครมาติกในหัวข้อ 2.2.4.2 ซึ่งระยะทางเท่ากับ 43.75 km จะเห็นว่าระยะทางไกลสุดถูกจำกัดด้วยปัญหาการกระจายโครมาติกในเส้นใยแสงโหมดเดียว ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงทำการทดสอบการรับสัญญาณผ่านเส้นใยแสงโหมดเดียวระยะทาง 40 km เป็นช่วงระยะตามมาตรฐาน ITU-T G.691 [16] และสอดคล้องกับการคำนวณ

## 2.3 หลักการออกแบบลายวงจรสำหรับวงจรความถี่สูง

ลายวงจรโดยทั่วไป คือการเชื่อมต่อเพื่อส่งผ่านสัญญาณที่ต้องการจากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่ง ซึ่งเปรียบได้กับสายส่ง (Transmission Line) โดยลายวงจรที่ความถี่ต่ำ ไม่ต้องคำนึงถึงองค์ประกอบสำคัญต่างๆ ของสายส่ง แต่เมื่อลายวงจรเหล่านี้ทำงานที่ความถี่สูงต้องคำนึงถึงทุกองค์ประกอบไม่ว่าจะเป็น ความเร็วในการเคลื่อนที่ของสัญญาณ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristics Impedance) การสูญเสีย (Loss) ไม่เช่นนั้นสัญญาณความถี่สูงนี้จะไม่สามารถส่งผ่านไปถึงอีกจุดหนึ่งได้ การเคลื่อนที่ของสัญญาณนั้นอาจเปรียบได้เหมือนกับการไหลของน้ำในท่อ [17] โดยพื้นที่หน้าตัดของท่อน้ำเปรียบได้กับค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และความเร็วในการเคลื่อนที่ของน้ำในท่อ เปรียบได้กับความเร็วในการเคลื่อนที่ของสัญญาณ เมื่อน้ำไหลผ่านท่อจะเกิดแรงต้านนั้นก็เปรียบได้กับการสูญเสียของสัญญาณข้อมูลระหว่างการเดินทาง ดังนั้นหากต้องการนำความเร็วคงที่ ท่อที่ใช้ควรมีขนาดเท่ากันตลอดทั้งเส้นทางและมีการสูญเสียน้อยที่สุด

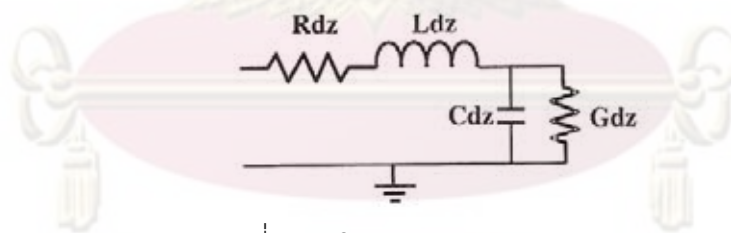
การกระจายของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าบนภาพตัดขวางของสายส่งชนิด Microstrip Line โดยสมมุติให้มีการเคลื่อนที่ของคลื่นสัญญาณเข้าสู่กระดาษ แสดงดังรูปที่ 2.17 [17] เมื่อคลื่นเคลื่อนที่เข้าสู่สายส่งจะเกิดสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กขึ้นรอบตัวนำซึ่งเป็นเส้นสัญญาณ (Signal Path) เนื่องจากการที่คลื่นเคลื่อนที่เข้าไปนั้น ทำให้เกิดความต่างศักย์ไฟฟ้าขึ้นระหว่างเส้นสัญญาณกับกราวด์ หรืออีกชื่อหนึ่งคือเส้นทางการไหลกลับของกระแส (Current Return Path) จึงเกิดสนามไฟฟ้าขึ้นในทิศจากเส้นสัญญาณไปยังชั้นกราวด์ และเมื่อมีการไหลของกระแสจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กรอบตัวนำ ในทิศตามกฎมือคือทิศตามเข็มนาฬิกา

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 2.17 ภาคตัดขวางของสายส่งชนิด Microstrip Line แสดงทิศทางของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า โดยสมมติให้คลื่นเคลื่อนที่เข้าสู่กระดาษ

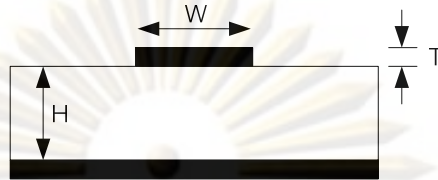
โดยทั่วไปสายส่งที่ใช้บนแผ่นวงจรพิมพ์ (Printed Circuit Board, PCB) นั้นมีความไม่เป็นอุดมคติอยู่ เนื่องจากคุณลักษณะของเนื้อตัวนำและของชั้นไดอิเล็กตริก ดังนั้นโมเดลส่วนย่อยของสายส่งจึงถูกนำเสนอด้วยตัวต้านทานสองตัวคือ (1) ตัวต้านทานที่ต่ออนุกรม ( $R_{dz}$ ) เป็นตัวแทนของการสูญเสียที่เกิดจากตัวนำความยาวจำกัด และ (2) ตัวต้านทานที่ต่อขนาน ( $G_{dz}$ ) เป็นตัวแทนของการสูญเสียที่เกิดจากชั้นไดอิเล็กตริกความยาวจำกัดที่คั่นระหว่างตัวนำและชั้นกราวด์ นอกจากนี้ในโมเดลส่วนย่อยยังมีตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรม ( $L_{dz}$ ) เป็นตัวแทนของสนามแม่เหล็กและตัวเก็บประจุที่ต่อขนาน ( $C_{dz}$ ) เป็นตัวแทนของสนามไฟฟ้าตกคร่อมระหว่างตัวนำและชั้นกราวด์ รวมเรียกโมเดลย่อยนี้ว่า หน่วยย่อย RLCG (RLCG element) แสดงดังรูปที่ 2.18 [17]



รูปที่ 2.18 โมเดลส่วนย่อยของสายส่ง

สายส่งที่ใช้ในแผ่นวงจรพิมพ์ความถี่สูงโดยทั่วไปมี 3 ชนิด คือสายส่งชนิด Microstrip Line สายส่งชนิด Stripline และสายส่งชนิด Coplanar Waveguide แสดงภาพตัดขวางดังรูปที่ 2.19 (ก) รูปที่ 2.19 (ข) และรูปที่ 2.19 (ค) [18] ตามลำดับ โครงสร้างของสายส่งชนิด Microstrip Line ประกอบด้วยส่วนบนสุดคือ เส้นทองแดง ซึ่งเป็นเส้นสัญญาณของวงจร มีความกว้าง  $W$  และความหนา  $T$  วางอยู่บนแผ่นไดอิเล็กตริกที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก  $\epsilon_r$  และมีความหนา  $H$  ส่วนชั้นล่างสุดเป็นแผ่นทองแดง ซึ่งมีไว้ทำหน้าที่เป็นชั้นกราวด์ สำหรับโครงสร้างของสายส่งชนิด Stripline จะมีเส้นสัญญาณฝังอยู่ภายในชั้นไดอิเล็กตริก และขนานบทั้งบนและล่าง ด้วยแผ่นทองแดงซึ่งเป็นชั้นกราวด์ ส่วนโครงสร้างของสายส่งชนิด Coplanar Waveguide มีโครงสร้างของเส้นสัญญาณ

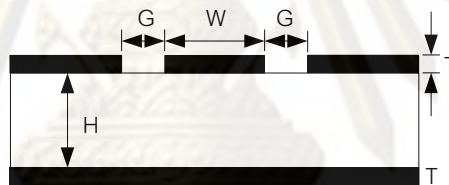
อยู่ตรงกลางและมีกราวด์อยู่บนทั้งสองด้าน สามารถแบ่งออกย่อยได้เป็นหลายชนิดแต่ชนิดที่นิยมใช้ในการออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์จะเป็นชนิด Conductor-Backed Coplanar Waveguide (CBCPW) คือการมีชั้นกราวด์อยู่ที่ด้านล่างของเส้นสัญญาณด้วย มีข้อดีที่ทำให้สามารถใช้ร่วมกับสายส่งชนิด Microstrip Line ได้ง่ายและยังทำให้แผ่นวงจรพิมพ์มีความแข็งแรงมากยิ่งขึ้น



(ก) Microstrip Line



(ข) Stripline



(ค) Coplanar Waveguide

รูปที่ 2.19 ภาพตัดขวางของสายส่งชนิด (ก) Microstrip Line

(ข) Stripline (ค) Coplanar Waveguide

แผ่นวงจรพิมพ์จะมีชั้นส่วนความถี่สูงอย่างชิปวงจรรวมแปะอยู่ที่ด้านบนและล่างของแผ่น การเชื่อมต่อเส้นสัญญาณระหว่างชิปจะใช้สายส่งชนิด Microstrip Line หรือ Coplanar Waveguide เป็นส่วนใหญ่ ยกเว้นกรณีที่มีพื้นที่จำกัดจึงจำเป็นต้องเชื่อมต่อเส้นสัญญาณไปยังชั้นอื่นที่อยู่ภายในแผ่นวงจรพิมพ์ จึงจำเป็นต้องใช้สายส่งชนิด Stripline โดยการออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์จำนวน 4 ชั้น ซึ่งให้เส้นสัญญาณความถี่สูงอยู่ในชั้นแรกเพียงชั้นเดียว ดังนั้นจึงจะพิจารณาเฉพาะสายส่งชนิด Microstrip Line และสายส่งชนิด Coplanar Waveguide เท่านั้น การออกแบบลายวงจรจำเป็นต้องมีความเข้าใจค่าพารามิเตอร์พื้นฐานของการออกแบบคือ ค่าความเร็วและค่าความล่าช้า ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ซึ่งจะอธิบายต่อไปในหัวข้อ 2.3.1 และ 2.3.2 ตามลำดับ

### 2.3.1 ค่าความเร็วและค่าความล่าช้า

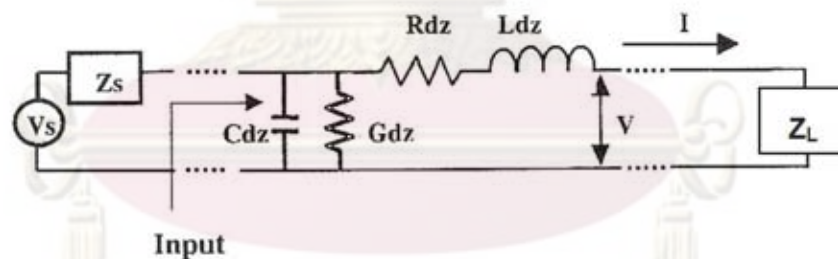
ความเร็วของการเคลื่อนที่ในแผ่นวงจรมิฉะนั้นมีค่าแปรผกผันกับรากที่สองของค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) ดังสมการที่ (2.18) [18] เมื่อไดอิเล็กตริกที่อยู่ระหว่างเส้นสัญญาณกับชั้นกราวด์มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสูง จะทำให้สัญญาณเคลื่อนที่ได้ช้ากว่าการใช้ไดอิเล็กตริกที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกต่ำกว่า

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{โดย } c = \text{ความเร็วแสง } (2.9979 \times 10^8 \text{ m/s}) \quad (2.18)$$

ส่วนค่าความล่าช้า (Time Delay, TD) ในการเคลื่อนที่ของสัญญาณ คือ เวลาทั้งหมดที่คลื่นใช้ในการเคลื่อนที่ตลอดความยาวของเส้นสัญญาณ เวลาทั้งหมดที่ใช้เดินทางก่อให้เกิดความล่าช้าจากความยาวทั้งหมดของเส้นสัญญาณ ( $x$ ) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.19) [18] จะพบว่าความล่าช้าแปรผันตรงตามความยาวรวมของเส้นสัญญาณ ดังนั้น เพื่อลดความล่าช้าของสัญญาณจึงควรออกแบบให้เส้นสัญญาณสั้นที่สุดเท่าที่เป็นไปได้

$$TD = \frac{x\sqrt{\epsilon_r}}{c} \quad (2.19)$$

### 2.3.2 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Impedance)



รูปที่ 2.20 วงจรเชื่อมต่อของสายส่ง

ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ( $Z_0$ ) คือค่าอัตราส่วนระหว่างแรงดัน (V) ต่อกระแส (I) ที่จุดใด ๆ บนเส้นสัญญาณรูปที่ 2.20 [17] แสดงวงจรเชื่อมต่อของสายส่ง ซึ่งประกอบไปด้วยโมเดลย่อยของสายส่งต่อกันแบบอนุกรมจำนวนมากรวมกันเป็นสายส่ง โดยมีแหล่งจ่าย ( $V_s$ ) เชื่อมต่อกับสายส่งที่ต้นทางเพื่อส่งสัญญาณขาเข้า (Input) ผ่านไปสู่โหลดที่ปลายทาง

การออกแบบหลายวงจรสำหรับวงจรความถี่สูง ควรออกแบบให้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งมีค่าเท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย ( $Z_s$ ) และเท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด ( $Z_L$ ) เพื่อลดการสะท้อนกลับของสัญญาณที่จะเกิดขึ้นตรงรอยต่อเมื่อที่มีค่าอิมพีแดนซ์ไม่เท่ากัน

$$\rho = \frac{V_{reflected}}{V_{incident}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.20)$$

ตัวอย่างเช่น เมื่อพิจารณาที่จุดรอยต่อระหว่างสายส่งและโหลด จะมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ( $\rho$ ) เป็นไปตามสมการ (2.20) [17] จากสมการจะพบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนเป็นอัตราส่วนระหว่างผลต่างกับผลบวกของค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งและค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด เมื่อสายส่งและโหลดมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากัน จะไม่มีสัญญาณสะท้อน ( $V_{reflected}$ ) เกิดขึ้น แต่ในกรณีที่ค่าอิมพีแดนซ์ไม่เท่ากันจะทำให้เกิดสัญญาณสะท้อนเท่ากับสัมประสิทธิ์การสะท้อนคูณกับสัญญาณตกกระทบ ( $V_{incident}$ ) ดังนั้นจากการที่ค่าการสะท้อนของสัญญาณขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ที่เปลี่ยนแปลงไป ณ จุดรอยต่อ จึงควรออกแบบให้สายส่งมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากันตลอดสายส่ง และเท่ากันกับค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ที่เชื่อมต่อทั้งต้นทางและปลายทางของสัญญาณ

การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ความถี่สูงจะมีการใช้การส่งสัญญาณทั้งแบบเดี่ยว (Single-Ended Signal) คือการส่งสัญญาณระหว่างจุดหนึ่งไปถึงอีกจุดหนึ่งบนเส้นสัญญาณเส้นเดียว และการส่งสัญญาณแบบผลต่าง (Differential Signal) คือการส่งสัญญาณคู่ขนานสองเส้นที่มีความยาวเท่ากัน โดยให้เส้นหนึ่งส่งข้อมูลหนึ่ง (DATA) อีกเส้นสัญญาณส่งข้อมูลที่กลับกับข้อมูลนั้น ( $\overline{DATA}$ ) การรับข้อมูลปลายทางจะนำทั้งสองข้อมูลมาลบกัน ซึ่งข้อดีต่างจากการส่งข้อมูลแบบเดี่ยวคือ จะสามารถลดสัญญาณรบกวนที่เกิดที่ตำแหน่งเดียวกันได้ และช่วยในการส่งสัญญาณขนาดใหญ่ ซึ่งการคำนวณหาอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณแบบเดี่ยวและเส้นสัญญาณแบบผลต่างจะอธิบายต่อไปในหัวข้อที่ 2.3.2.1 และ 2.3.2.2

### 2.3.2.1 เส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line แบบเดี่ยว

ในการคำนวณหาอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line แบบเดี่ยว ซึ่งมีภาพตัดขวางแสดงดังรูปที่ 2.19 (a) สามารถอ้างอิงได้จากสมการ (2.21) [17] ซึ่งเป็นสมการอย่างง่าย เนื่องจากประมาณค่าสนามไฟฟ้าทั้งหมดอยู่ภายในชั้นไดอิเล็กตริก โดยใช้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของแผ่นไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) ในการคำนวณ พบว่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ( $Z_0$ ) ของสายส่งชนิดนี้แปรผันตามค่าความสูงของไดอิเล็กตริก แต่แปรผกผันกับค่าความกว้าง และความหนาของเส้นสัญญาณ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริก

$$Z_0 \approx \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln\left(\frac{5.98H}{0.8W + T}\right) \text{ Ohms} \quad (2.21)$$

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

ในกรณีที่ต้องการความแม่นยำในการคำนวณมากขึ้นจำเป็นต้องเปลี่ยนมาใช้สมการ (2.22) [17] เพื่อคำนวณค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ เนื่องจากพิจารณาคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ากระจายตัวครอบคลุมทั้งในอากาศและในชั้นไดอิเล็กตริก คำนวณโดยการแบ่งน้ำหนักระหว่างค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของอากาศ ( $\epsilon = 1$ ) และของแผ่นไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_r$ ) ได้เป็นค่า  $\epsilon_e$  (effective  $\epsilon$ )

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0 \epsilon_0}{\epsilon_e}} \frac{1}{C_a} \text{ Ohms} \quad (2.22)$$

โดยที่

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

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

และ

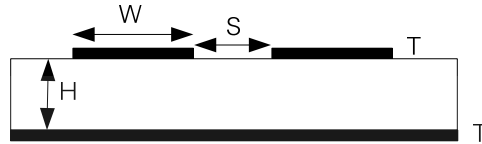
$$F = \begin{cases} 0.02(\epsilon_r - 1) \left( 1 - \frac{W}{H} \right)^2 & \text{when } \frac{W}{H} \leq 1 \\ 0 & \text{when } \frac{W}{H} > 1 \end{cases}$$

### 2.3.2.2 เส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line แบบผลต่าง

ในการคำนวณหาอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line แบบผลต่าง ซึ่งมีภาพตัดขวางแสดงดังรูปที่ 2.21 สามารถคำนวณอิมพีแดนซ์คุณลักษณะแบบผลต่างได้ดังสมการที่ (2.23) [18] โดย  $Z_0$  คืออิมพีแดนซ์ของเส้นสัญญาณแบบเดี่ยวสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.21) หรือ (2.22),  $S$  คือระยะห่างระหว่างสองเส้นสัญญาณ,  $H$  คือความสูงของแผ่นไดอิเล็กตริก

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





รูปที่ 2.21 ภาพตัดขวางของสายส่งชนิด Microstrip Line แบบผลต่าง

### 2.3.2.3 เส้นสัญญาณชนิด Coplanar Waveguide แบบเดี่ยว

ในการคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณชนิด Coplanar Waveguide แบบเดี่ยว ซึ่งมีภาพตัดขวางแสดงดังรูปที่ 2.19 (c) สามารถคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะแบบผลต่างได้ดังสมการที่ (2.24) [19] โดย  $Z_{0\_CBCPW}$  คือค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณชนิด Coplanar Waveguide แบบเดี่ยว,  $K(k)$  คือการอินทิกรัลวงรีแบบสมบูรณ์ขั้นแรก (Complete elliptic integral of the first kind),  $K'(k)$  คือฟังก์ชันเติมเต็ม (Complementary Function),  $W$  คือความกว้างของเส้นสัญญาณ,  $H$  คือความสูงของชั้นไดอิเล็กตริก,  $G$  คือระยะระหว่างเส้นสัญญาณและกราวด์

$$Z_{0\_CBCPW} = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{1}{\frac{K(k_1)}{K'(k_1)} + \frac{K(k_2)}{K'(k_2)}} \quad (2.24)$$

$$\text{โดยที่ } \epsilon_{eff} = 1 + q(\epsilon_r - 1), \quad q = \frac{\frac{K(k_2)}{K'(k_2)}}{\frac{K(k_1)}{K'(k_1)} + \frac{K(k_2)}{K'(k_2)}}$$

$$k_1 = \frac{W}{W + 2G}, \quad k_2 = \tanh\left(\pi \frac{W}{4H}\right) / \tanh\left(\pi \frac{W + 2G}{4H}\right)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2}$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\pi}{\ln[2(1 + \sqrt{k'}) / (1 - \sqrt{k'})]} \quad \text{for } 0 \leq k \leq 0.707$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{\ln[2(1 + \sqrt{k}) / (1 - \sqrt{k})]}{\pi} \quad \text{for } 0.707 \leq k \leq 1$$

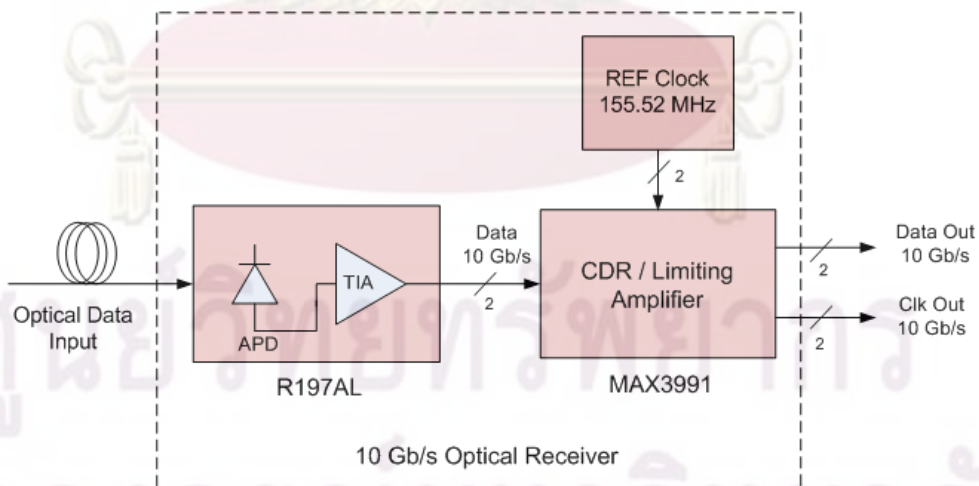
## บทที่ 3

### การออกแบบตัวรับสัญญาณทางแสง

การออกแบบตัวรับสัญญาณทางแสงอัตราข้อมูล 10 Gbps กิกะบิตต่อวินาที แบ่งออกเป็น 3 ส่วนหลัก คือ องค์ประกอบที่เลือกใช้ การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ของตัวรับสัญญาณทางแสง และการออกแบบลายวงจรตัวรับสัญญาณทางแสง ที่จะกล่าวในหัวข้อ 3.1 ถึง 3.3 ตามลำดับ

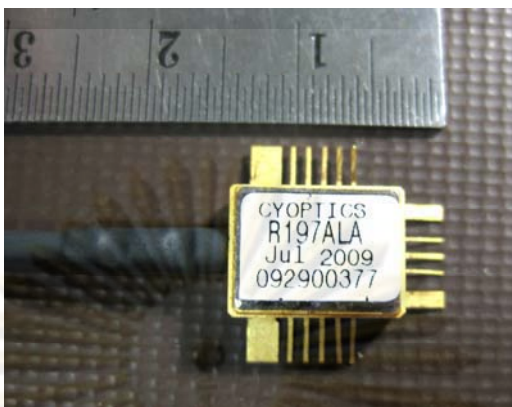
#### 3.1 องค์ประกอบที่เลือกใช้

องค์ประกอบของตัวรับสัญญาณแสง 10 Gb/s เป็นดังรูปที่ 3.1 อุปกรณ์ที่จะเลือกใช้ประกอบด้วย (1) ตัวตรวจจับแสงชนิด APD (Avalanche Photo-Detector) ที่มีตัวขยายสัญญาณแบบ TIA (Trans-Impedance Amplifier) อยู่ภายใน ทำหน้าที่แปลงและขยายสัญญาณข้อมูลแสงเป็นสัญญาณข้อมูลไฟฟ้า, (2) ตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง (Reference Clock) ที่ความถี่ 155.52 MHz เป็นสัญญาณนาฬิกาเข้าให้กับตัวกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล, และ (3) ตัวกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล (Clock-Data Recovery, CDR) ที่มีตัวขยายสัญญาณแบบ Limiting Amplifier อยู่ภายใน ทำหน้าที่กู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูลจากสัญญาณข้อมูลขาเข้าที่มาจาก TIA รายละเอียดของแต่ละองค์ประกอบจะอธิบายในหัวข้อ 3.1.1 ถึง 3.1.3 ตามลำดับ



รูปที่ 3.1 แผนภาพแสดงส่วนประกอบของตัวรับสัญญาณแสง

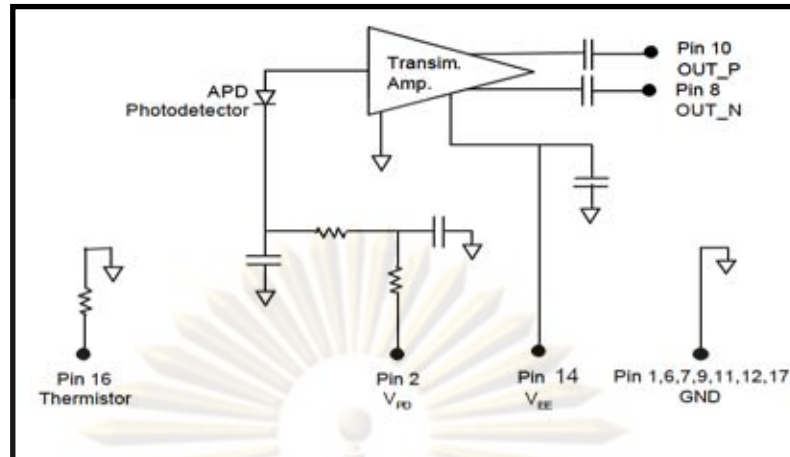
### 3.1.1 ตัวตรวจจับแสงชนิดถล่มทลาย



รูปที่ 3.2 ตัวตรวจจับแสงชนิดถล่มทลาย โมดูล R197AL

ตัวตรวจจับแสงที่เลือกใช้เป็นชนิดถล่มทลาย (APD) โมดูล R197AL ของบริษัท CyOptics แสดงดังรูปที่ 3.2 เนื่องจาก APD มีค่า Power Sensitivity ที่ต่ำกว่าชนิด PIN (Positive-Intrinsic-Negative) ทำให้สามารถตรวจจับสัญญาณแสงระดับต่ำกว่าได้ ตัวขยายสัญญาณแบบ TIA ที่รวมอยู่ภายในโมดูลมีไว้สำหรับขยายสัญญาณไฟฟ้าให้มีความต่างระดับระหว่างสัญญาณข้อมูล บิต 1 และบิต 0 มากขึ้น APD นี้สามารถตรวจจับแสงช่วงความยาวคลื่น 1280-1610 nm ซึ่งเป็นช่วงกว้างมาก และมีค่า Power Sensitivity ต่ำเท่ากับ  $-26.5$  dBm เมื่อทำการวัดที่อัตราบิตข้อมูล 9.95 Gb/s (OC-192) และที่อัตราความผิดพลาดบิต  $10^{-12}$

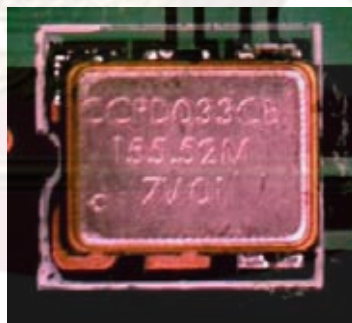
วงจรรภายในของตัวตรวจจับแสงชนิด APD โมดูล R197AL แสดงดังรูปที่ 3.3 [24] โดย APD ทำหน้าที่แปลงกำลังแสงที่ตรวจจับได้เป็นกระแสไฟฟ้าตามค่า Responsivity ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสไฟฟ้าขาออกต่อกำลังแสงขาเข้า จะมีค่าอยู่ระหว่าง 0.7-1.2 A/W APD ต้องการไฟเลี้ยง ( $V_{PD}$ ) โปแอตย์ย้อนกลับอยู่ในช่วง 25-37 V กระแสไฟฟ้าที่แปลงได้ส่งเข้าสู่ตัวขยายสัญญาณชนิด TIA ทำหน้าที่แปลงกระแสไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้าขาออกแบบผลต่าง (Differential Signal) ที่ขา Pin10 และ Pin8 โดยมีค่าอัตราการแปลง Transimpedance ( $Z_T$ ) เท่ากับ  $7$  k $\Omega$  ทำให้ได้ค่าแรงดันไฟฟ้าขาออกแบบผลต่างอยู่ในช่วง 50-500 mVp-p ขึ้นอยู่กับระดับกำลังแสงขาเข้า โดยไฟเลี้ยงของ TIA ( $V_{EE}$ ) มีค่าอยู่ระหว่าง 3.14-3.47 V นอกจากนี้ค่าการย้อนกลับกำลังแสง (Optical Return Loss) ของ APD มีค่าน้อยมากเท่ากับ 27 dB เมื่อไม่มีหัวเชื่อมต่อ



รูปที่ 3.3 วงจรภายในของตัวตรวจจับแสงชนิด APD โมดูล R197AL

### 3.1.2 ตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง

ตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงที่เลือกใช้คือ โมดูล CCPD-033 [25] ของบริษัท Crystek Crystals Corporation แสดงดังในรูปที่ 3.4 ตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาชนิดนี้ผลิตจากคริสตอล จะสร้างสัญญาณที่มีความถี่ 155.52 MHz และมีค่าเสถียรภาพของความถี่ (Frequency Stability) เท่ากับ  $\pm 50$  ppm สัญญาณนาฬิกาขาออกเป็นแบบผลต่างชนิด Low-Voltage Positive-Emitter-Coupled Logic (LVPECL) โดยมีระดับแรงดันผลต่างเท่ากับ 800 mVp-p อีกทั้งมีค่า Rise/Fall time ที่ 20%-80% ไม่เกิน 1 ns



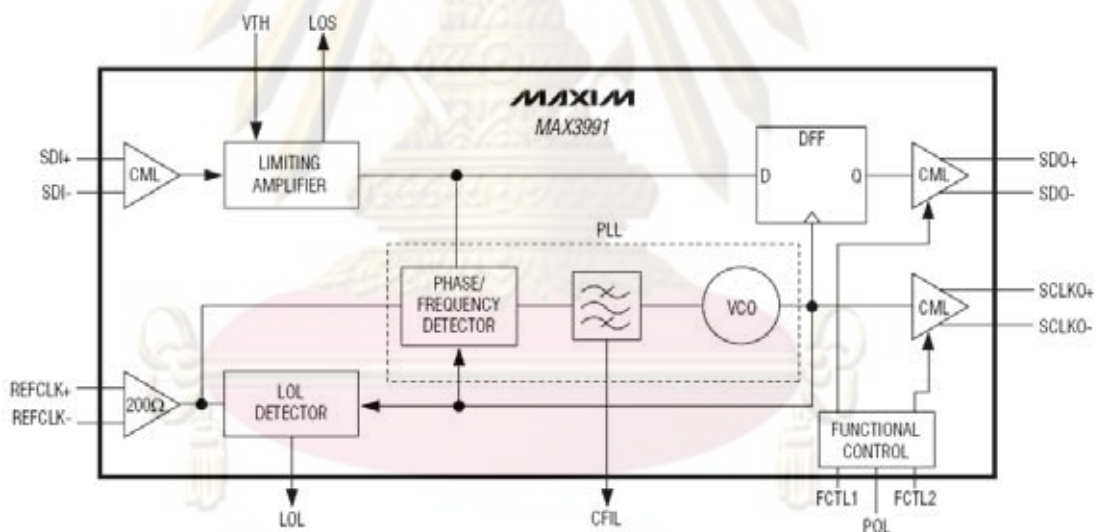
รูปที่ 3.4 ตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง โมดูล CCPD-033

### 3.1.3 ตัวกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล

ตัวกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูลที่เลือกใช้คือชิปวงจรรวม โมดูล MAX3991 ของบริษัท MAXIM เป็น CDR ที่ทำงานในช่วงอัตราข้อมูล 9.95-11.1 Gb/s และมีตัวขยายสัญญาณชนิด Limiting Amplifier อยู่ภายใน ซึ่งทำหน้าที่ขยายสัญญาณไฟฟ้าแบบคงค่าคือจะไม่แปรผันตามระดับสัญญาณขาเข้า หลังจากสัญญาณข้อมูลถูกขยายแล้วจะแยกออกเป็น 2 ทาง คือ (1) เข้าสู่วงจรเฟสล็อกลูป (Phase Lock Loop, PLL) เพื่อทำการกู้คืนสัญญาณนาฬิกาออกมา

โดย PLL จะใช้สัญญาณนาฬิกาขาเข้าจากตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงที่ได้กล่าวไว้แล้วในหัวข้อ 4.1.2 และ (2) เข้าสู่ D flip-flop (DFF) เพื่อทำการกักเก็บสัญญาณข้อมูลออกมา โดย DFF จะใช้สัญญาณนาฬิกาที่กักเก็บได้จาก PLL เป็นจังหวะในการสร้างสัญญาณข้อมูลใหม่ออกมา

แผนภาพวงจรภายในของตัวกักเก็บสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล โมดูล MAX3991 แสดงดังรูปที่ 3.5 [26] โดยมีสัญญาณขาเข้า 4 เส้นอยู่ทางซ้ายของแผนภาพวงจรคือ (1-2) สัญญาณข้อมูลขาเข้าแบบผลต่าง (SDI+, SDI-) ด้วยระดับแรงดันผลต่างในช่วง 15-1000 mVp-p และ (3-4) สัญญาณนาฬิกาอ้างอิงขาเข้า (REFCLK+, REFCLK-) ด้วยระดับแรงดันผลต่างในช่วง 300-1600 mVp-p หลังจากทำการขยายสัญญาณข้อมูลขาเข้าด้วย Limiting Amplifier และกักเก็บสัญญาณนาฬิกาด้วย PLL จะได้สัญญาณขาออก 4 เส้นอยู่ทางขวาของแผนภาพวงจรคือ (1-2) สัญญาณข้อมูลขาออกแบบผลต่าง (SDO+, SDO-) ออกจาก DFF ด้วยระดับแรงดันผลต่างในช่วง 575-725 mVp-p โดยมีค่าช่วงเวลาเพิ่มระดับและค่าช่วงเวลาลดระดับที่ 20%-80% อยู่ระหว่าง 18-30 ps และ (3-4) สัญญาณนาฬิกาขาออก (SCLKO+, SCLKO-) ด้วยระดับแรงดันผลต่างเท่ากับ 380 mVp-p



รูปที่ 3.5 แผนภาพวงจรภายในของตัวกักเก็บสัญญาณข้อมูลและสัญญาณนาฬิกา โมดูล MAX3991

ตัวกักเก็บสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูลนี้ มีการตรวจวัดและแสดงสถานะการทำงาน อยู่ 2 ตำแหน่งคือ (1) Loss of Signal (LOS) เมื่อสัญญาณข้อมูลขาเข้ามีระดับแรงดันต่ำกว่าค่าที่กำหนดไว้ และ (2) Loss of Lock (LOL) เมื่อวงจรเฟสล็อกหลุดไม่มีการล็อกสัญญาณ โดยทั้ง LOS และ LOL แสดงค่าเป็นสัญญาณระดับต่ำเท่ากับ 0.4 V ในการประยุกต์ใช้งานจะต่อตำแหน่งทั้งสองนี้เข้ากับหลอดไฟ LED เพื่อแสดงสถานะการทำงาน

เนื่องจากตัว CDR นี้สามารถทำงานได้ในช่วงอัตราบิตข้อมูล 9.95-11.1 Gb/s ซึ่งเป็นช่วงที่กว้างมากและครอบคลุมหลากหลายระบบการใช้งาน ดังแสดงในคอลัมน์แรกในตารางที่ 3.1 [26] สำหรับการใช้งานในแต่ละระบบนั้นจะต้องเลือกค่าอัตราบิตข้อมูลตามที่กำหนดไว้ในคอลัมน์สอง และใช้สัญญาณนาฬิกาอ้างอิงที่เป็นค่าอัตราส่วน 1/16 หรือ 1/64 ของค่าอัตราบิตข้อมูลดังในคอลัมน์สามหรือคอลัมน์สี่ตามลำดับ ในกรณีนี้เป็นการออกแบบต้นแบบตัวรับส่งสัญญาณแสง 10 Gb/s เพื่อใช้งานในระบบ OC-192 SONET-SDH64 จึงเลือกใช้ตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงที่ความถี่ 155.52 MHz

ตารางที่ 3.1 ตารางแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราข้อมูลกับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง

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

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

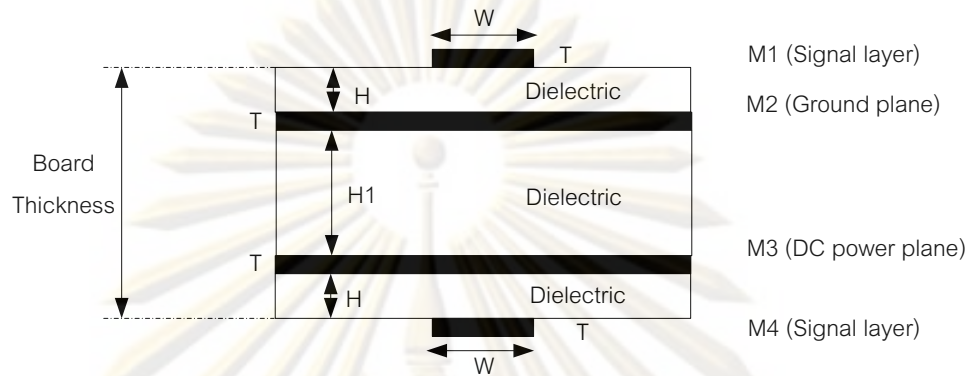
### 3.2 การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ ตัวรับสัญญาณทางแสง 10 กิกะบิตต่อวินาที

แผ่นวงจรพิมพ์ที่ได้ออกแบบเป็นสายส่งชนิด Microstrip Line ภายในตัวรับส่งสัญญาณทางแสงประกอบไปด้วยชิปวงจรรวม (Integrated Circuit, IC) ตัวเลเซอร์และตัวตรวจจับแสง ซึ่งต้องใช้ไฟเลี้ยงต่างค่ากันในการทำงาน แต่การที่มีไฟเลี้ยงอยู่ใกล้กับเส้นสัญญาณจะทำให้เกิดการรบกวนกันขึ้น ดังนั้นจึงออกแบบให้มีชั้นของไฟเลี้ยงกระแสตรงโดยเฉพาะอยู่ถัดลงไปจากชั้นกราวด์

การมีชั้นไฟเลี้ยงมีข้อดีมากกว่าการที่ไฟเลี้ยงกระจุกตัวอยู่เป็นส่วนๆ [27] อาทิเช่น ความสามารถในการจ่ายกระแสความถี่สูงและด้วยปริมาณกระแสที่มากกว่าได้ การลดระดับสัญญาณรบกวนของแรงดันจากการเชื่อมต่อไฟเลี้ยงได้ และทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงที่มาเชื่อมต่อวงจรมีค่าต่ำลง นอกจากนี้ชั้นถัดลงไปจากชั้นไฟเลี้ยง ยังใช้เป็นเส้นสัญญาณได้อีก เนื่องจากสามารถมองชั้นของไฟเลี้ยงกระแสตรงที่ขนานอยู่เป็นชั้นของ AC กราวด์ ที่ขนานไปกับเส้นสัญญาณชั้นล่างสุดได้ ดังนั้นชั้นเส้นสัญญาณนี้จึงใช้สำหรับรับส่งข้อมูลที่ความถี่ต่ำเท่านั้น

รายละเอียดของแผ่นวงจรพิมพ์ที่ออกแบบมีทั้งหมด 4 ชั้น ดังรูปที่ 3.6 ชั้นบนสุดคือชั้นเส้นสัญญาณ (M1) ถัดไปคือชั้นกราวด์ (M2), ชั้นไฟเลี้ยง (M3), และชั้นล่างสุดคือชั้นเส้นสัญญาณ

ความถี่ต่ำ (M4) วัสดุที่ใช้มี 2 ส่วน คือ ส่วนตัวนำไฟฟ้า (บริเวณสีดำในรูปที่ 3.6) เช่น เส้นสัญญาณ, ชั้นกราวด์, และชั้นไฟเลี้ยง กับส่วนฉนวน (บริเวณสีขาวในรูปที่ 3.6) เช่น ชั้นระหว่างเส้นสัญญาณและชั้นกราวด์, ชั้นระหว่างเส้นสัญญาณและชั้นไฟเลี้ยง, และชั้นระหว่างชั้นกราวด์และชั้นไฟเลี้ยง



รูปที่ 3.6 รายละเอียดของแผ่นวงจรพิมพ์ที่ออกแบบ

การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ จำเป็นต้องเลือกใช้วัสดุในการผลิตที่เหมาะสมดังรายละเอียดในหัวข้อ 3.2.1 และกำหนดขนาดและความหนาของแต่ละวัสดุ จากการคำนวณค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะดังรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.2.2 ตามลำดับ

### 3.2.1 วัสดุที่เลือกใช้ผลิตแผ่นวงจรพิมพ์

วัสดุที่ใช้ผลิตแผ่นวงจรพิมพ์แบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือส่วนตัวนำไฟฟ้า และส่วนฉนวน โดยจะอธิบายรายละเอียดในหัวข้อ 3.2.1.1 และ 3.2.1.2 ตามลำดับ

#### 3.2.1.1 ตัวนำไฟฟ้า

นิยมใช้ทองแดง มีค่าสภาพนำไฟฟ้า (Conductivity) เท่ากับ  $5.88 \times 10^7$  S/m ในการสั่งผลิตแผ่นวงจรพิมพ์จะระบุความหนาของทองแดงตามน้ำหนักต่อพื้นที่ ( $\text{oz}/\text{ft}^2$ ) ซึ่งแปลงเป็นค่าความหนาในหน่วย mil ได้ดังตารางที่ 3.2 ในกรณีนี้ตัวนำไฟฟ้าที่เลือกใช้คือทองแดงน้ำหนัก  $1 \text{ oz}/\text{ft}^2$  ซึ่งมีความหนา 1.40 mils

ตารางที่ 3.2 ค่าความหนาของทองแดง

Weight (oz/ft <sup>2</sup> )	Thickness (mil)
1/4	0.35
1/2	0.70
1	1.40
2	2.80
3	4.20

### 3.2.1.2 ฉนวน หรือสารไดอิเล็กตริก

ชนิดของสารไดอิเล็กตริกจะส่งผลกระทบต่อค่าการส่งผ่านของสัญญาณเป็นอย่างมาก อย่างค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_R$ ) ที่มีผลต่อค่าความล่าช้า และค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ตามที่ได้อธิบายไปแล้วในหัวข้อ 2.3.1 และ 2.3.2 ส่วนค่า Loss Tangent ( $Tan \delta$ ) ที่ความถี่ 1 GHz และความถี่ 10 GHz จะส่งผลกระทบต่อการสูญเสียของสัญญาณตามระยะทางที่เพิ่มขึ้น โดยค่าสำคัญทั้งสองค่านี้แปรเปลี่ยนตามชนิดของสารไดอิเล็กตริกและความถี่ที่ใช้งาน สำหรับราคาของวัสดุจะเปรียบเทียบเป็นจำนวนเท่า กับสารไดอิเล็กตริกชนิด FR4 ดังตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 เปรียบเทียบค่าคงที่ไดอิเล็กตริก และค่า Loss Tangent ของวัสดุชนิดต่างๆ [28]

MATERIAL	$\epsilon_R$	Tan $\delta$ (1Ghz)	Tan $\delta$ (10Ghz)	COST
FR4	4.4	0.018	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
ROGERS 4003	3.38	0.0027	0.0027	2
ROGERS 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	0.0020	0.0020	2
TSM29	2.94	0.0012	0.0014	2

จากการเปรียบเทียบค่าในตารางจะพบว่า วัสดุที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและค่า Loss Tangent สูง จะมีราคาถูก สารไดอิเล็กตริกที่ใช้กันอย่างแพร่หลายคือ FR4 เป็นสาร



Epoxy Thermosetting โดยทั่วไปจะผสมใยแก้ว (Fiber Glass) เพื่อเพิ่มความแข็งแรง แต่ไม่ค่อยเหมาะกับการส่งผ่านสัญญาณความถี่สูง ส่วน ROGERS Series (4003, 4350) [29] จะเหมาะสมกว่าสำหรับ เนื่องจากสามารถระบุความหนา ควบคุมค่าไดอิเล็กตริกได้ และยังใช้กับบอร์ดหลายชั้น (Multi-Layer Board) ได้ดีอีกด้วย สำหรับในกรณีนี้สารไดอิเล็กตริกที่เลือกใช้ออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์คือ FR4 เนื่องจากเป็นสารไดอิเล็กตริกชนิดเดียวที่ใช้ในกระบวนการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์ในประเทศไทย ซึ่งส่วนมากเป็นแผ่นวงจรพิมพ์ความถี่ต่ำ โดยใช้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของ FR4 เท่ากับ 4.4 และค่า Loss Tangent เท่ากับ 0.015 ในการคำนวณเพื่อการออกแบบเส้นสัญญาณ

### 3.2.2 การคำนวณค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ

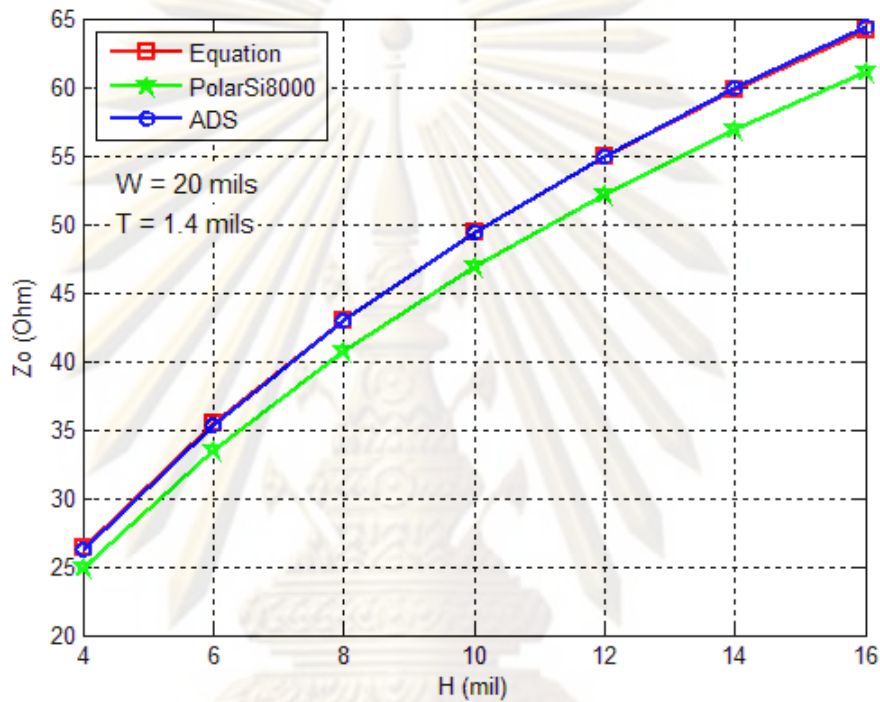
การออกแบบขนาดของเส้นสัญญาณความถี่สูง ไม่ว่าจะเป็นความกว้างของเส้นสัญญาณ (W), ความหนาของชั้นไดอิเล็กตริก (H), ระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณแบบผลต่าง (S) และระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณกับกราวด์ (G) ล้วนแล้วส่งผลกับค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณทั้งสิ้น ดังนั้นในการออกแบบจึงใช้การคำนวณค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณให้มีค่าเท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายและค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดในวงจร เพื่อลดสัญญาณที่สะท้อนเนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์ที่ไม่เท่ากัน

การคำนวณค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณตัวรับสัญญาณทางแสง แบ่งออกเป็นสองส่วนคือ เส้นสัญญาณแบบเดี่ยว และเส้นสัญญาณแบบผลต่าง เนื่องจากสัญญาณขาออกจากชิป APD และชิป CDR ที่เลือกใช้นั้น มีสัญญาณขาออกแบบผลต่าง ซึ่งมีช่วงในการ Coupling ระยะสั้น จากนั้นสัญญาณผลต่างทั้งสองแยกจากกันเพื่อออกสู่หัวต่อ SMA ทำให้ไม่มีผลของการ Coupling แล้ว จึงเป็นส่วนของเส้นสัญญาณแบบเดี่ยว โดยเลือกใช้เส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line ในการคำนวณ เนื่องจากเป็นเส้นสัญญาณที่อยู่ด้านบนของแผ่นวงจรพิมพ์ ใช้ในการเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์ได้ง่าย และเป็นเส้นสัญญาณที่ใช้กันอย่างแพร่หลาย

#### 3.2.2.1 เส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line แบบเดี่ยว

การคำนวณค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเพื่อหาค่าความหนาของชั้นไดอิเล็กตริก (H) ที่ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50 โอห์ม โดยกำหนดความหนาของเส้นสัญญาณ (W) เท่ากับขนาดของขา SMA ซึ่งมีขนาดเท่ากับ 20 mils ทำการคำนวณค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะจากสมการที่ (2.22), จากซอฟต์แวร์โปรแกรม PolarSi8000 ของบริษัท Polarinstruments (ซอฟต์แวร์โปรแกรมที่ใช้ในการคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งชนิดต่างๆ) คำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะจากการระบุ

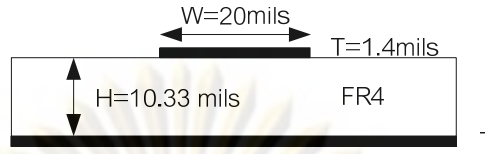
ขนาดของเส้นสัญญาณ) และจากซอฟต์แวร์โปรแกรม Advanced Design System (ADS) ของบริษัท Agilent (ซอฟต์แวร์โปรแกรมที่ใช้ในการจำลองลายวงจรความถี่สูง โดยการวาดลายวงจร ซึ่งสามารถคำนวณค่าตัวแปรต่างๆ ได้หลากหลาย โดยตัวแปรที่สนใจคือ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณ) ระบุขนาดของเส้นสัญญาณจากตัวแปรต่างๆ ดังนี้ ความหนาของทองแดง (T) เท่ากับ 1.4 mils, ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ( $\epsilon_R$ ) ของ FR4 เท่ากับ 4.4, ค่า loss tangent เท่ากับ 0.015



รูปที่ 3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะชนิด Microstrip Line แบบเดี่ยว ( $Z_0$ ) กับความหนาของไดอิเล็กตริก (H)

จากความสัมพันธ์ของค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะกับค่าความหนาของชั้นไดอิเล็กตริก (H) ในรูปที่ 3.7 พบว่าข้อมูลจากทั้ง 3 แหล่งข้อมูลมีแนวโน้มเดียวกัน เมื่อต้องการค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50 โอห์ม ค่าความหนาของชั้นไดอิเล็กตริกเท่ากับ 10.22 mils เป็นค่าจากซอฟต์แวร์ ADS เนื่องจากเป็นแหล่งข้อมูลที่ใช้กันอย่างแพร่หลายในการออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ แต่ในกระบวนการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์ของ PCBTEC [30] ความหนาของชั้นไดอิเล็กตริกมาจากการรวมกันของชั้นไดอิเล็กตริกที่มีค่าความหนาจำกัดเพียง 3 ค่าคือ  $75 \mu\text{m}$ ,  $112.5 \mu\text{m}$ , และ  $175 \mu\text{m}$  ดังนั้นจึงเลือกค่าความหนาที่ใกล้เคียงได้เท่ากับ 10.33 mils หรือ  $262.5 \mu\text{m}$  ( $262.5 \mu\text{m} \times 0.03937 = 10.3346 \text{ mils}$ ) โดยทำมาจากการรวมแผ่นไดอิเล็กตริกที่มีความหนา  $75 \mu\text{m}$  จำนวน 2 แผ่น และความหนา  $112.5 \mu\text{m}$  จำนวน 1 แผ่น ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะต่างไปเป็น 50.35 โอห์ม

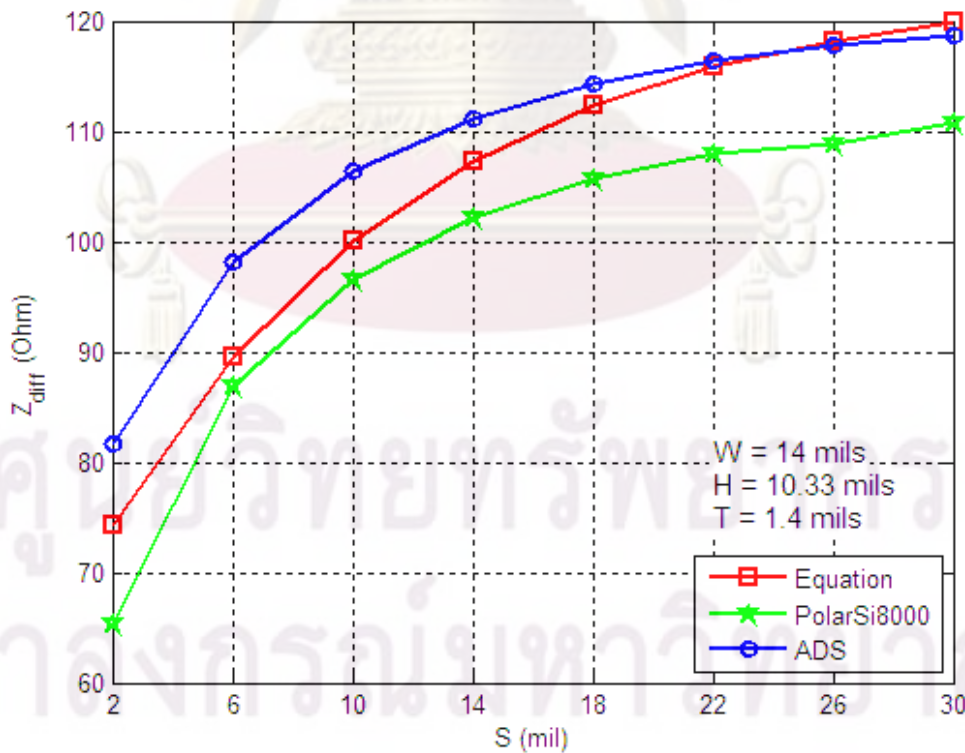
ซึ่งมีความผิดพลาดไปเพียง 0.7 % โดยสามารถแสดงภาพตัดขวางของค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายส่งชนิด Microstrip Line แบบเดี่ยวดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 ภาพตัดขวางของเส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line แบบเดี่ยว ที่ได้ออกแบบ

3.2.2.2 เส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line แบบผลต่าง

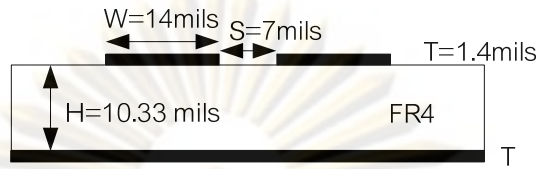
ในส่วนของการออกแบบเส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line แบบผลต่าง เพื่อเชื่อมต่อกับขาชิป CDR ซึ่งมีขนาดขา Pin เท่ากับ 10 mils และระยะระหว่างขา Pin เท่ากับ 10 mils ทำการคำนวณค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะแบบผลต่างจากสมการที่ (2.23) เปรียบเทียบค่าที่ได้กับการคำนวณจากซอฟต์แวร์ PolarSi8000 และซอฟต์แวร์ ADS โดยคงค่าความกว้างของเส้นสัญญาณ (W) เท่ากับ 14 mils และทำการปรับระยะห่างระหว่างสองเส้นสัญญาณ (S) เพื่อหาค่าระยะห่าง S ที่ให้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะแบบผลต่างเท่ากับ 100 โอห์ม ได้ผลการคำนวณดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะชนิด Microstrip Line แบบผลต่าง

( $Z_{diff}$ ) กับระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณ (S)

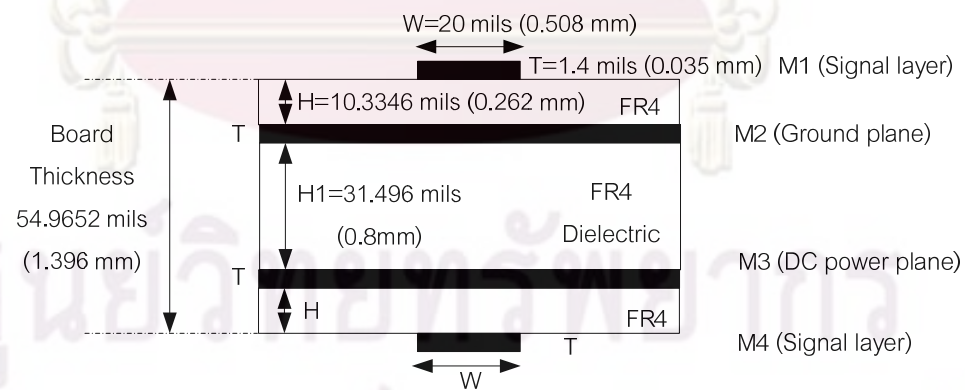
จากรูปที่ 3.9 จะพบว่าค่าระยะ S เท่ากับ 7 mils ให้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะแบบผลต่างเท่ากับ 100 โอห์ม ดังนั้นภาพตัดขวางของการออกแบบเส้นสัญญาณแบบผลต่างแสดงดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 ภาคตัดขวางของเส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line แบบผลต่าง ที่ได้ออกแบบ

แผ่นวงจรพิมพ์ที่ออกแบบไว้ในรูปที่ 3.6 จะต้องกำหนดค่า H1 เพื่อให้บอร์ดมีความหนาเพียงพอไม่หักงาย โดยทั่วไปในการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีความหนาของเส้นสัญญาณ (T) 1 oz./ft<sup>2</sup> จะกำหนดค่าความหนารวมของบอร์ดเท่ากับ 62 mils [17], [30] ทำให้สามารถคำนวณความหนา H1 ได้เท่ากับ  $62 - 2 \times (10.3346 + 1.4) = 38.5308$  mils แต่เนื่องจากกระบวนการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์มีความหนาของแผ่นไดอิเล็กทริกที่จำกัด จึงต้องเลือกใช้ค่าที่ใกล้เคียงคือ 31.496 mil หรือ 0.8 mm

จากการคำนวณและข้อจำกัดทางการผลิตที่ได้กล่าวมาข้างต้น จึงระบุความหนาของแต่ละชั้นของแผ่นวงจรพิมพ์ของตัวรับสัญญาณทางแสงความถี่สูง ได้ดังรูปที่ 3.11 ซึ่งสรุปรวมค่าพารามิเตอร์ดังนี้  $W = 20$  mils,  $H = 10.3346$  mils,  $T = 1.4$  mils,  $H1 = 31.496$  mils และ Board Thickness = 54.9652 mils

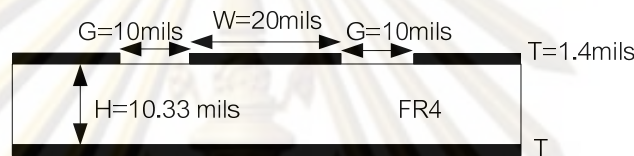


รูปที่ 3.11 รายละเอียดของแผ่นวงจรพิมพ์ของตัวรับสัญญาณทางแสงความถี่สูง

3.2.2.3 เส้นสัญญาณชนิด Coplanar Waveguide แบบเดี่ยว

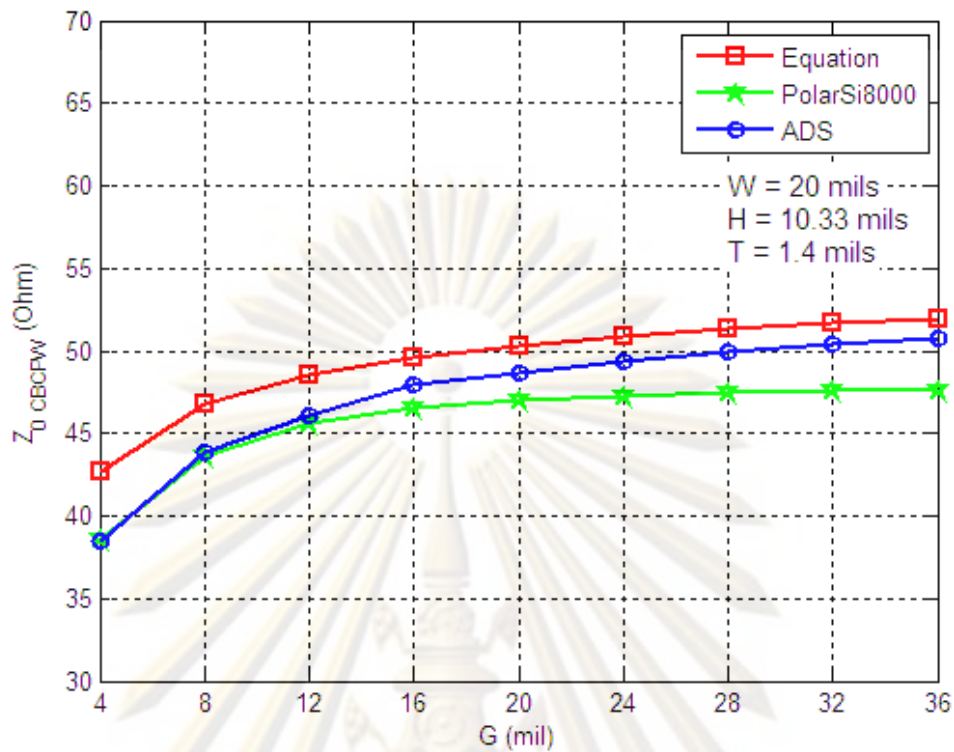
ในการสังผลิตแผ่นวงจรพิมพ์แต่ละต้องใช้เวลาใช้จ่ายเป็นจำนวนมาก ดังนั้นนอกจากลายวงจรของเส้นสัญญาณที่ได้ออกแบบนี้ ยังได้ออกแบบเส้นสัญญาณ

Microstrip Line ที่มีกราวด์ขนาดทั้งสองข้างพุ่งเข้าไปในการผลิตด้วย โดยได้เห็นตัวอย่างจากบอร์ดประเมิน (Evaluation Board) ของบริษัท MAXIM ซึ่งในตอนนั้นไม่ทราบว่าเส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line ที่มีกราวด์ขนาดทั้งสองข้างนั้น คือเส้นสัญญาณชนิด Conductor-Backed Coplanar Waveguide (CBCPW) ซึ่งเป็นเส้นสัญญาณที่ใช้กันอย่างแพร่หลาย เพราะสามารถทำการควบคุมอิมพีแดนซ์ได้จากระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณกับกราวด์ (G) ได้อีกด้วย ซึ่งเส้นสัญญาณที่ทำการส่งผลิตแสดงภาพตัดขวางดังรูปที่ 3.12 โดยมีขนาดเส้นสัญญาณเท่ากับขนาดเส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line ที่ได้ออกแบบไว้คือ 20 mils และระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณและกราวด์มีขนาดเท่ากับ 10 mils ซึ่งเป็นค่าที่ได้มาจากบอร์ดประเมิน



รูปที่ 3.12 ภาคตัดขวางของเส้นสัญญาณชนิด Coplanar Waveguide แบบเดี่ยว  
ที่ได้ออกแบบ

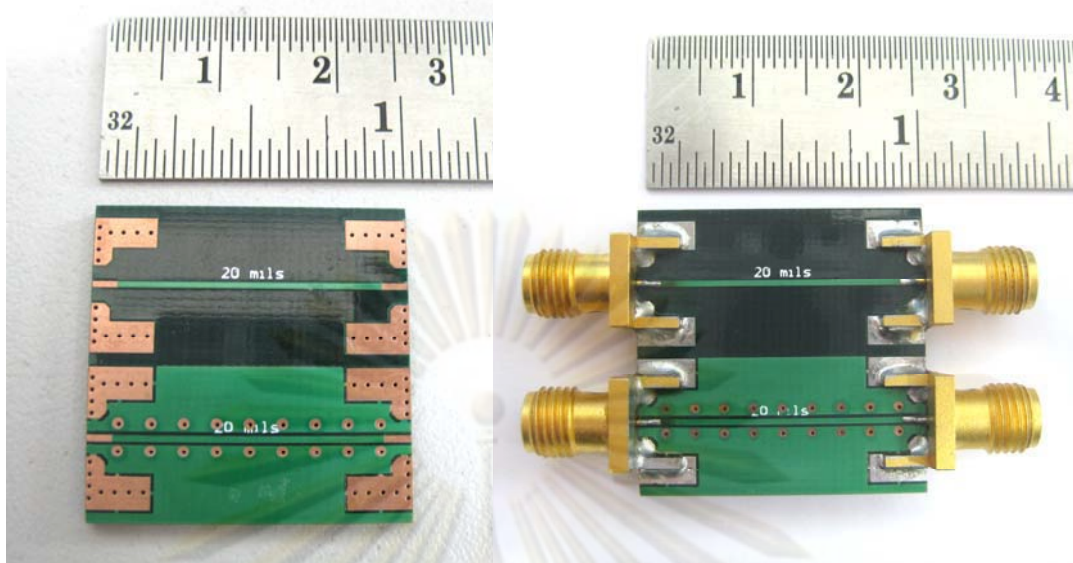
หลังจากที่ได้ส่งผลิตแผ่นวงจรพิมพ์ไปแล้วจึงได้ทำการศึกษาเพิ่มเติมเกี่ยวกับเส้นสัญญาณชนิด Coplanar Waveguide โดยคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะแบบเดี่ยวจากสมการที่ (2.24) เปรียบเทียบกับการคำนวณจากซอฟต์แวร์ PolarSi8000 และซอฟต์แวร์ ADS ซึ่งคงค่าความกว้างของเส้นสัญญาณ (W) เท่ากับ 20 mils และทำการปรับระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณกับกราวด์ (G) ได้ผลการคำนวณดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะชนิด Coplanar Waveguide แบบเดี่ยว ( $Z_{0\_CBCPW}$ ) กับระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณกับกราวด์ (G)

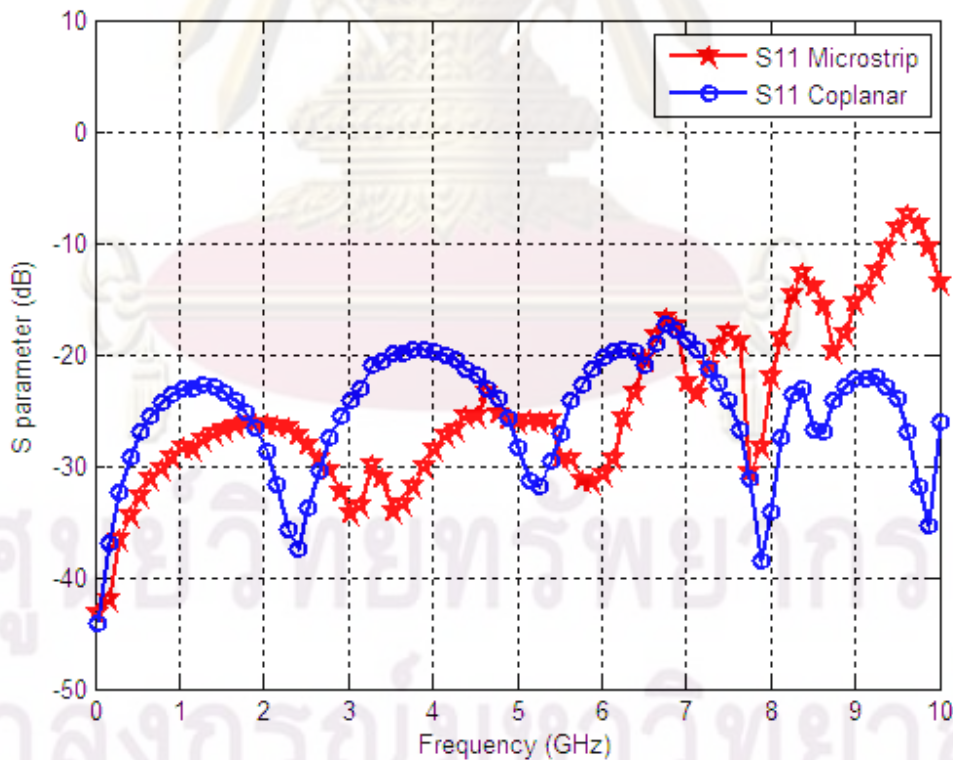
จากผลการคำนวณจากทั้ง 3 แหล่งข้อมูลให้เส้นกราฟที่มีแนวโน้มเดียวกัน พบว่าค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณชนิด Coplanar Waveguide มีค่าลดลงเมื่อเส้นกราวด์ที่ขนานข้างเข้าใกล้เส้นสัญญาณมากขึ้น โดยค่าระยะห่าง G ที่ผลิตเท่ากับ 10 mils จะได้ค่าอิมพีแดนซ์จากการคำนวณด้วย ADS เท่ากับ 45 โอห์ม ซึ่งค่าเคลื่อนจากค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะที่ควรจะทำกับ 50 โอห์มไปประมาณ 10 เปอร์เซ็นต์ โดยในการออกแบบควรเลือกระยะห่าง G ที่ให้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50 โอห์ม คือค่า G เท่ากับ 28 mils

การเลือกชนิดของเส้นสัญญาณที่เหมาะสมในการออกแบบบอร์ดตัวรับสัญญาณแสง ได้ทำการผลิตบอร์ดทดสอบจากค่าพารามิเตอร์ที่ได้กล่าวมาข้างต้น คือ เปรียบเทียบเส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line ( $W=20$  mils) กับเส้นสัญญาณชนิด Coplanar Waveguide ( $W = 20$  mils,  $G = 10$  mils) ซึ่งมีค่า  $H=10.33$  mils และ  $T=1.4$  mils เท่ากัน แสดงดังรูปที่ 3.14

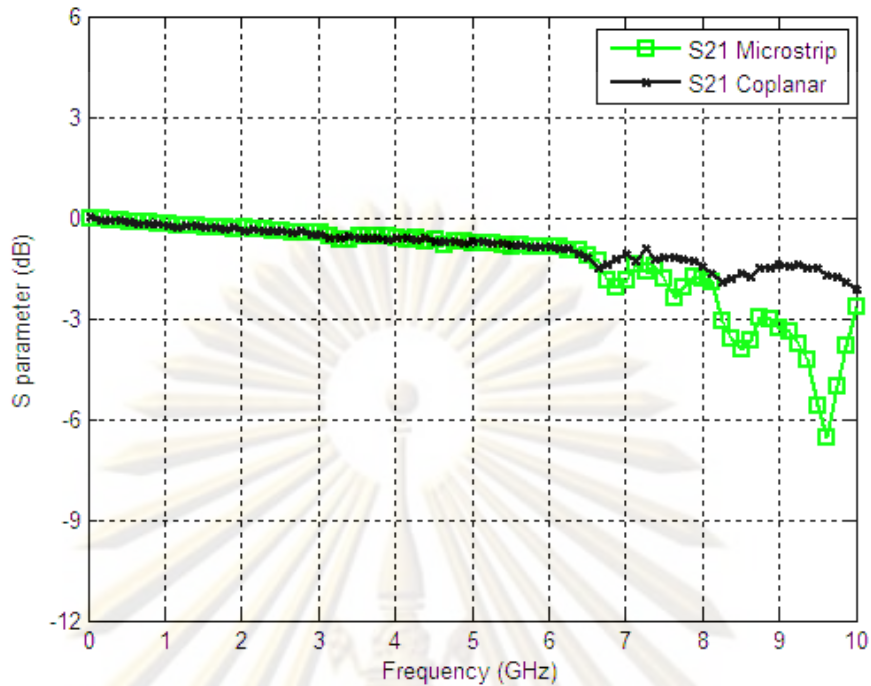


รูปที่ 3.14 บอร์ดทดสอบเปรียบเทียบเส้นสัญญาณ Microstrip Line กับ Coplanar Waveguide

เปรียบเทียบเส้นสัญญาณทั้งสองเส้นของบอร์ดทดสอบจากการวัดค่า S-Parameter ด้วยเครื่อง Vector Network Analyzer (VNA) โดยมีผลวัดการสะท้อน (S11) และวัดการส่งผ่าน (S21) แสดงดังรูปที่ 3.15 และรูปที่ 3.16 ตามลำดับ



รูปที่ 3.15 ผลการวัด S11 ของเส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line และ Coplanar Waveguide



รูปที่ 3.16 ผลการวัด S12 ของเส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line และ Coplanar Waveguide

จากผลการวัด S11 ในรูปที่ 3.15 ของเส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line ในช่วงความถี่ต่ำกว่า 6 GHz มีค่า S11 ต่ำกว่า -25 dB จากนั้นค่า S11 เพิ่มขึ้นเมื่อความถี่มากขึ้น เมื่อเปรียบเทียบผลการวัดกับเส้นสัญญาณชนิด Coplanar Waveguide จะเห็นว่าค่า S11 จะมีค่าต่ำกว่า -15 dB ตลอดทั้งช่วง 10 GHz จากการเปรียบเทียบผลการวัด S11 ของเส้นสัญญาณทั้ง 2 ชนิด พบว่าที่ความถี่สูงเส้นสัญญาณชนิด Coplanar Waveguide มีการสะท้อนกลับที่ต่ำกว่าเส้นสัญญาณชนิด Microstrip

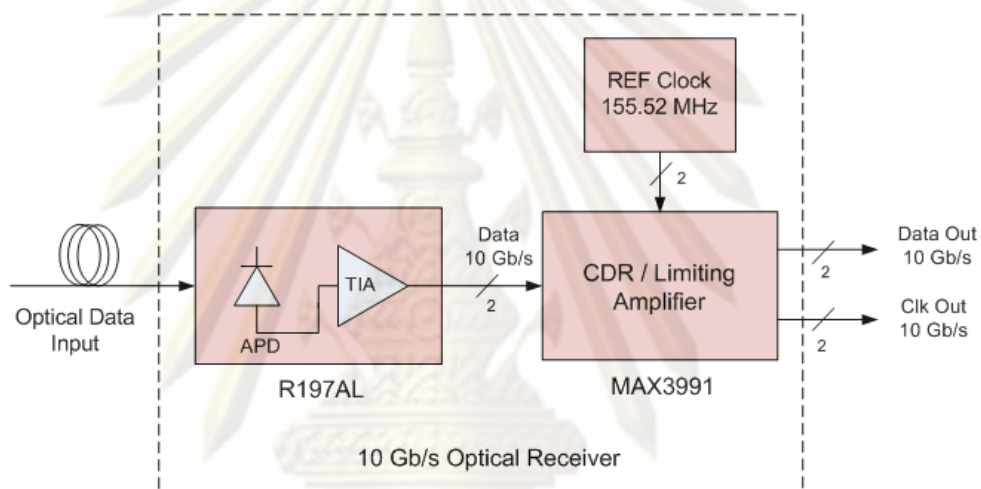
และจากผลการวัด S21 ในดังรูปที่ 3.16 พบว่าค่าที่ได้สอดคล้องกับผลการวัดค่า S11 โดยเมื่อตำแหน่งที่ค่า S11 มากจะส่งผลให้ค่า S21 ลดลง เส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line ที่ความถี่ 8.2 GHz มีค่า S21 ต่ำกว่า -3 dB คือการที่สัญญาณที่ส่งผ่านลดลงเหลือครึ่งหนึ่งของสัญญาณขาเข้า และมีค่าลดลงมากขึ้นเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับเส้นสัญญาณชนิด Coplanar Waveguide มีค่า S21 สูงกว่า -2 dB ตลอดช่วง 10 GHz

จากการผลการวัดค่า S11 และ S21 ของบอร์ดทดสอบ สามารถสรุปเส้นสัญญาณชนิด Coplanar Waveguide ที่ออกแบบมีการส่งผ่านสัญญาณที่ความถี่สูงได้ดีกว่าเส้นสัญญาณ Microstrip Line ที่ออกแบบ ดังนั้นจึงได้เลือกใช้เส้นสัญญาณชนิด Coplanar Waveguide ในการออกแบบตัวรับสัญญาณทางแสง โดยจะกล่าวถึงลายวงจรแต่ละส่วนในหัวข้อต่อไป

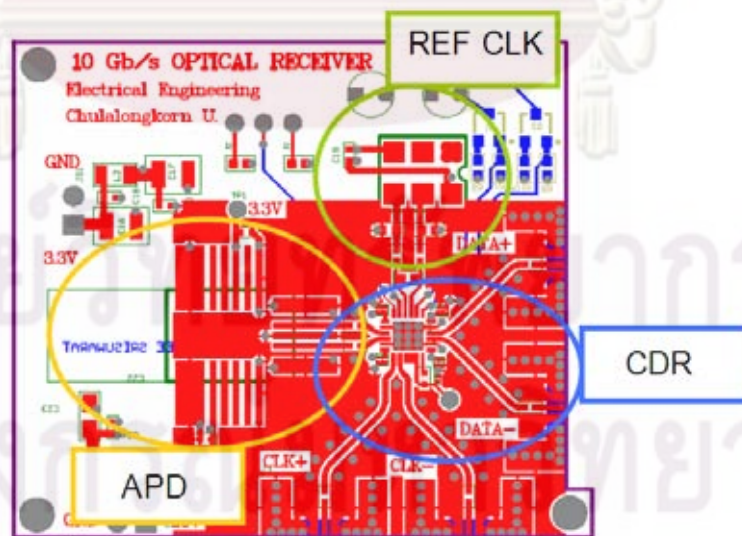


### 3.3 การออกแบบลายวงจรของตัวรับสัญญาณทางแสง

การออกแบบตัวรับสัญญาณทางแสงประกอบด้วย 3 องค์ประกอบหลัก คือ ตัวตรวจจับแสง ตัวกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล และตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง ซึ่งแสดงการเชื่อมต่องดรูปที่ 3.17 ในการออกแบบลายวงจรจะอธิบายแยกออกเป็น 3 ส่วนตามองค์ประกอบคือ (1) ลายวงจรของตัวตรวจจับแสง (APD), (2) ลายวงจรของตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง, และ (3) ลายวงจรของตัวกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล แสดงลายวงจรของตัวรับสัญญาณทางแสงดังรูปที่ 3.18 ซึ่งจะอธิบายรายละเอียดของแต่ละส่วนในหัวข้อ 3.3.1 ถึง 3.3.3 ตามลำดับ

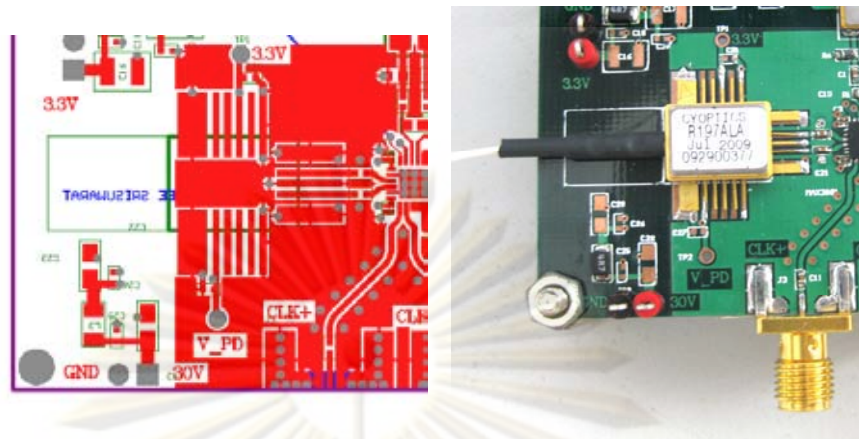


รูปที่ 3.17 การเชื่อมต่อตัวรับสัญญาณทางแสง ที่ออกแบบ



รูปที่ 3.18 ลายวงจรของตัวรับสัญญาณทางแสง

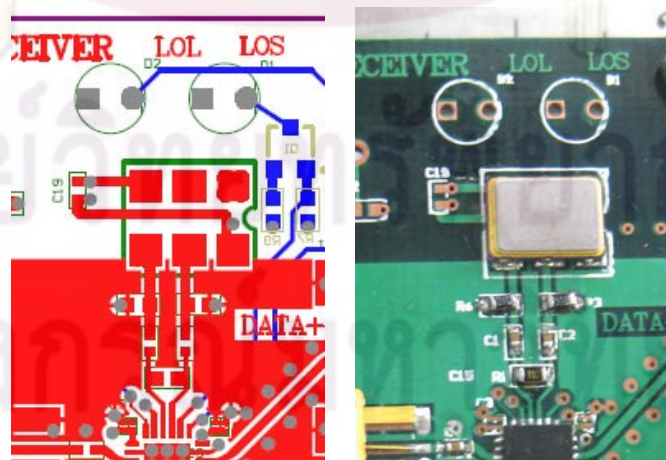
### 3.3.1 ลายวงจรตัวตรวจจับแสง



รูปที่ 3.19 ลายวงจรตัวตรวจจับแสง

ตัวตรวจจับแสงชนิด APD ซึ่งมีตัวขยายสัญญาณชนิด TIA อยู่ภายใน ทำหน้าที่แปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า โดยมีลายวงจรตัวตรวจจับแสงดังรูปที่ 3.19 สัญญาณขาเข้าเป็นสัญญาณแสงผ่านเข้าสู่เส้นใยนำแสงของตัว APD แปลงเป็นแรงดันไฟฟ้าผลต่างขาออกที่ขา DATA+ และขา DATA- ซึ่งมีค่าแรงดันอยู่ในช่วง 50-500 mVp-p เส้นสัญญาณชนิดผลต่างขาออกเลือกใช้เส้นสัญญาณชนิด Coplanar Waveguide ซึ่งมีภาพตัดขวางดังรูปที่ 3.12 โดยมีการเชื่อมต่อกับตัวเก็บประจุ เพื่อกำจัดสัญญาณไฟตรง ก่อนที่จะเชื่อมต่อกับตัวกู่คืนสัญญาณนาฬิกา และสัญญาณข้อมูลต่อไปและส่วนของไฟเลี้ยงมีจำนวน 2 จุดด้วยกันคือ ไฟเลี้ยงของตัว APD อยู่ที่ขา V\_PD ซึ่งมีค่าอยู่ในช่วง 25-37 V และไฟเลี้ยงของตัว TIA อยู่ที่ขา 3.3 V ซึ่งมีค่าอยู่ในช่วง 3.14-3.47 V

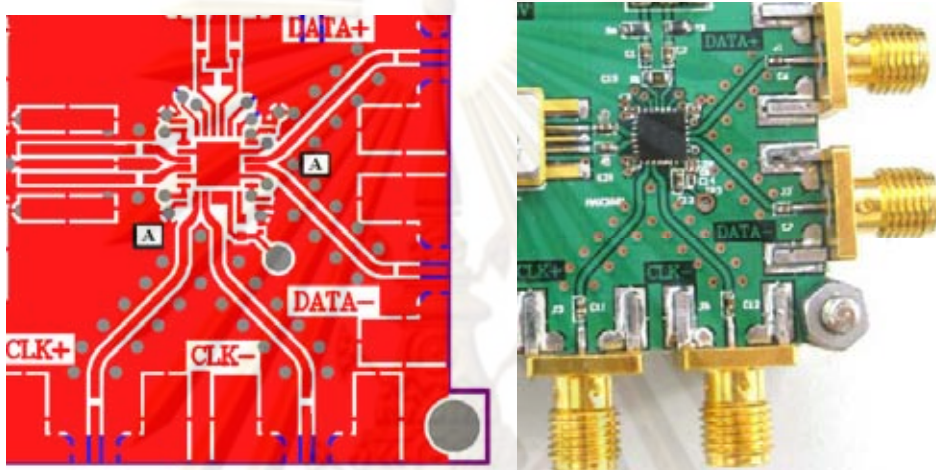
### 3.3.2 ลายวงจรตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง



รูปที่ 3.20 ลายวงจรตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง

ตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง ทำหน้าที่สร้างสัญญาณนาฬิกาความถี่ 155.52 MHz ระดับแรงดันผลต่างชนิด LVPECL (800 mVp-p) ให้กับตัวกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล เลือกใช้โมดูล CCPD-033 ของบริษัท Crystek มีขนาด 5mm x 7mm จำนวน 6 pins ลายวงจรของตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงแสดงดังรูปที่ 3.20 ซึ่งเลือกใช้เส้นสัญญาณชนิด Coplanar Waveguide แสดงภาพตัดขวางดังรูปที่ 3.12

### 3.3.3 ลายวงจรตัวกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล



รูปที่ 3.21 ลายวงจรตัวกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล

ตัวกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล ทำหน้าที่กู้คืนสัญญาณที่ได้รับจากตัวตรวจจับแสง และขยายสัญญาณขาให้มีระดับสัญญาณขาออกชนิดผลต่างที่คงที่เท่ากับ 670 mVp-p ตัวกู้คืนสัญญาณที่เลือกใช้คือ โมดูล MAX3991 ของบริษัท MAXIM รูปร่างแพ็คเกจเป็นชนิด QFN (4mmx4mm) มีขาชิปทั้งหมด 24 pins ลายวงจรของตัวกู้คืนสัญญาณนี้เป็นลายวงจรสำหรับสัญญาณข้อมูลความถี่สูงระดับ 10 GHz แสดงดังรูปที่ 3.21 ซึ่งต้องทำการออกแบบขนาดของเส้นสัญญาณให้มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณเท่ากับอิมพีแดนซ์ของโหลดตั้งที่กล่าวมาข้างต้น โดยเส้นสัญญาณแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือเส้นสัญญาณผลต่างของตำแหน่งออกจากตัวตรวจจับแสงเข้าสู่ชิปตัวกู้คืนสัญญาณ, ตำแหน่งออกจากชิปตัวกู้คืนสัญญาณถึงตำแหน่ง A เลือกใช้เส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line แบบผลต่างแสดงภาพตัดขวางดังรูปที่ 3.10 อีกส่วนคือการคำนวณเส้นสัญญาณแบบเดี่ยว จากตำแหน่ง A ถึงหัวต่อ SMA ซึ่งใช้เส้นสัญญาณชนิด Coplanar Waveguide แสดงภาพตัดขวางดังรูปที่ 3.12

## บทที่ 4

### การวัดประสิทธิภาพของตัวรับสัญญาณทางแสง

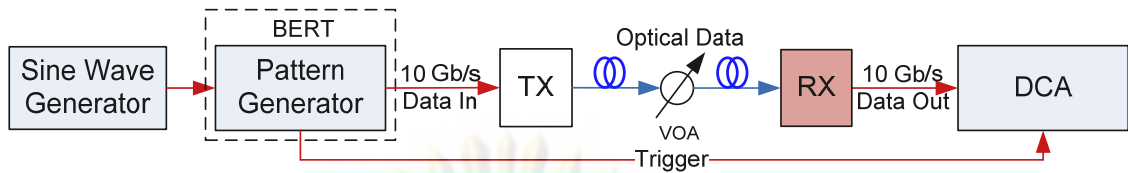
การวัดทดสอบประสิทธิภาพของตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน การวัดทดสอบการส่ายจังหวะของสัญญาณ (Jitter) และการวัดทดสอบการรับสัญญาณในระบบ WDM ผ่านเส้นใยนำแสงระยะทาง 40 กิโลเมตร เพื่อทำการเปรียบเทียบผลของการรบกวนของสัญญาณข้างเคียง (Crosstalk) และผลการถ่างออกของสัญญาณเนื่องมาจากการกระจายโครมาติก (Chromatic Dispersion) ในหัวข้อ 4.1 ถึง 4.2 ตามลำดับ นอกจากนี้การตั้งค่าตัวส่งสัญญาณทางแสงเป็นสิ่งที่จำเป็นอย่างยิ่งในการวัดและทดสอบการรับสัญญาณ ซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อ 4.3

#### 4.1 การวัดการส่ายจังหวะของสัญญาณ (Jitter)

การวัด Jitter ของตัวรับสัญญาณทางแสง สามารถวัดค่าฮิสโตแกรมของ Jitter เพื่อระบุชนิดและวัดขนาดของ Jitter เพื่อระบุความรุนแรงของการรบกวน นอกจากนี้ยังสามารถทดสอบสมรรถภาพของตัวรับสัญญาณทางแสงจากการวัดค่า Jitter Tolerance ซึ่งจะอธิบายขั้นตอนการวัดอย่างละเอียดในหัวข้อ 4.1.1 และ 4.1.2 ตามลำดับ

การวัดฮิสโตแกรมของ Jitter และการวัดค่า Jitter Tolerance แสดงแผนภาพการเชื่อมต่อดังรูปที่ 4.1 และรูปที่ 4.2 ตามลำดับ ซึ่งมีลักษณะการเชื่อมต่อด้วยเครื่องมือวัดคล้ายคลึงกันในส่วนของการใช้ตัวสร้างรูปแบบสัญญาณ (Pattern Generator, PG) บนเครื่องวัดอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate Tester, BERT) สร้างสัญญาณข้อมูลชนิด PRBS  $2^{31}-1$  ที่อัตรา 10 Gb/s และเลือกใช้ตัวส่งสัญญาณทางแสง (TX) ชนิดที่มีมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้าอยู่ใน (Electro-absorption Modulation Laser, EML) ทำหน้าที่แปลงสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณแสง 10 Gb/s จากนั้นลดทอนความเข้มแสงด้วยตัวลดทอนกำลังแสง ( Variable Optical Attenuator, VOA) ที่มีตัววัดกำลังแสงรวมอยู่ด้วย เพื่อจำลองการส่งข้อมูลผ่านเส้นใยนำแสงและวัดค่ากำลังแสงเข้าสู่ตัวรับสัญญาณแสง แปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า 10 Gb/s

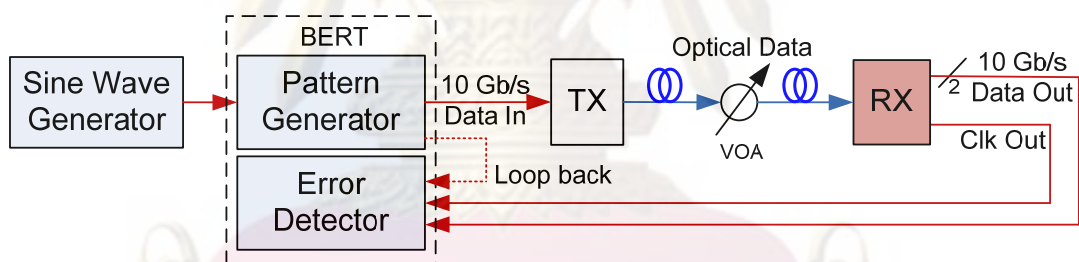
#### 4.1.1 การวัดฮิสโตแกรมของ Jitter



รูปที่ 4.1 การต่อวงจรเพื่อวัด Jitter จากแผนภาพรูปตา

การวัดฮิสโตแกรมของ Jitter จากแผนภาพรูปตาของตัวรับสัญญาณทางแสงสามารถวัดได้ด้วยเครื่อง Digital Communication Analyzer (DCA) โดยมีแผนภาพของการวัดทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.1 จะทำการวัดค่าเปรียบเทียบแผนภาพรูปตาและลักษณะของฮิสโตแกรมทั้งก่อนและหลังการเพิ่มสัญญาณชายนขนาด 160 mV และ 320 mV ที่ความถี่ 1 MHz และ 10 MHz จากเครื่อง Signal Generator ซึ่งเป็นตัวแทนของ Periodic Jitter เข้ากับ Pattern Generator บนเครื่อง BERT ให้แปลงสัญญาณชายนที่ใส่เข้าไปเป็น Periodic Jitter และวัดค่าจากฮิสโตแกรมของแผนภาพรูปตา

#### 4.1.2 การวัด Jitter Tolerance



รูปที่ 4.2 การต่อวงจรเพื่อวัด Jitter Tolerance

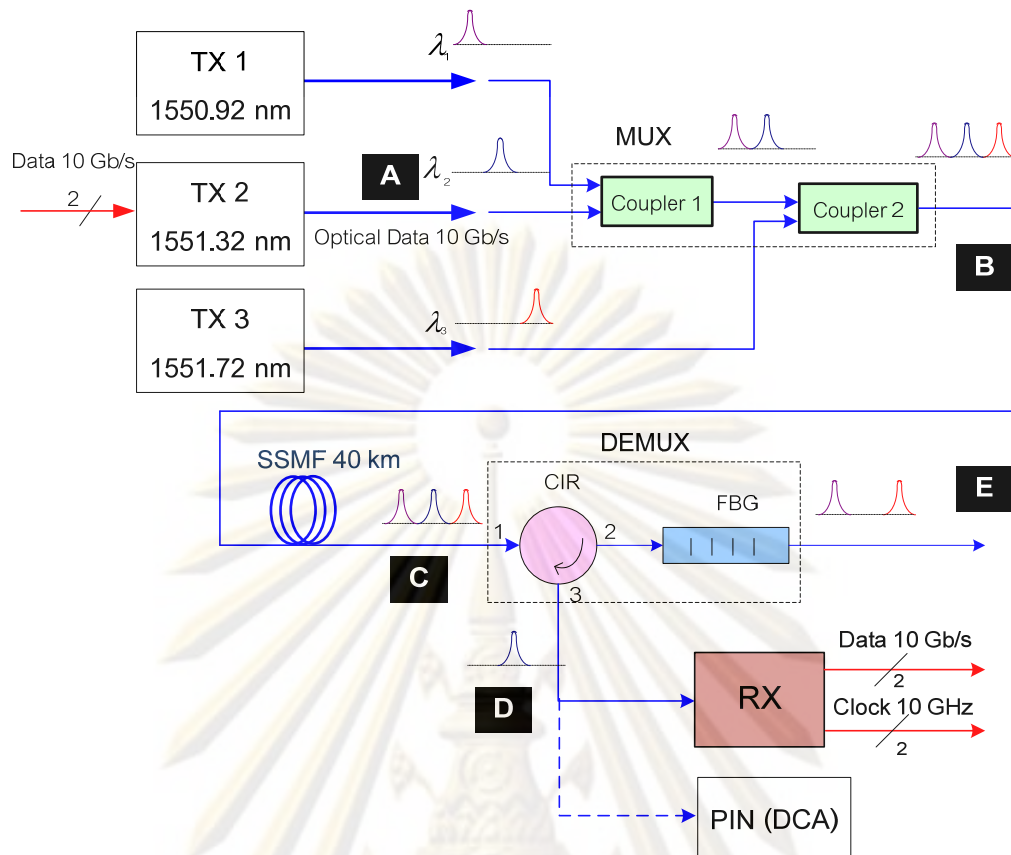
แผนภาพในรูปที่ 4.2 แสดงการวัด Jitter tolerance เพื่อหาระดับ Jitter มากที่สุดที่ตัวรับสัญญาณทางแสง (RX) ทนได้ เริ่มต้นด้วยการป้อนสัญญาณชายนที่ความถี่ค่าหนึ่ง เข้ากับ Pattern Generator บนเครื่อง BERT ค่อยๆ เพิ่มระดับของสัญญาณชายน ซึ่งก็คือระดับ Jitter ของสัญญาณข้อมูลขาเข้า โดยเพิ่มขนาดของสัญญาณชายน ซึ่งระดับของ Jitter อยู่ในช่วง 0.15 - 1.5 Ulp-p นำสัญญาณข้อมูลผลต่างขาออกและสัญญาณนาฬิกาที่กู้คืนได้จากตัวรับสัญญาณทางแสง ต่อเข้าตรวจจับสัญญาณบนเครื่อง BERT เพื่อวัดค่า BER ปรับเพิ่มขนาดของสัญญาณชายน จนได้ค่ามากที่สุดที่ยังคงค่า BER ต่ำกว่า  $10^{-12}$  จากนั้นทำการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณชายนแล้วทำซ้ำ ซึ่งความถี่ ที่ใช้อยู่ในช่วง 40 kHz ถึง 80 MHz โดยจะนำค่า Jitter แต่ละความถี่ที่วัดได้ไปเปรียบเทียบกับมาตรฐาน SONET/SDH (ITU-T O.172) [32]

ขนาดของสัญญาณขาเข้าที่ป้อนถูกจำกัดไว้ไม่เกิน 1 Vp-p เนื่องจากเป็นค่ามากที่สุดที่เครื่อง BERT ทนได้ จึงสามารถสร้างสัญญาณข้อมูลที่มี Periodic Jitter ได้สูงสุดไม่เกิน 2 Ulp-p ซึ่งการแปลงขนาดของสัญญาณขาเข้าเป็น Jitter (Ulp-p) นี้สามารถวัดค่าได้จากแผนภาพรูปตาตั้งในข้อ 4.1.1 นอกจากนี้ได้วัดสมรรถภาพของเครื่อง BERT ที่ใช้ในการทดลอง โดยทำการต่อตรงจาก Pattern Generator เข้ากับ Error Detector หรือเรียกว่าการต่อ Loop back แล้วทดลองวัด Jitter Tolerance ด้วยขั้นตอนเดียวกัน

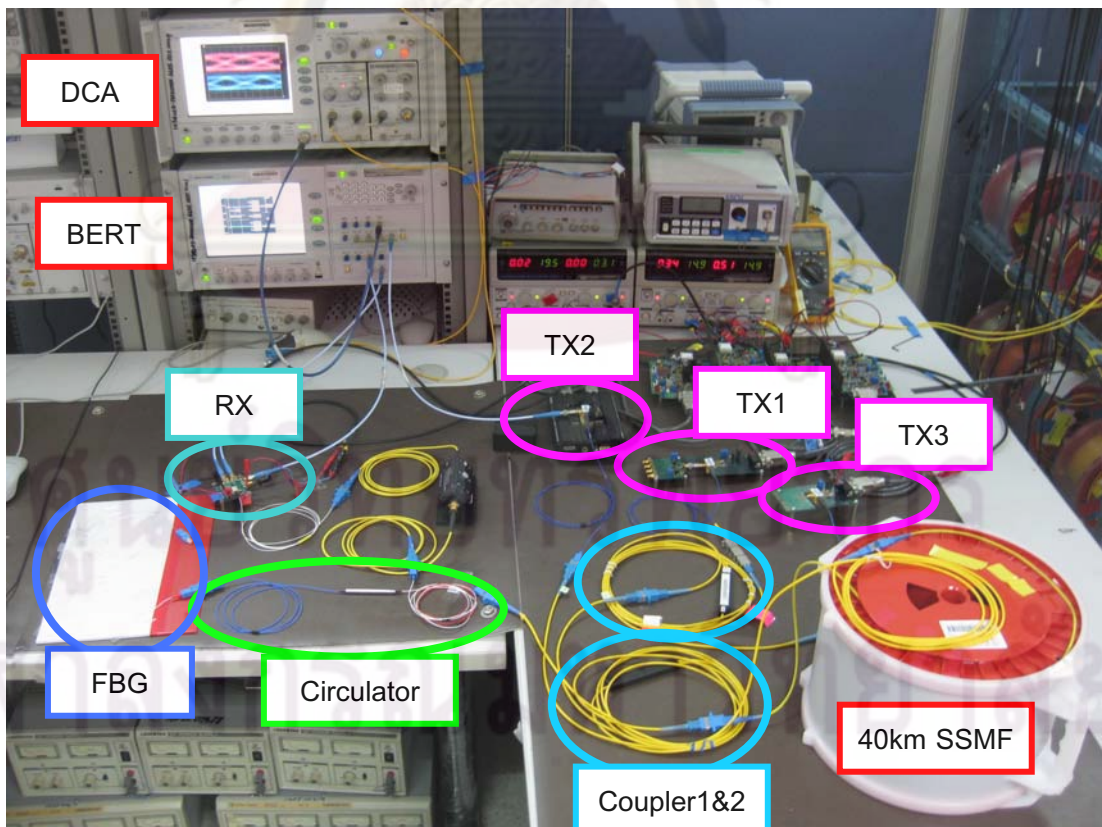
#### 4.2 การวัดทดสอบระบบ 50 GHz WDM 3 ช่องสัญญาณ ผ่านเส้นใยนำแสง 40 km

การวัดทดสอบระบบ WDM 3 ช่องสัญญาณ โดยมีระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณ 50 GHz หรือเท่ากับ 0.4 nm ในช่วงความยาวคลื่นประมาณ 1550 nm ซึ่งถือว่าเป็นระยะห่างที่แคบมากกว่าค่ามาตรฐานทั่วไปที่ 100 GHz หรือ 0.8 nm สำหรับช่องสัญญาณที่อยู่ใกล้กันมากๆ นั้น จะพบปัญหาสัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณข้างเคียง (Crosstalk) โดยภาครับสัญญาณแสงจำเป็นต้องมีความสามารถในการกำจัดสัญญาณรบกวนนี้ได้ โดยใช้ตัวกรองแสงแถบความถี่ผ่าน (Optical band-pass Filter) เป็นอุปกรณ์สำคัญในการแยกสัญญาณแสงหลายช่องสัญญาณ โดยจะรวมอยู่ภายในส่วนดีมัลติเพลกซ์แสงแล้ว สำหรับในกรณีนี้ตัวดีมัลติเพลกซ์แสงประกอบด้วย Fiber Bragg Grating และ Optical Circulator นอกจากนี้การส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงระยะทาง 40 กิโลเมตร จะทำให้เกิดการลดทอนของกำลังแสง และการถ่างของสัญญาณเมื่อเคลื่อนที่ผ่านเส้นใยนำแสง ผลการถ่างนี้มาจากการกระจายโครมาติก (Chromatic Dispersion) ซึ่งเป็นคุณสมบัติเฉพาะของเส้นใยนำแสงโหมดเดียว ดังนั้นสองตัวแปรสำคัญในการทดสอบระบบ WDM นี้คือ ค่าการรบกวนจากสัญญาณข้างเคียง และการกระจายโครมาติก ซึ่งจะแสดงผลการทดสอบทั้งสองตัวแปรนี้ในหัวข้อที่ 5.4.2 และ 5.4.3 ตามลำดับ

ในการวัดทดสอบระบบ WDM นี้ มีแผนภาพการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.3 และแสดงการเชื่อมต่ออุปกรณ์ดังรูปที่ 4.4 เริ่มจากภาคส่งทำการรวมแสง 3 ช่องสัญญาณ จากนั้นภาครับทำการแยกสัญญาณช่องตรงกลาง ผ่านเข้าสู่ตัวรับสัญญาณที่ได้ออกแบบไว้ ซึ่งในระบบจะประกอบด้วยส่วนที่สำคัญ 3 ส่วนด้วยกัน คือ ภาคส่ง ตัวกลาง และภาครับ โดยจะอธิบายในรายละเอียดต่อไปในหัวข้อ 4.2.1 ถึง 4.2.3 ตามลำดับ



รูปที่ 4.3 การเชื่อมต่อระบบเพื่อทดสอบการรับส่งสัญญาณผ่านระบบ WDM



รูปที่ 4.4 การเชื่อมต่ออุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบการรับส่งสัญญาณผ่านระบบ WDM

#### 4.2.1 ภาคส่ง

ภาคส่งของระบบการรับส่งสัญญาณหลายความยาวคลื่นที่ทำการทดลองแสดงดังรูปที่ 4.3 มีตัวส่งสัญญาณทางแสงจำนวน 3 ตัว ที่ความยาวคลื่น 1550.92 nm, 1551.32 nm และ 1551.72 nm มีระยะห่างระหว่างกัน 0.4 nm ตามมาตรฐาน ITU-T G.694.1 [6] เนื่องจากการที่มีแหล่งกำเนิดสัญญาณไฟฟ้า 10 Gb/s ของเครื่อง Bit Error Rate Tester (BERT) เพียงช่องสัญญาณเดียว ทำให้สามารถมอดูเลตสัญญาณข้อมูลได้เพียงหนึ่งความยาวคลื่นโดยเลือกความยาวคลื่นตรงกลางคือ 1551.32 nm เพื่อศึกษาค่าการรบกวนจากสัญญาณข้างเคียงได้จากทั้งสองช่องสัญญาณด้านข้าง จากนั้นทำการรวมหรือมัลติเพล็กซ์สัญญาณแสงด้วย Coupler ชนิด 2x1 จำนวน 2 ตัว ซึ่ง Coupler1 จะรวมสัญญาณแสงจากตัวส่งที่ 1 และตัวส่งที่ 2 จากนั้นจะรวมเข้ากับสัญญาณแสงขาออกของตัวส่งที่ 3 ด้วย Coupler2 จึงได้สัญญาณแสง 3 ช่องสัญญาณผ่านเข้าสู่เส้นใยนำแสงต่อไป

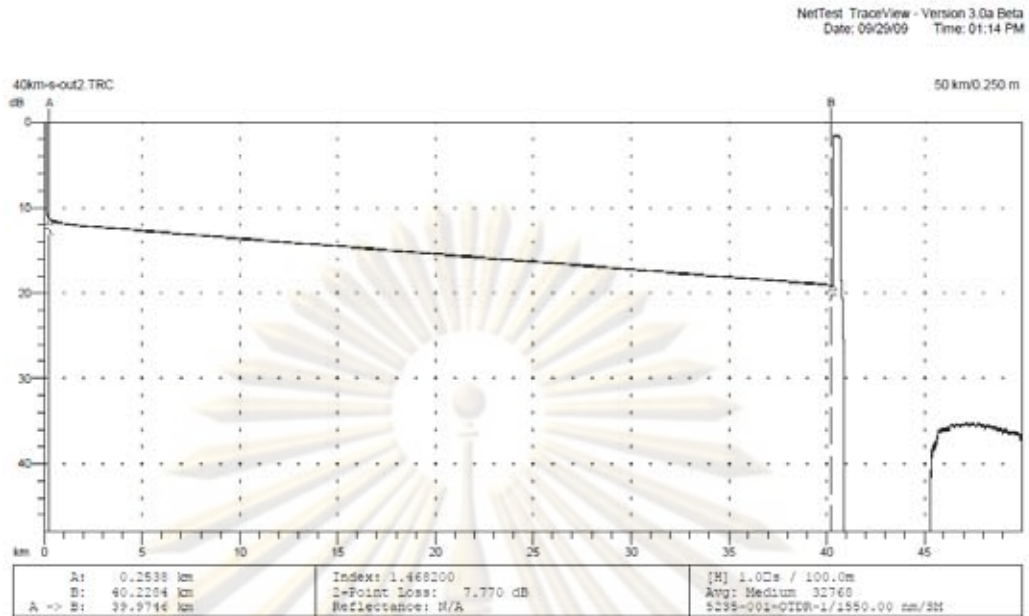
#### 4.2.2 เส้นใยนำแสง

เส้นใยนำแสงที่เลือกใช้เป็นตัวกลางในการส่งสัญญาณจากภาคส่งสู่ภาครับ คือ เส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวชนิดมาตรฐาน (Standard Single Mode Fiber, SSMF) ระยะทาง 40 กิโลเมตร เนื่องมาจากเป็นระยะทางสูงสุดของส่งสัญญาณแสงที่เลือกใช้สามารถส่งสัญญาณได้ ซึ่งสอดคล้องกับมาตรฐานการรับส่งสัญญาณ ITU-T G.691 [16] โดยสามารถวัดค่าการลดทอนของสัญญาณต่อระยะทางได้จากเครื่อง Optical Time Domain Reflectometer (OTDR) ได้ดังรูปที่ 4.5 จากรูปจะเห็นความสัมพันธ์ของระยะทางในแกน X กับระดับกำลังแสงที่สะท้อนกลับในแกน Y โดยเมื่อระยะทางมากขึ้นกำลังแสงที่สะท้อนกลับมีค่าลดลง ความต่างของระดับกำลังแสงต้นทางและปลายทางเท่ากับ 7.77 dB และระยะทางที่วัดได้ในช่วงกราฟคือ 39.9746 กิโลเมตร ดังนั้นจึงสามารถคำนวณค่าการลดทอนต่อระยะทางได้เท่ากับ  $7.77\text{dB}/39.9746\text{km} = 0.1944\text{ dB/km}$  ที่ความยาวคลื่น 1550 nm โดยมีการลดทอนน้อยกว่าค่ามาตรฐานซึ่งเท่ากับ 0.2 dB/km

ศูนย์วิทยทรัพยากร

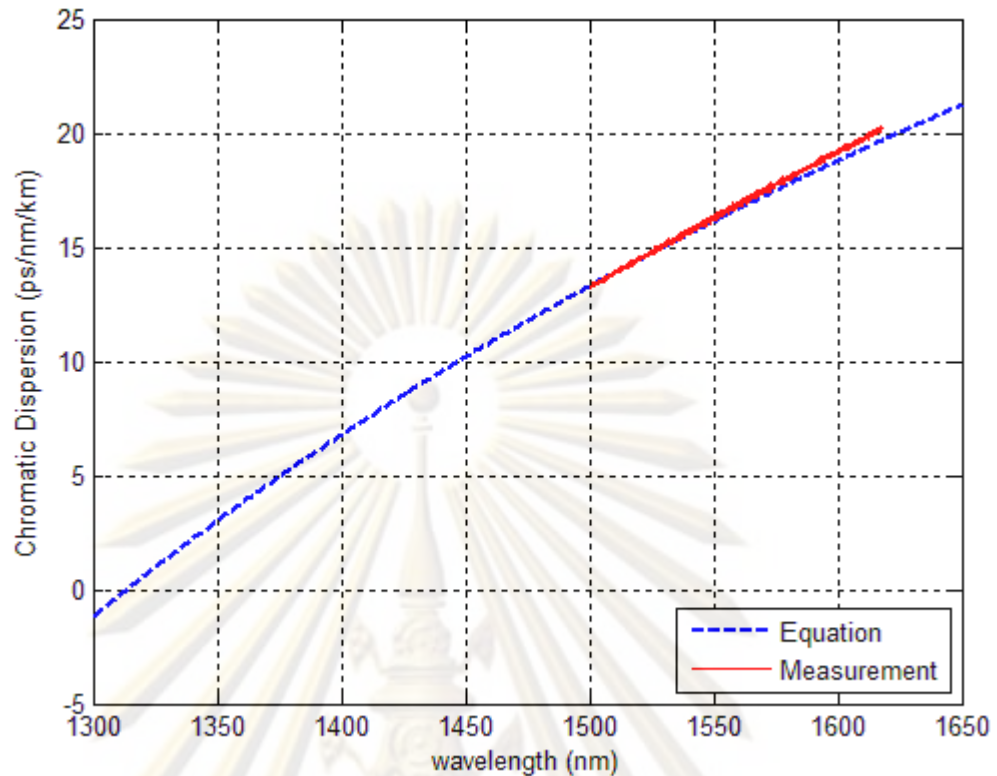
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย





รูปที่ 4.5 ผลการวัดเส้นใยนำแสงระยะทาง 40 กิโลเมตร จากเครื่อง OTDR

ค่าตัวแปรที่สำคัญอีกตัวแปรหนึ่งของเส้นใยนำแสงโหมดเดี่ยวคือ ค่าการกระจายโครมาติก (Chromatic Dispersion) ซึ่งเป็นคุณลักษณะของเส้นใยนำแสงที่ทำให้เกิดการถ่างออกของพัลส์สัญญาณเมื่อเคลื่อนที่ผ่านเส้นใยนำแสง ความสัมพันธ์ระหว่างค่าการกระจายโครมาติกกับความยาวคลื่นแสดงดังรูปที่ 4.6 โดยเส้นประเป็นความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.16) ซึ่งมีค่าความชัน  $S_0$  เท่ากับ  $0.086 \text{ ps}/(\text{nm}^2 \cdot \text{km})$  และ  $\lambda_0$  เท่ากับ 1313.5 nm ตาม Datasheet ของ ม้วนเส้นใยนำแสงทดสอบ ส่วนเส้นที่บเป็นผลจากการวัดค่าการกระจายโครมาติกด้วยเครื่อง 860384B Photonic Dispersion and Loss Analyzer ของบริษัท Agilent Technologies ซึ่งมีช่วงการวัดความยาวคลื่น 1500-1620 nm เนื่องจากข้อจำกัดของตัวเลเซอร์ที่อยู่ภายในเครื่องมือวัด โดยความยาวคลื่นของตัวส่งสัญญาณที่ใช้ในการทดลองอยู่ในช่วง 1550.92 ถึง 1551.72 nm อ่านค่าจากทั้งสองกราฟในรูปที่ 4.6 พบว่าค่าการกระจายโครมาติกมีค่าประมาณ 16.2117 ps/km/nm ซึ่งไม่เกินค่ามาตรฐานซึ่งเท่ากับ 20 ps/nm/km ที่ความยาวคลื่นช่วง 1551.32 nm



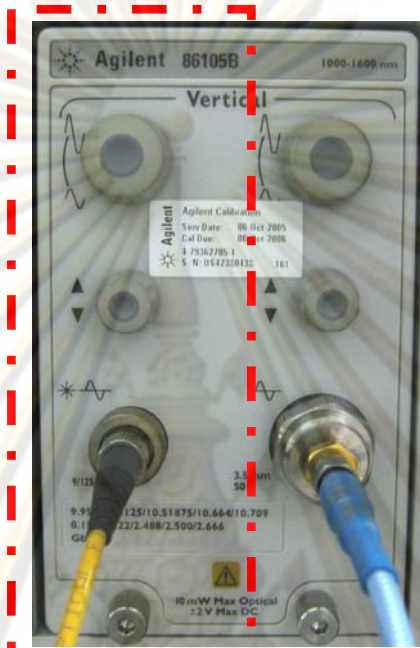
รูปที่ 4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าการกระจายโครมาติกกับความยาวคลื่น

#### 4.2.3 ภาครับ

ภาครับของระบบการรับส่งสัญญาณหลายความยาวคลื่นที่ทำการทดลองแสดงดังรูปที่ 4.3 สัญญาณแสงทั้ง 3 ความยาวคลื่นเคลื่อนที่ผ่านเส้นใยนำแสงเข้าสู่ภาครับ ซึ่งประกอบไปด้วยตัวแยกหรือดีมัลติเพลกซ์สัญญาณแสง และตัวรับสัญญาณทางแสง ในส่วนของตัวแยกแสงจะมีองค์ประกอบ 2 ส่วนด้วยกันคือ Optical Circulator และ Fiber Bragg Grating (FBG) โดยสัญญาณแสงจะเคลื่อนที่ผ่าน Circulator port 1 ออกสู่ port 2 เข้าสู่ FBG ให้ทำหน้าที่สะท้อนความยาวคลื่นที่ตรงกับความยาวคลื่นของตัวมัน ซึ่งในที่นี้คือ ความยาวคลื่นตรงกลาง (1551.32 nm) สัญญาณแสงเมื่อเข้าสู่ FBG จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน โดยส่วนหนึ่งจะสะท้อนกลับและเคลื่อนที่จาก Circulator port 2 ออกสู่ Circulator port 3 เข้าสู่ตัวรับสัญญาณทางแสง แต่สัญญาณแสงอีกส่วนหนึ่งที่ไม่ถูกสะท้อนกลับจาก FBG จะทะลุผ่าน FBG ซึ่งก็คือสัญญาณแสงของทั้งสองความยาวคลื่นด้านข้าง (1550.92 nm และ 1551.72 nm)

แสงที่ถูกสะท้อนกลับจาก FBG จะเคลื่อนที่เข้าสู่ตัวรับสัญญาณทางแสง โดยตัวรับสัญญาณทางแสงที่เลือกใช้ในการทดสอบมีด้วยกัน 2 ชนิด คือ ตัวรับสัญญาณทางแสงชนิด PIN ที่อยู่ภายในเครื่อง Digital Communication Analyzer (DCA) และตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบที่ได้ออกแบบไว้ เนื่องจากตัวรับสัญญาณทางแสงชนิด PIN ภายในเครื่อง DCA แสดงดัง

รูปที่ 4.7 เป็นตัวรับสัญญาณทางแสงที่เป็นเชิงเส้น สามารถเปรียบเทียบผลการทดลองที่เปลี่ยนแปลงไปเล็กน้อยได้อย่างชัดเจน ส่วนตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบแสดงดังรูปที่ 5.11 ประกอบไปด้วยตัวขยายสัญญาณชนิด Limiting Amplifier, ตัวกู่คั้นสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล ซึ่งทำการสร้างสัญญาณขาออกขึ้นใหม่ ทำให้ไม่สามารถเปรียบเทียบและเห็นผลการทดลองทางด้านสัญญาณขาออกได้อย่างชัดเจนเท่ากับชนิด PIN

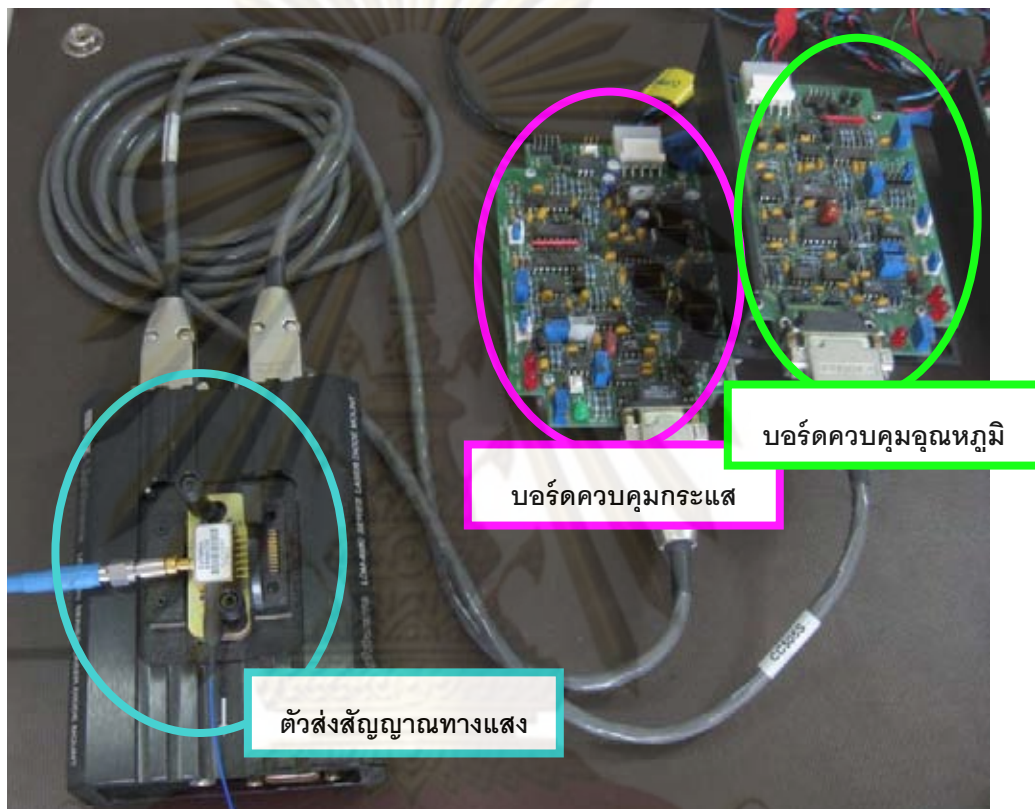


รูปที่ 4.7 ตัวรับสัญญาณทางแสงชนิด PIN ภายในเครื่อง DCA

การวัดผลจะแยกวิเคราะห์ออกเป็น 4 หัวข้อคือ (1) ผลการวัดสเปกตรัมของสัญญาณ คือ การวัดผลสเปกตรัมของสัญญาณแสงทุกตำแหน่ง A-D ของแผนภาพในรูปที่ 4.3, (2) ผลการวัดทดสอบ Crosstalk ผ่านทางการวัดและวิเคราะห์แผนภาพรูปตา ซึ่งแบ่งออกเป็นตัวรับสัญญาณชนิด PIN และตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ, (3) ผลการวัดทดสอบ Dispersion ผ่านทางการวัดและวิเคราะห์ค่า Rise/Fall time ที่วัดได้จากแผนภาพรูปตา ซึ่งแบ่งออกเป็นตัวรับสัญญาณชนิด PIN และตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ, และ (4) การวัดอัตราความผิดพลาดบิตของตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบเพียงชนิดเดียว เนื่องจากตัวรับสัญญาณชนิด PIN มีค่า Power Sensitivity ต่ำมาก บวกกับค่าการลดทอนของเส้นใยนำแสงและของตัวแยกสัญญาณแสงในระบบ ทำให้ไม่เหลือช่วงกำลังแสงให้รับค่าทดสอบได้กว้างพอที่จะสามารถวัดเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตของแต่ละกรณีได้ สำหรับผลการวัดและวิเคราะห์ของทั้ง 4 หัวข้อนี้จะอธิบายอย่างละเอียดในหัวข้อ 5.1 ถึง 5.4 ตามลำดับ

ในการวัดและทดสอบการรับสัญญาณของตัวรับสัญญาณทางแสง องค์ประกอบหลักในระบบที่ขาดไม่ได้เลยคือ ตัวส่งสัญญาณทางแสงจำเป็นต้องมีการตั้งค่าให้เหมาะสม เพื่อระบุคุณภาพสัญญาณของตัวส่งสัญญาณทางแสงให้ผ่านมาตรฐาน ซึ่งมีรายละเอียดในหัวข้อ 4.3 ดังนี้

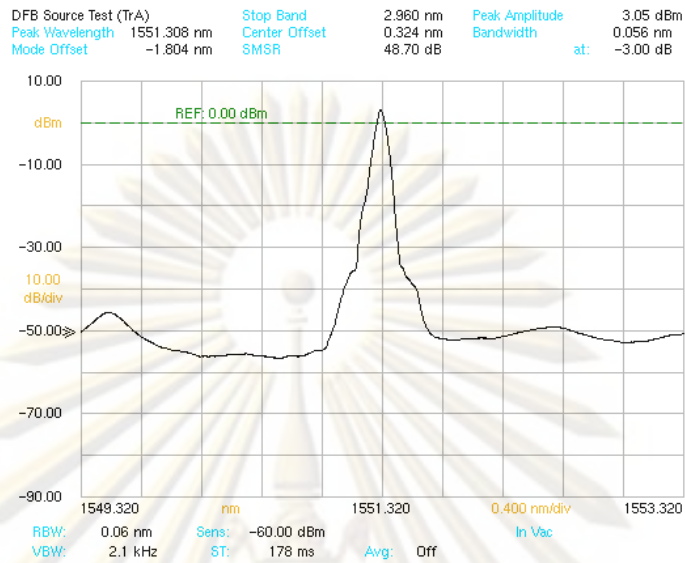
#### 4.3 ตัวส่งสัญญาณทางแสง



รูปที่ 4.8 ตัวส่งสัญญาณทางแสง พร้อมบอร์ดควบคุมกระแส และบอร์ดควบคุมอุณหภูมิ

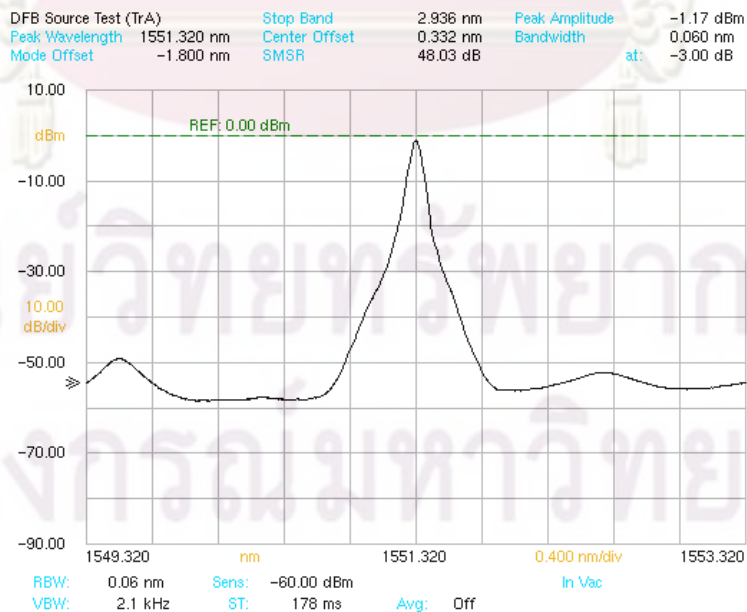
ตัวส่งสัญญาณทางแสงที่ใช้ในการทดลอง ซึ่งใช้การควบคุมกระแส และควบคุมอุณหภูมิผ่านบอร์ดควบคุม แสดงดังรูปที่ 4.8 โดยตัวส่งสัญญาณที่เลือกใช้ในการทดลองคือ โมดูล E4560D33 ของบริษัท Cyoptics เป็นตัวส่งสัญญาณทางแสงด้วยเลเซอร์ที่มีมอดูเลเตอร์ชนิดดูดกลืนคลื่นไฟฟ้าอยู่ภายใน (Electro-Absorption Modulation Integrated Laser, EML) ภายในประกอบด้วย 2 องค์ประกอบหลักคือ เลเซอร์ชนิดป้อนกลับแบบกระจายตัว (Distributed Feedback Laser, DFB) ซึ่งเป็นเลเซอร์ที่มีความยาวคลื่นเดียวและสเปกตรัมของแสงแคบมากเหมาะสมกับระบบ DWDM และอีกองค์ประกอบคือ ตัวมอดูเลเตอร์แบบดูดกลืนคลื่นไฟฟ้า (Electro-Absorption Modulator, EAM) ทำมาจากสารกึ่งตัวนำแบบรอยต่อพีเอ็น ใช้แรงดันไบแอสควบคุมการดูดกลืนแสง โดยให้แรงดันไฟฟ้าของสัญญาณขาเข้าไบแอสเข้ากับตัวมอดูเลต

เตอร์เพื่อควบคุมระดับการดูดกลืนแสง ซึ่งเป็นการแปลงสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณแสงวิธีหนึ่ง โดยวิธีการมอดูเลตแบบนี้สามารถส่งข้อมูลได้สูงถึง 10 Gb/s



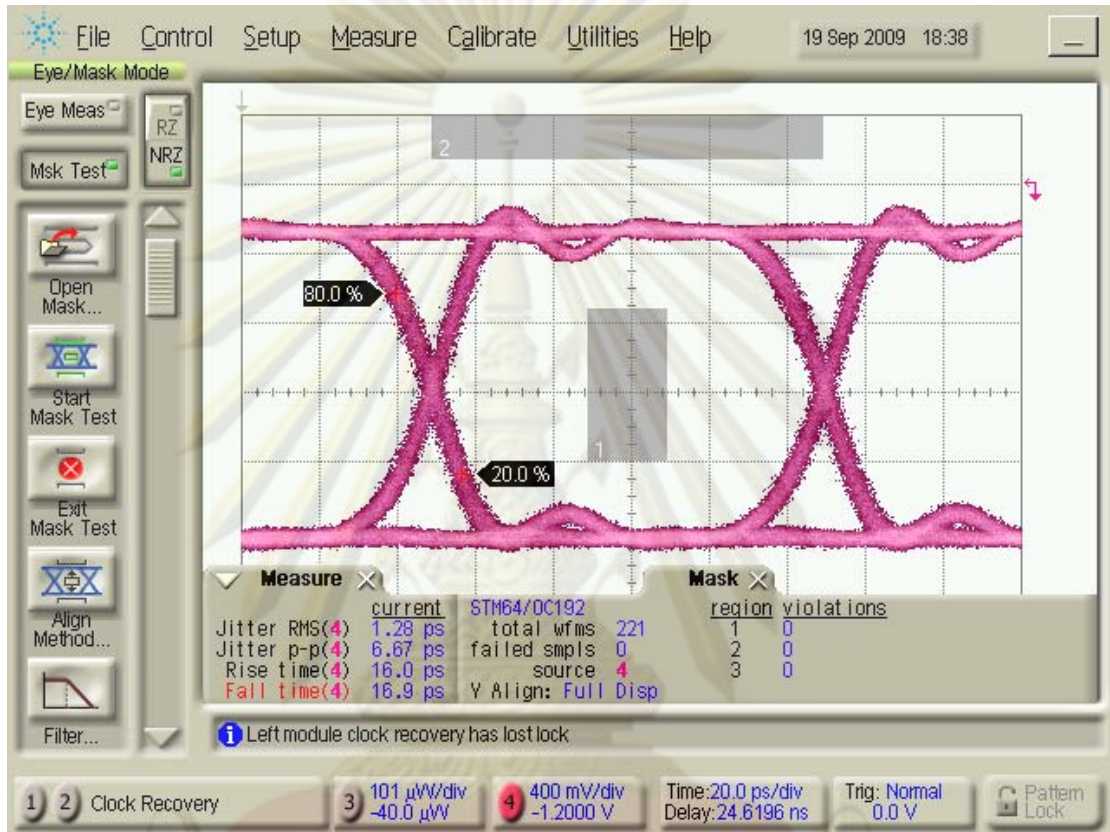
รูปที่ 4.9 สเปกตรัมของสัญญาณจากตัวส่งสัญญาณ ก่อนทำการมอดูเลต (ตำแหน่ง A)

ในการทดลองตั้งค่าตัวส่งสัญญาณทางแสง เมื่อกระแสไบแอสเข้ากับเลเซอร์ชนิด DFB เท่ากับ 65.55 mA ทำการวัดสเปกตรัมของสัญญาณแสงขาออก ด้วยเครื่องมือวัดสเปกตรัมทางแสง (Optical Spectrum Analyzer, OSA) แสดงดังรูปที่ 4.9 จากรูปจะพบว่าสเปกตรัมทางแสงมีเพียงความยาวคลื่นเดียวตามชนิดของเลเซอร์ โดยมีความกว้างสเปกตรัมเท่ากับ 0.056 nm ที่ตำแหน่งต่ำจากยอด -3 dB ค่ากำลังแสงสูงสุดที่ยอดเท่ากับ -3.05 dBm และเมื่อวัดค่ากำลังแสงเฉลี่ยด้วยตัววัดกำลังแสง (Optical Power Monitor) มีค่ากำลังแสงขาออกเท่ากับ 5.8 dBm



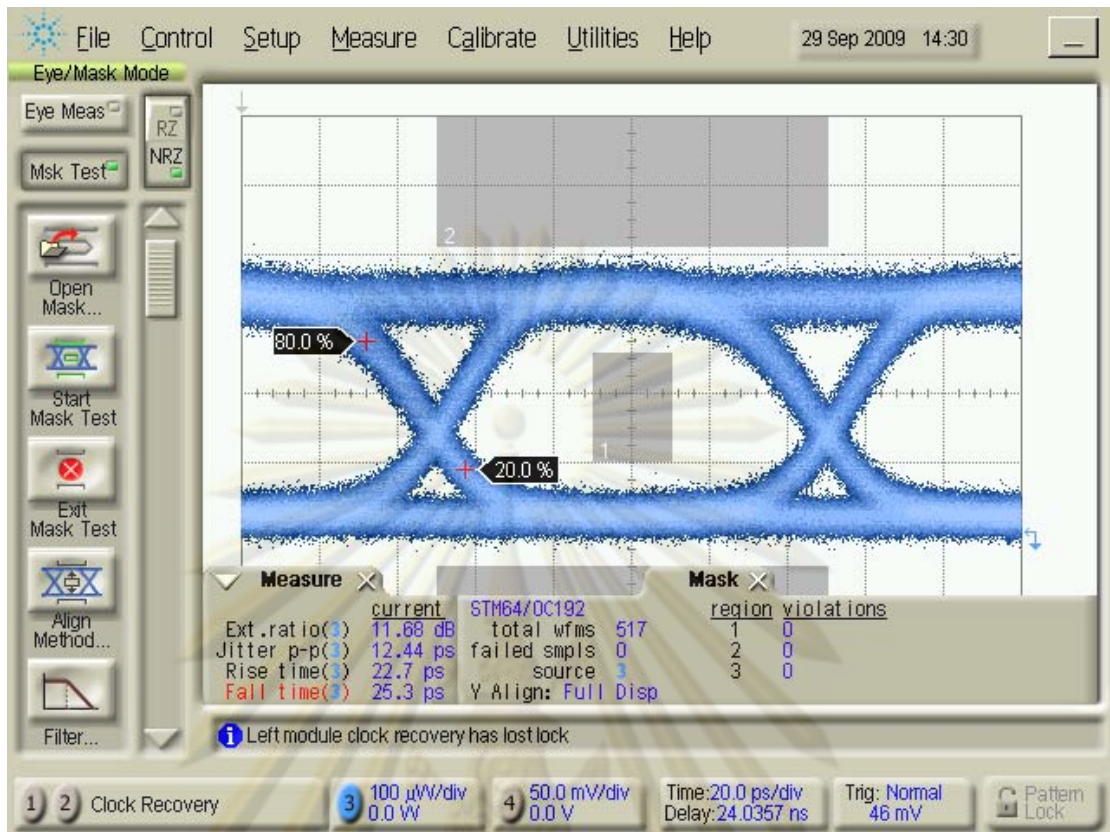
รูปที่ 4.10 สเปกตรัมของสัญญาณหลังทำการมอดูเลตสัญญาณ 10 Gb/s (ตำแหน่ง A)

เมื่อทำการมอดูเลตสัญญาณไฟฟ้า 10 Gb/s แล้ววัดสเปกตรัมของสัญญาณแสงขาออก แสดงดังรูปที่ 4.10 ซึ่งเป็นตำแหน่ง A ของแผนภาพรูปที่ 4.3 จากผลการวัดพบว่าการถ่างออกของสเปกตรัมเล็กน้อยเมื่อเทียบกับรูปที่ 4.9 เนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณ โดยมีความกว้างสเปกตรัมเท่ากับ 0.060 nm ที่ตำแหน่งต่ำจากยอด -3 dB ค่ากำลังแสงสูงสุดที่ยอดเท่ากับ -1.17 dBm และเมื่อวัดค่ากำลังแสงเฉลี่ยด้วยตัววัดกำลังทางแสง มีค่ากำลังแสงขาออกเท่ากับ 2.1 dBm



รูปที่ 4.11 แผนภาพรูปตาของสัญญาณไฟฟ้าจากเครื่อง BERT

ทำการวัดสัญญาณไฟฟ้าขาเข้า 10 Gb/s จากเครื่อง BERT ด้วยเครื่อง DCA ที่ระดับกำลังแสงเท่ากับ -6 dBm แสดงดังรูปที่ 4.11 ระดับสัญญาณใช้กับตัวมอดูเลตแบบดูดกลืนคลื่นไฟฟ้าต้องใช้แรงดันในช่วงค่าติดลบ ซึ่งเลือกระดับของสัญญาณระหว่าง -2 V ถึง -0.2 V มีขนาดเท่ากับ 1.8 Vp-p มีค่า Rise/Fall time เท่ากับ 16.0 และ 16.9 ps ตามลำดับ โดยระดับแรงดันที่เลือกนี้เป็นระดับแรงดันที่เหมาะสม เพื่อให้ได้สัญญาณแสงขาออกแสดงในรูปที่ 4.12 ซึ่งมีค่าสัดส่วนสัญญาณบิต 1 ต่อสัญญาณบิต 0 (Extinction Ratio, EX) เท่ากับ 11.68 dB โดยค่า EX นี้ควรมีค่ามากกว่า 8.2 dB ตามมาตรฐาน ITU-T G.691 [16] ส่วนค่า Rise/Fall time ของสัญญาณแสงขาออกวัดได้เท่ากับ 21.7 และ 25.3 ps ตามลำดับ ซึ่งมีค่าน้อยกว่า 40 ps ตามที่ระบุไว้ใน Datasheet [31]



รูปที่ 4.12 แผนภาพรูปตาของสัญญาณจากตัวส่งสัญญาณทางแสง ที่ระดับกำลังแสง -6 dBm

ศูนย์วิทยทรัพยากร  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## บทที่ 5

### ผลการทดสอบ

#### 5.1 ผลการทดสอบแต่ละองค์ประกอบ

ตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบประกอบด้วย 3 องค์ประกอบหลัก คือ ตัวตรวจจับแสง, ตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง, และตัวกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล โดยแต่ละองค์ประกอบมีค่าพารามิเตอร์สำคัญที่ใช้ในการทดสอบแตกต่างกันออกไป ซึ่งก่อนที่จะทำการเชื่อมต่อต้นแบบตัวรับสัญญาณทางแสงจำเป็นต้องทดสอบแต่ละองค์ประกอบว่าสามารถทำงานได้ตามประสิทธิภาพของแต่ละองค์ประกอบนั้นๆ โดยจะอธิบายผลการทดสอบของทั้งสามองค์ประกอบต่อไปในหัวข้อ 5.1.1 ถึง 5.1.3 ตามลำดับ

##### 5.1.1 ตัวตรวจจับแสง



รูปที่ 5.1 บอร์ดตัวตรวจจับแสง

หลังจากบัดกรีเชื่อมต่อตัวตรวจจับแสงโมดูล R197AL เข้ากับแผ่นวงจรพิมพ์ที่ได้ออกแบบลายวงจรไว้ เพื่อทดสอบการส่งผ่านสัญญาณข้อมูลความเร็ว 10 Gb/s ออกจากขา pin ของตัวตรวจจับแสงไปเข้าหัวต่อ SMA และเชื่อมต่อวงจรไฟเลี้ยง โดยมีไฟเลี้ยง 2 ค่าคือ (1) ไฟเลี้ยงของตัวตรวจจับแสงมีค่า 29.5 V ซึ่งเป็นค่าแรงดันไบแอสย้อนกลับของตัวตรวจจับแสง มาจากการตั้งค่า ซึ่งจะอธิบายในย่อหน้าถัดไป และ (2) ไฟเลี้ยงของตัวขยายสัญญาณชนิด TIA มีค่า 3.3 V ตามที่ระบุไว้ใน Datasheet ของอุปกรณ์ [24] ทำการวัดทดสอบทำโดยการส่งสัญญาณข้อมูลแสง 10 Gb/s ที่ความยาวคลื่น 1551.32 nm จากตัวส่งสัญญาณทางแสงซึ่งมีรายละเอียดการตั้งค่าดังที่ได้ อธิบายไว้แล้วในหัวข้อ 4.3 ในการวัดทดสอบตัวตรวจจับแสง ตัวแปรสำคัญที่ต้องวัดและตั้งค่ามี



ดังนี้ (1) การตั้งค่าแรงดันไบแอสย้อนกลับให้เหมาะสม, (2) การวัดสัญญาณไฟฟ้าขาออก, และ (3) การวัดค่า Power Sensitivity ของตัวตรวจจับแสง ซึ่งจะอธิบายต่อไปเป็นลำดับ

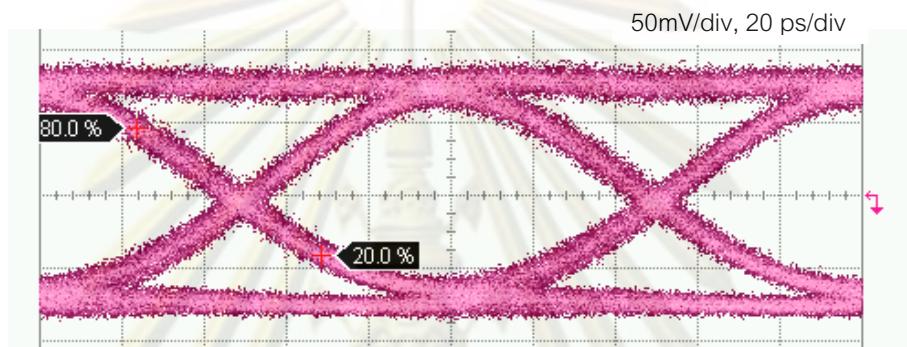
การตั้งค่าแรงดันไบแอสย้อนกลับ ( $V_{PD}$ ) ให้เหมาะสม ภายในช่วง 25-37 V ตามที่ระบุไว้ใน datasheet ของอุปกรณ์ [24] เนื่องจากระดับแรงดันขาออกของตัวตรวจจับแสงขึ้นกับค่า  $V_{PD}$  โดยตรง เมื่อจ่ายแรงดัน  $V_{PD}$  มาก ระดับแรงดันขาออกจะมากตาม พร้อมกับมีสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้นตามมาด้วย โดยสัญญาณรบกวนนี้มีผลเสียต่อการตัดสินใจทำให้เกิดการผิดพลาดในการรับสัญญาณ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องตั้งค่า  $V_{PD}$  ให้เหมาะสม โดยให้ค่าแรงดันขาออกมาก แต่ระดับสัญญาณรบกวนน้อย ได้ผลการเปรียบเทียบระดับแรงดันขาออก และค่า Signal-Noise Ratio (SNR) เมื่อปรับค่า  $V_{PD}$  และระดับกำลังแสงขาเข้า (Pr) ค่าต่าง ๆ กัน แสดงดังตารางที่ 5.1 ซึ่งทำการวัดระดับแรงดันขาออก และค่า SNR จากแผนภาพรูปตาที่วัดด้วยเครื่อง DCA เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_{PD}$  กับระดับแรงดันขาออกพบว่า เมื่อ  $V_{PD}$  เพิ่มขึ้นจะให้ค่าแรงดันขาออกเพิ่มขึ้นตาม แต่เมื่อพิจารณาค่า SNR จะพบว่าที่ค่าแรงดัน 29.5 V ให้ค่า SNR สูงสุด เนื่องมาจากการที่  $V_{PD}$  มากกว่า 29.5 V แล้วแรงดันขาออกเพิ่มขึ้น แต่มีสัดส่วนของสัญญาณรบกวนมากขึ้นด้วย ดังนั้นค่า  $V_{PD}$  ที่เหมาะสมจึงเท่ากับ 29.5 V

ตารางที่ 5.1 แสดงค่าแรงดันขาออกและ SNR ที่ระดับกำลังแสงขาเข้าและ  $V_{PD}$  ต่างกัน

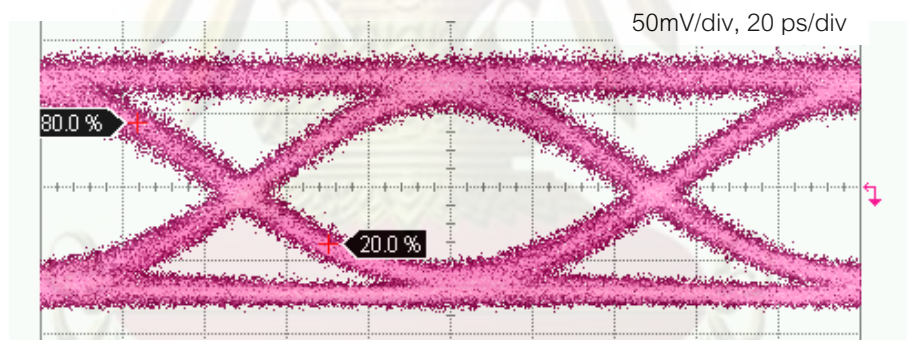
	$V_{PD} = 29.0$ V		$V_{PD} = 29.5$ V		$V_{PD} = 30$ V	
Pr (dBm)	Output (mV)	SNR	Output (mV)	SNR	Output (mV)	SNR
-16 dBm	143.8	10.45	149.3	12.1	153.8	9.39
-20 dBm	136.3	8.98	138.8	9.94	139.3	7.77
-24 dBm	115.8	7.11	127.3	7.58	131.3	6.36
-28 dBm	53.8	4.22	60.3	4.59	72.3	4.53

ในการวัดสัญญาณไฟฟ้าขาออกจากตัวตรวจจับแสง เริ่มจากการส่งสัญญาณแสงจากตัวส่งสัญญาณที่มีการตั้งค่า ดังรายละเอียดในหัวข้อที่ 4.3 และมีแผนภาพรูปตาของสัญญาณแสงขาเข้าแสดงดังรูปที่ 4.12 จากนั้นเชื่อมต่อเส้นใยนำแสงจากตัวส่งสัญญาณแสงเข้ากับตัวตรวจจับแสง ทำการวัดแผนภาพรูปตาของสัญญาณไฟฟ้าขาออกจากตัวตรวจจับแสง โดยวัดสัญญาณ

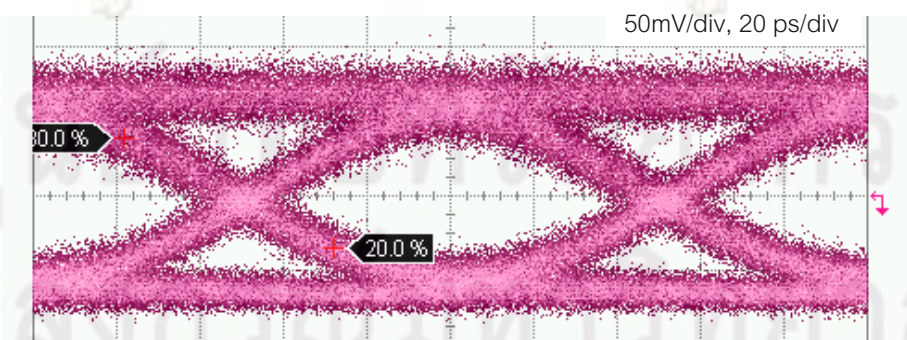
แบบเดี่ยว (Single-Ended Signal) เนื่องจากข้อจำกัดของเครื่อง DCA ที่มีเพียงพอร์ตเดี่ยว ผลการวัดแผนภาพรูปตา ที่ระดับกำลังแสงขาเข้าเท่ากับ -16, -20 และ -24 dBm แสดงดังรูปที่ 5.2 จากรูปจะพบว่าเมื่อปรับระดับกำลังแสงขาเข้าลดลง ระดับสัญญาณไฟฟ้าขาออกจะมีค่าลดลงด้วย โดยมีค่าเท่ากับ 149.3, 138.8 และ 127.3 mVp-p ตามลำดับ แต่สังเกตได้ว่าไม่ได้ลดค่าลงแบบเชิงเส้น เนื่องจากโมดูลของตัวตรวจจับสนแสงที่เลือกใช้นั้นประกอบด้วยตัวขยายสัญญาณชนิด TIA ที่มีการทำงานแบบอัตโนมัติ (Automatic Gain Control, AGC) คือควบคุมให้ขนาดของสัญญาณขาออกปรับเปลี่ยนได้ตามขนาดของสัญญาณขาเข้า ในส่วนของค่า Rise/Fall time ที่ระดับ 20-80% วัดได้เท่ากับ 44.4 และ 44.9 ps ตามลำดับ



(ก) ระดับกำลังแสงขาเข้าเท่ากับ -16 dBm



(ข) ระดับกำลังแสงขาเข้าเท่ากับ -20 dBm

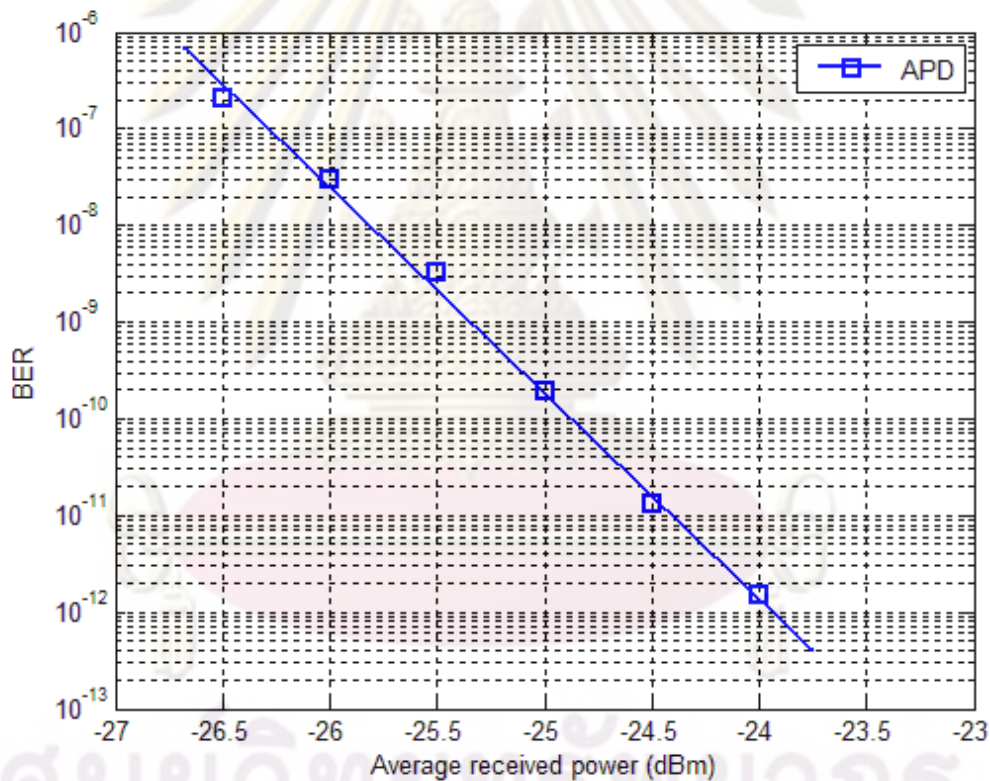


(ค) ระดับกำลังแสงขาเข้าเท่ากับ -24 dBm

รูปที่ 5.2 แผนภาพรูปตาของสัญญาณขาออกจากบอร์ดตัวตรวจจับสนแสง ที่กำลังแสงขาเข้าเท่ากับ

(ก) -16 dBm (ข) -20 dBm และ (ค) -24 dBm

การวัดค่า Power Sensitivity ของตัวตรวจจับแสง คือการหาค่ากำลังแสงต่ำสุดที่ตัวตรวจจับแสงสามารถรับสัญญาณได้แล้วให้สัญญาณขาออกที่มีค่า SNR เท่ากับ 1 ในการวัดค่า Power Sensitivity จะได้มาจากการวัดค่าความผิดพลาดบิตของตัวตรวจจับแสง โดยการเปรียบเทียบบิตของสัญญาณที่ส่งกับบิตของสัญญาณที่รับด้วยเครื่อง BERT จากนั้นทำการปรับเปลี่ยนกำลังแสงขาเข้าที่ค่าต่างๆ กัน แสดงผลการวัดความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังแสงขาเข้าดังรูปที่ 5.3 เมื่อค่ากำลังแสงขาเข้าลดต่ำลง ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเพิ่มขึ้นตาม ในระบบการรับส่งสัญญาณทางแสง อัตราความผิดพลาดบิตสูงสุดเท่ากับ  $10^{-12}$  ที่ค่ากำลังแสงขาเข้า  $-24$  dBm ซึ่งค่านี้จะระบุเป็นค่า Power Sensitivity เท่ากับ  $-24$  dBm ที่  $10^{-12}$  ดังนั้นในการใช้งานต้องจำกัดค่ากำลังแสงขาเข้าให้มากกว่าค่า  $-24$  dBm เพื่อคงค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่  $10^{-12}$  ตามต้องการ



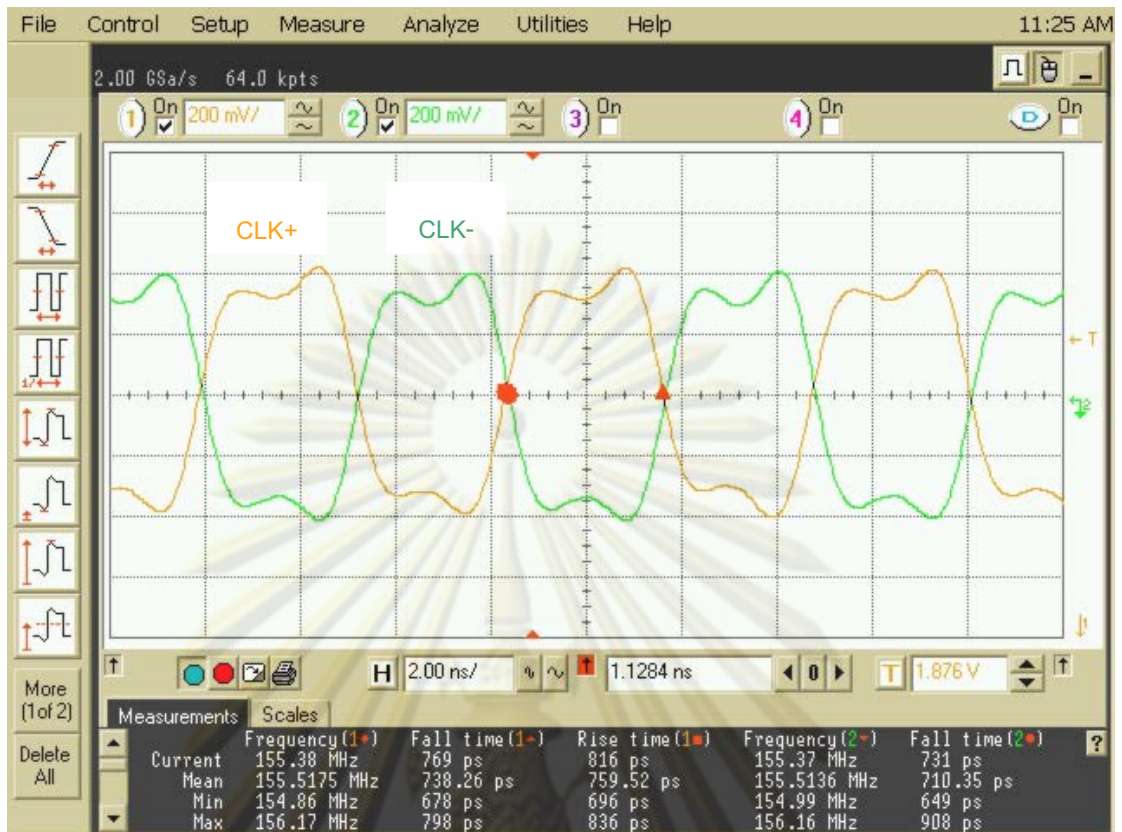
รูปที่ 5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังแสงขาเข้า

### 5.1.2 ตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง



รูปที่ 5.4 บอร์ดตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง

หลังบัดกรีตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงโมดูล CCPD-033 ลงบนแผ่นวงจรพิมพ์แสดงดังรูปที่ 5.4 และให้ค่าไฟเลี้ยงเท่ากับ 3.3 V ตามที่ระบุใน Datasheet [25] และต่อชิปโหลด 50 โอห์มทั้งสองขาของสัญญาณขาออก ทำการวัดสัญญาณนาฬิกาขาออก ด้วยเครื่องออสซิลโลสโคป (Mix-Signal Oscilloscope, MSO) แสดงผลการวัดสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงดังรูปที่ 5.5 โดยให้สัญญาณขาออกแบบผลต่างทั้ง CLK+ และ CLK- ช้อนทับอยู่ในรูปเดียวกัน วัดค่าความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 155.5175 MHz และ 155.5136 MHz ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับค่าที่ต้องการคือ 155.52 MHz โดยมีแรงดันขาออกเท่ากับ 700 mVp-p และมีค่า Rise/Fall time เท่ากับ 0.760 และ 0.738 ns ตามลำดับ ซึ่งน้อยกว่าค่าที่ระบุไว้ใน Datasheet ( $< 1$  ns) [25]



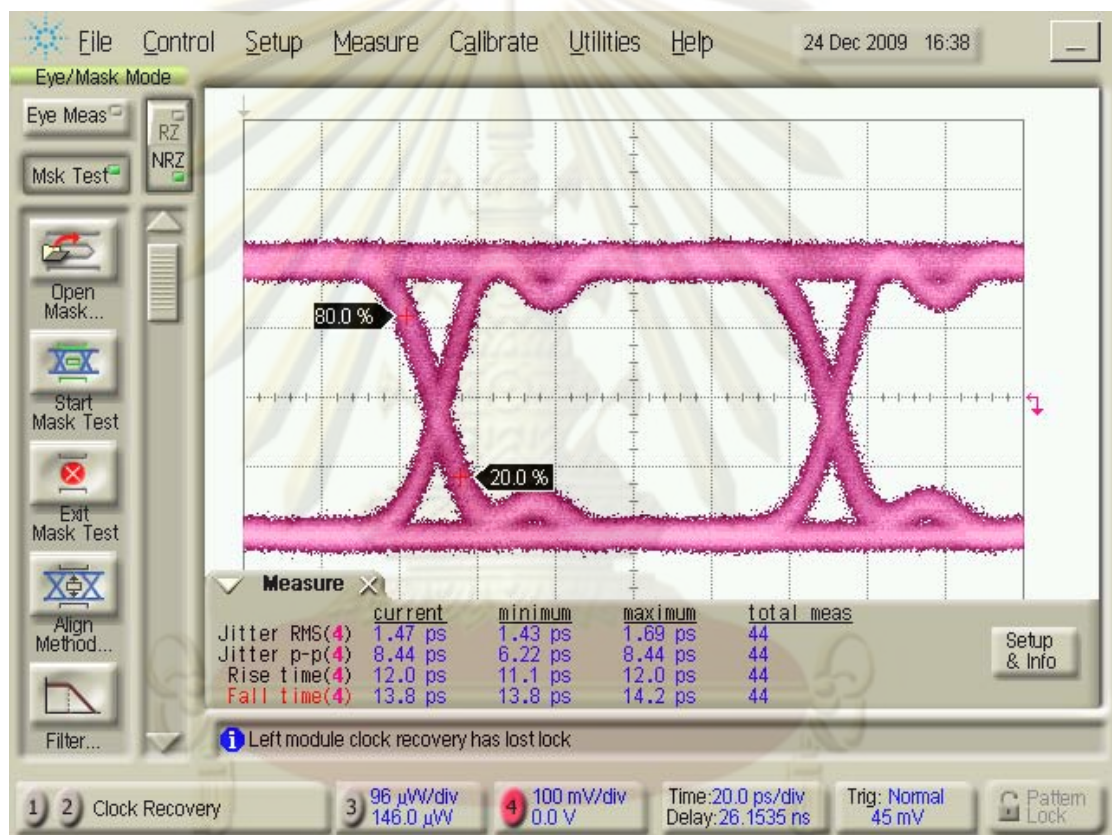
รูปที่ 5.5 สัญญาณนาฬิกาอ้างอิง

### 5.1.3 ตัวกักคั้นสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล



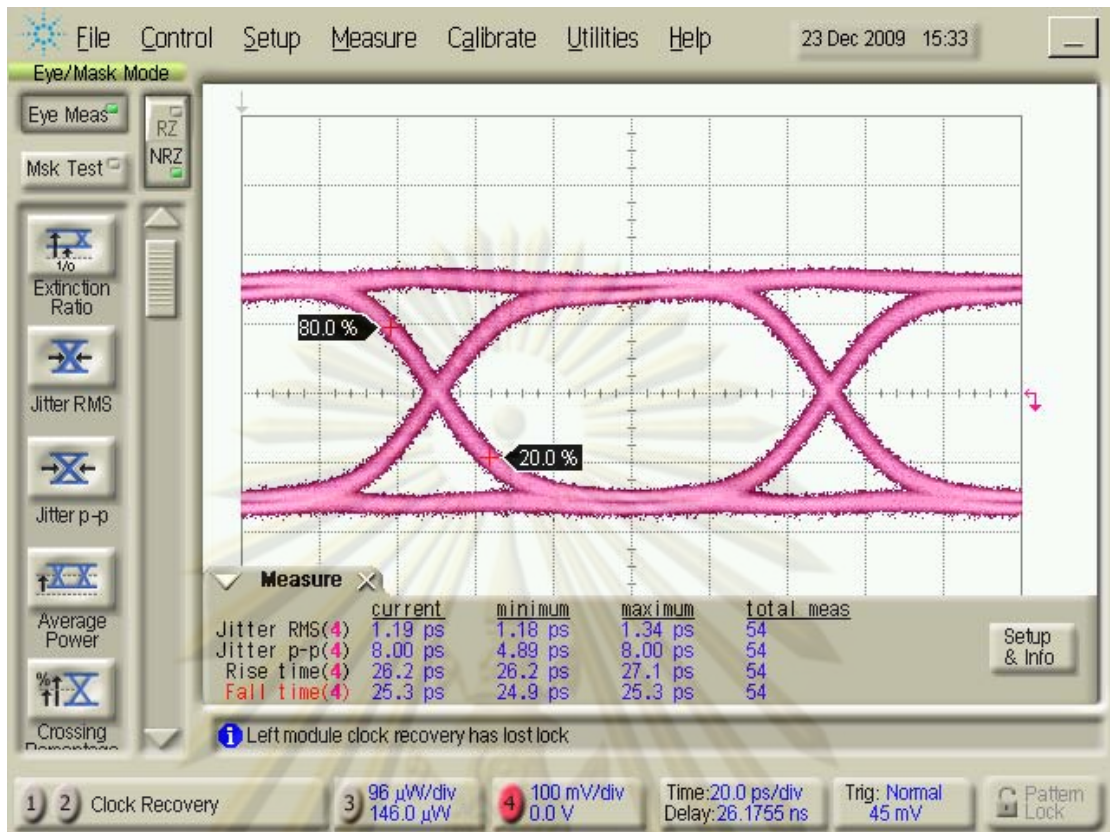
รูปที่ 5.6 บอร์ดตัวกักคั้นสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล

บอร์ดกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูลโมดูล MAX3991 แสดงดังรูปที่ 5.6 เมื่อเชื่อมต่อเข้ากับตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง 155.52 MHz (ซึ่งอธิบายแล้วในหัวข้อที่ 5.1.2) บนแผงวงจรพิมพ์ที่ได้ออกแบบไว้ ทำการวัดทดสอบโดยการต่อไฟเลี้ยงแรงดัน 3.3 V ตามที่ระบุไว้ใน Datasheet [26] และป้อนสัญญาณไฟฟ้าขาเข้าระดับแรงดันแบบเดี่ยว 400 mVp-p ระดับแรงดันไบแอสที่ 0 mV แสดงดังรูปที่ 5.7 ซึ่งเท่ากับระดับแรงดันผลต่าง 800 mVp-p อยู่ในช่วงของแรงดันขาเข้าผลต่างเท่ากับ 15-1000 mVp-p ตาม Datasheet [26] ตั้งค่าอัตราข้อมูลของสัญญาณเท่ากับ 9.95328 Gb/s (OC-192, STM 64) และวัดค่า Rise/Fall time เท่ากับ 12.0 และ 13.8 ps ตามลำดับ

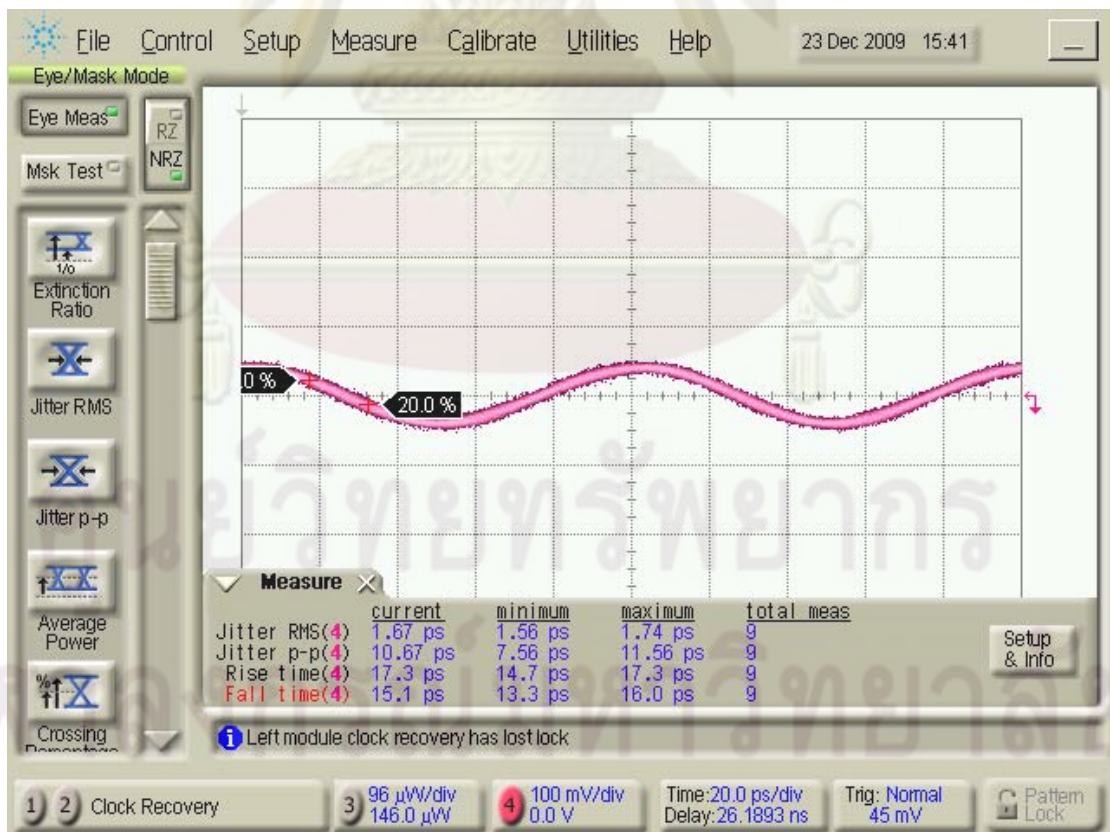


รูปที่ 5.7 แผนภาพรูปตาของสัญญาณข้อมูลขาเข้า

แผนภาพรูปตาของสัญญาณข้อมูลขาออกแสดงดังรูปที่ 5.8 ระดับของสัญญาณขาออกนี้ไม่ขึ้นกับระดับสัญญาณขาเข้า เนื่องจากภายในตัวกู้คืนสัญญาณข้อมูลและสัญญาณนาฬิกาที่มีตัวขยายสัญญาณแบบคงค่าระดับสัญญาณขาออก เมื่อวัดระดับแรงดันแบบเดี่ยวได้เท่ากับ 340 mVp-p ซึ่งมีค่าเท่ากับแรงดันผลต่าง 680 mVp-p อยู่ในช่วง 575-725 mVp-p และวัดค่า Rise/Fall time ได้เท่ากับ 26.2/25.3 ps อยู่ในช่วง 18-30 ps ตามข้อมูลใน Datasheet [26] สัญญาณนาฬิกาขาออกแสดงดังรูปที่ 5.9 ค่าความถี่ 10 GHz ระดับแรงดันเท่ากับ 100 mVp-p และมีค่า Rise/Fall time เท่ากับ 17.3/15.1 ps

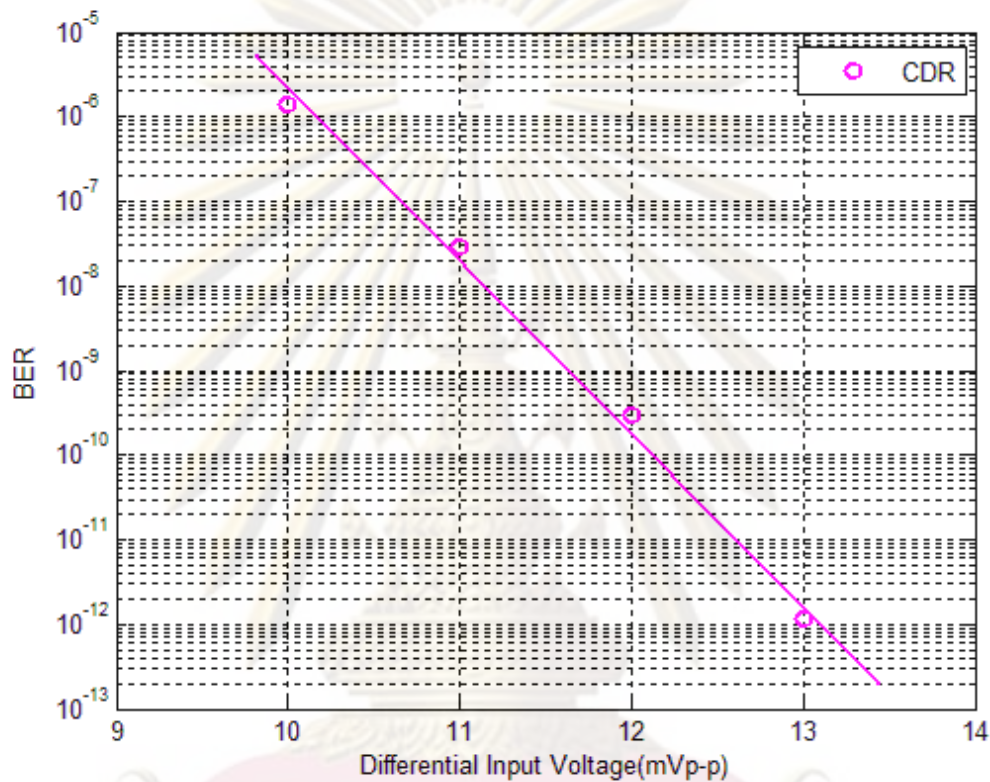


รูปที่ 5.8 แผนภาพรูปตาของสัญญาณข้อมูลขาออก



รูปที่ 5.9 สัญญาณนาฬิกาขาออก

วัดระดับแรงดันต่ำสุดที่ยังสามารถทำการกู้คืนสัญญาณไฟฟ้าขาเข้า โดยการวัดค่าอัตราความผิดพลาดบิต ที่ระดับแรงดันผลต่างขาเข้าค่าต่างๆ ได้ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตกับระดับแรงดันผลต่างได้แสดงดังในรูปที่ 5.10 เมื่อแรงดันขาเข้าลดลงทำให้อัตราความผิดพลาดบิตเพิ่มขึ้น ดังนั้นเมื่อต้องการให้ความผิดพลาดบิตน้อยกว่า  $10^{-12}$  ต้องให้ระดับแรงดันขาเข้ามากกว่า 13 mVp-p สอดคล้องกับ Datasheet [26]



รูปที่ 5.10 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตกับแรงดันขาเข้า



## 5.2 ผลการทดสอบบอร์ดตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ

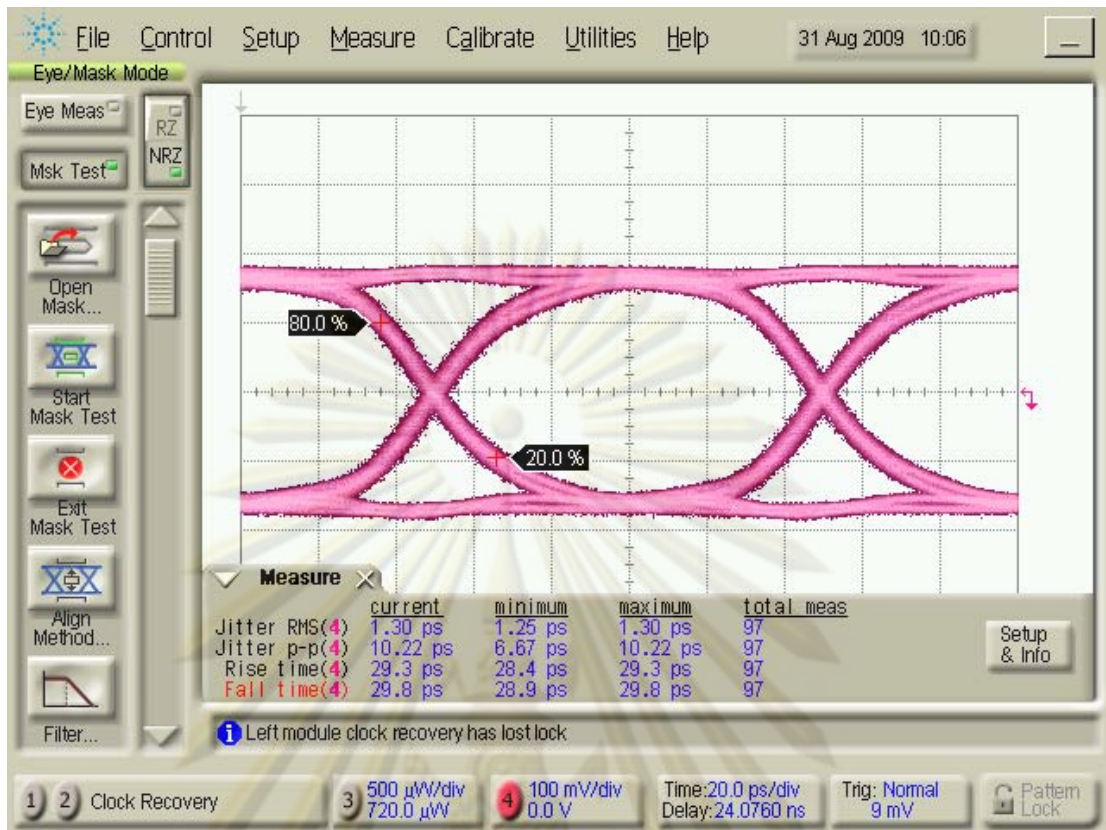


รูปที่ 5.11 บอร์ดตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ

หลังจากวัดและทดสอบตัวตรวจจับสนแสง ตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง และตัวกู้คืนสัญญาณข้อมูลและสัญญาณนาฬิกา ซึ่งได้อธิบายรายละเอียดในหัวข้อ 5.1.1 ถึง 5.1.3 จึงบัดกรีประกอบรวมบนแผ่นวงจรพิมพ์เดียวกัน รูปที่ 5.11 แสดงบอร์ดตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบที่บัดกรีประกอบทุกอุปกรณ์แล้ว จากนั้นทำการวัดทดสอบบอร์ดตัวรับสัญญาณทางแสง 4 หัวข้อ คือ (1) การวัดแผนภาพรูปตาของสัญญาณขาออก, (2) การวัดอัตราความผิดพลาดบิต, (3) พลังงานที่บอร์ดตัวรับสัญญาณทางแสงใช้, และ (4) การเปรียบเทียบคุณลักษณะของตัวรับสัญญาณทางแสง โดยจะอธิบายรายละเอียดในหัวข้อ 5.2.1 ถึง 5.2.4 ตามลำดับ

### 5.2.1 แผนภาพรูปตาของสัญญาณขาออก

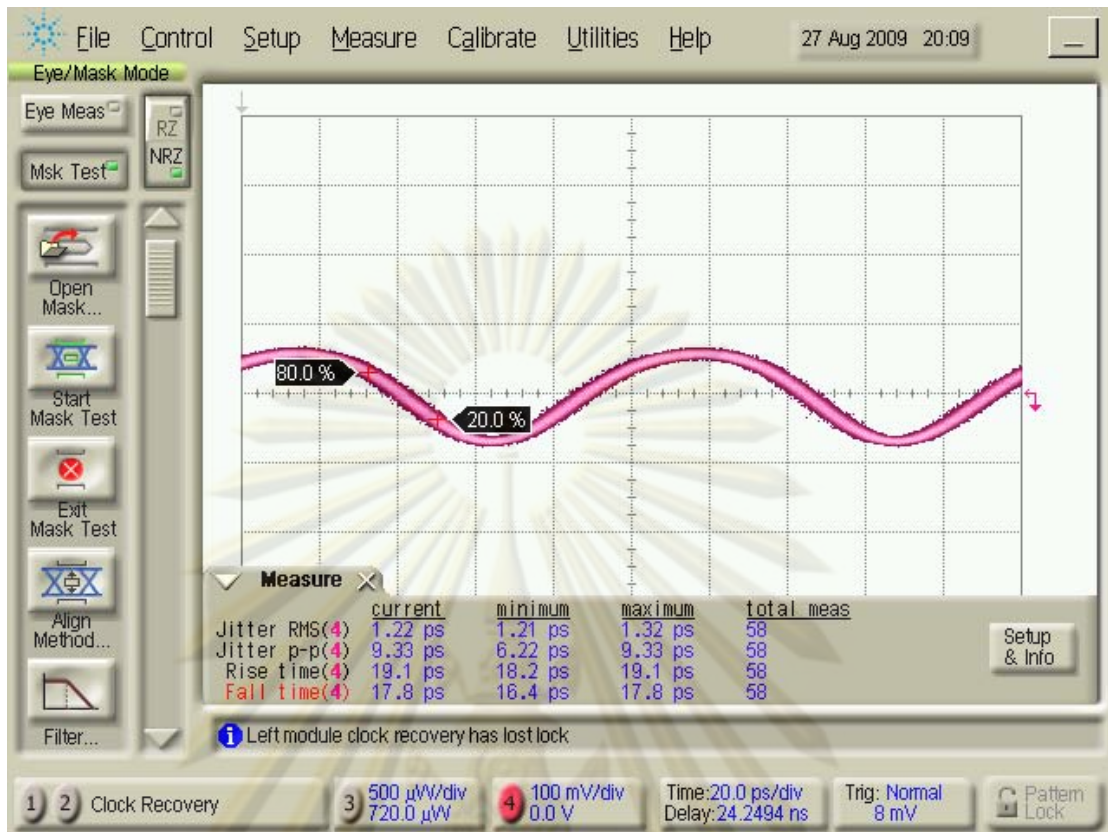
การวัดแผนภาพรูปตาของสัญญาณขาออก ทำโดยการส่งสัญญาณข้อมูลจากตัวส่งสัญญาณทางแสงซึ่งอธิบายไว้ในหัวข้อ 4.3 เป็นสัญญาณแสงขาเข้าเดียวกับที่ใช้ทดสอบตัวตรวจจับสนแสงในหัวข้อ 5.1.1 แต่ต่างกันตรงที่สัญญาณไฟฟ้าที่ออกจากตัวตรวจจับสนแสงจะถูกส่งเข้าสู่ตัวกู้คืนสัญญาณข้อมูลและสัญญาณนาฬิกาทันที จากนั้นวัดแผนภาพรูปตาของสัญญาณข้อมูลขาออก และสัญญาณนาฬิกาขาออกจากบอร์ดตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ แสดงดังรูปที่ 5.12 และ รูปที่ 5.13 ตามลำดับ



รูปที่ 5.12 แผนภาพรูปตาของสัญญาณข้อมูลขาออก จากบอร์ดตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ

รูปที่ 5.12 แสดงแผนภาพรูปตาของสัญญาณข้อมูลขาออก 10 Gb/s จากบอร์ดตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ สามารถทำงานได้ในช่วงกำลังแสงขาเข้าระหว่าง -4 dBm ถึง -26 dBm สัญญาณขาออกนี้ไม่ขึ้นกับระดับกำลังแสงขาเข้า จึงแสดงแผนภาพรูปตาเพียงรูปเดียวที่ระดับกำลังแสงขาเข้าเท่ากับ -20 dBm ระดับแรงดันขาออกแบบเดี่ยวมีค่าเท่ากับ 340 mVp-p และมีค่า Rise/Fall time เท่ากับ 29.3 และ 29.8 ps ตามลำดับ โดยค่า Rise/Fall time มีค่ามากขึ้นเมื่อเทียบกับรูปที่ 5.8 เนื่องจากสัญญาณขาเข้าเป็นสัญญาณขาออกจากตัวตรวจจับแสงรูปที่ 5.2 ซึ่งมีค่า Rise/Fall time มาก (44.4/44.9 ps) เมื่อตัวกึ่งสัญญาณทำการสร้างสัญญาณขาออกขึ้นใหม่ จึงทำให้แผนภาพรูปตาที่วัดได้มีค่า Rise/Fall time ดีขึ้น (ได้ค่าลดลง)

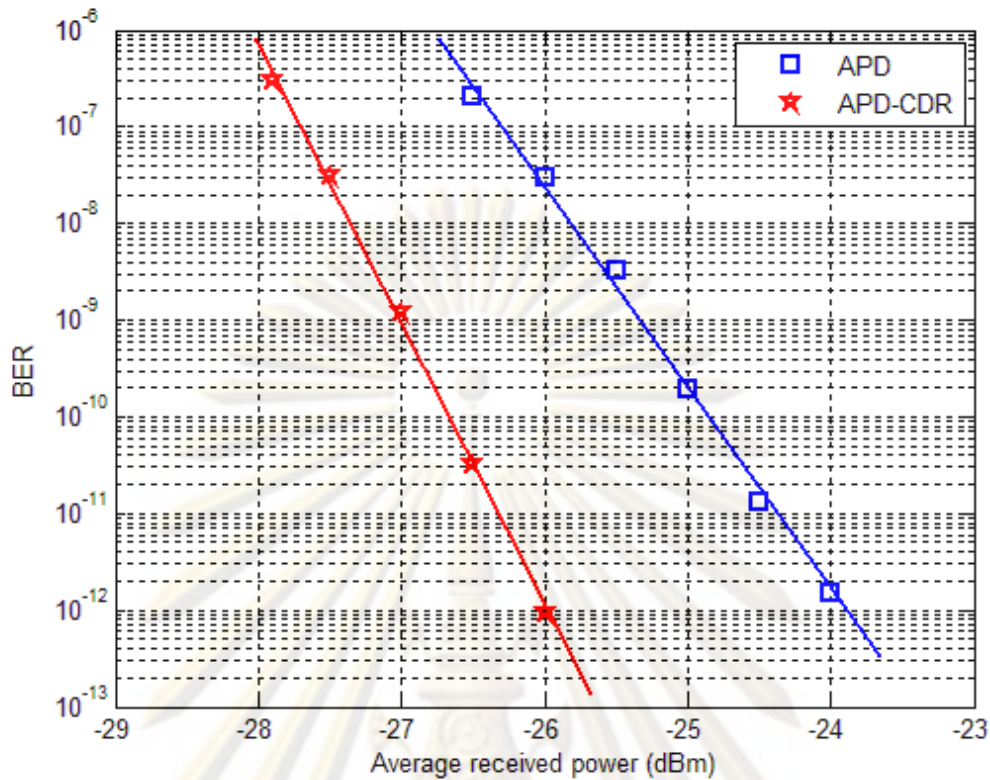
จากรูปที่ 5.13 สัญญาณนาฬิกาขาออกจากบอร์ดตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ มีค่าความถี่เท่ากับ 10 GHz ระดับสัญญาณแบบเดี่ยวเท่ากับ 150 mVp-p โดยมีค่า Rise/Fall time เท่ากับ 19.1/17.8 ps ซึ่งเป็นสัญญาณจาก Voltage Control Oscillator (VCO) ที่อยู่ภายในวงจรของตัวกึ่งสัญญาณนาฬิกา



รูปที่ 5.13 สัญญาณนาฬิกาขาออก จากบอร์ดตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ

## 5.2.2 การวัดอัตราความผิดพลาดบิต

การวัดอัตราความผิดพลาดบิต คือการวัดความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังแสงขาเข้าของตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ (APD-CDR) ขั้นตอนการวัดเหมือนกับการวัดทดสอบตัวตรวจจับแสง (APD) ซึ่งแสดงผลการวัดดังรูปที่ 5.3 เมื่อวัดทดสอบอัตราความผิดพลาดบิตของตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ เปรียบเทียบค่าที่ได้กับการทดสอบตัวตรวจจับแสง แสดงผลการทดสอบดังรูปที่ 5.14 จากผลการทดสอบพบว่าที่ระดับกำลังแสงเดียวกันตัวรับสัญญาณแสงต้นแบบมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตน้อยกว่าตัวตรวจจับแสง หรือเมื่อพิจารณาอัตราความผิดพลาดบิตเท่ากันที่  $10^{-12}$  จากที่มีตัวตรวจจับแสงเพียงอย่างเดียวต้องให้กำลังแสงเท่ากับ  $-24$  dBm แต่เมื่อเพิ่มตัวกู้คืนสัญญาณสามารถปรับลดกำลังแสงลงถึง  $2$  dB ให้เท่ากับ  $-26$  dBm จากผลการทดสอบสามารถสรุปได้ว่าตัวกู้คืนสัญญาณช่วยลดอัตราความผิดพลาดบิตได้เป็นอย่างดี



รูปที่ 5.14 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังแสงขาเข้า

### 5.2.3 กำลังไฟฟ้าที่บอร์ดตัวรับสัญญาณทางแสงใช้ (Power Consumption)

การคำนวณกำลังส่งไฟฟ้าที่บอร์ดตัวรับสัญญาณทางแสงใช้ จากสมการ  $P = VI$  ค่าแรงดัน โดยการต่อโวลมิเตอร์ขนานเข้ากับวงจรแหล่งจ่าย และวัดกระแส โดยการต่อแอมป์มิเตอร์อนุกรมเข้ากับวงจรไฟเลี้ยงของแต่ละองค์ประกอบ ตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบมี 3 องค์ประกอบหลักคือ ตัวตรวจจับแสง (APD) ซึ่งมีตัวขยายสัญญาณชนิด TIA รวมอยู่ด้วย, ตัวกู้คืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล (CDR) และตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง (RefClock) ค่าแรงดันและกระแสที่วัดได้ในขณะใช้งานเป็นดังนี้

$$P_{APD} = 29.52 \text{ V} \times 0.072 \text{ mA} = 2.13 \text{ mW}$$

$$P_{TIA} = 3.3 \text{ V} \times 54.94 \text{ mA} = 181.30 \text{ mW}$$

$$P_{CDR} = 3.3 \text{ V} \times 99.54 \text{ mA} = 328.48 \text{ mW}$$

$$P_{RefClock} = 3.3 \text{ V} \times 63.65 \text{ mA} = 201.05 \text{ mW}$$

จากผลการวัดข้างต้น กระแสของแต่ละองค์ประกอบอยู่ในช่วงที่ระบุไว้ใน Datasheet โดยปรากฏว่า CDR ใช้กำลังไฟฟ้ามามากที่สุด ส่วน APD ต้องการแรงดันไบแอสย้อนกลับสูงมากถึง 29.5

V แต่กินกระแสไฟน้อยมาก เมื่อรวมค่าการใช้กำลังไฟฟ้าทั้งหมดเท่ากับ 712.96 mW หรือประมาณ 0.713 W

#### 5.2.4 ตารางเปรียบเทียบคุณลักษณะของตัวรับสัญญาณทางแสง

จากการวัดทดสอบตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบในหัวข้อ 5.2.1 - 5.2.3 สามารถสรุปค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญต่างๆ แสดงดังตารางที่ 5.2 อีกทั้งยังเปรียบเทียบค่าที่สรุปได้กับค่าของตัวรับส่งสัญญาณทางแสง (Optical Transceiver) จากบริษัท Finisar และบริษัท Bookham โดยทำการเปรียบเทียบเฉพาะส่วนของตัวรับสัญญาณทางแสงเท่านั้น

ตารางที่ 5.2 ตารางสรุปและเปรียบเทียบคุณลักษณะของต้นแบบตัวรับสัญญาณทางแสง

Electrical Characteristics	Receiver Prototype	Finisar [33]	Bookham [34]	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 @ $10^{-12}$	-26	-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

เมื่อเปรียบเทียบคุณลักษณะทางไฟฟ้า อัตราข้อมูลของตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบเท่ากับ 9.95328 Gb/s (OC-192, STM-64) เนื่องมาจากการกำหนดค่าความถี่ของสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง ถ้าต้องการเปลี่ยนเป็นอัตราข้อมูลอื่นสามารถเลือกค่าความถี่ของสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงได้ตามตารางที่ 3.1 แต่สำหรับตัวรับส่งสัญญาณของ Finisar และ Bookham จะรับสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงมาจาก Host Board จึงสามารถเปลี่ยนแปลงอัตราข้อมูลตามสัญญาณนาฬิกาที่รับเข้ามาได้ ในส่วนของค่าแรงดันผลต่าง และค่า Rise/Fall time มีค่าอยู่ในช่วงการทำงานปกติ สอดคล้องกับค่าที่เปรียบเทียบ สำหรับค่ากำลังไฟฟ้าที่ใช้เท่ากับ 0.71 W เมื่อคำนวณเฉพาะส่วนรับสัญญาณ แต่ตัวรับส่งสัญญาณทางแสงของ Finisar และ Bookham ควบรวมทั้ง

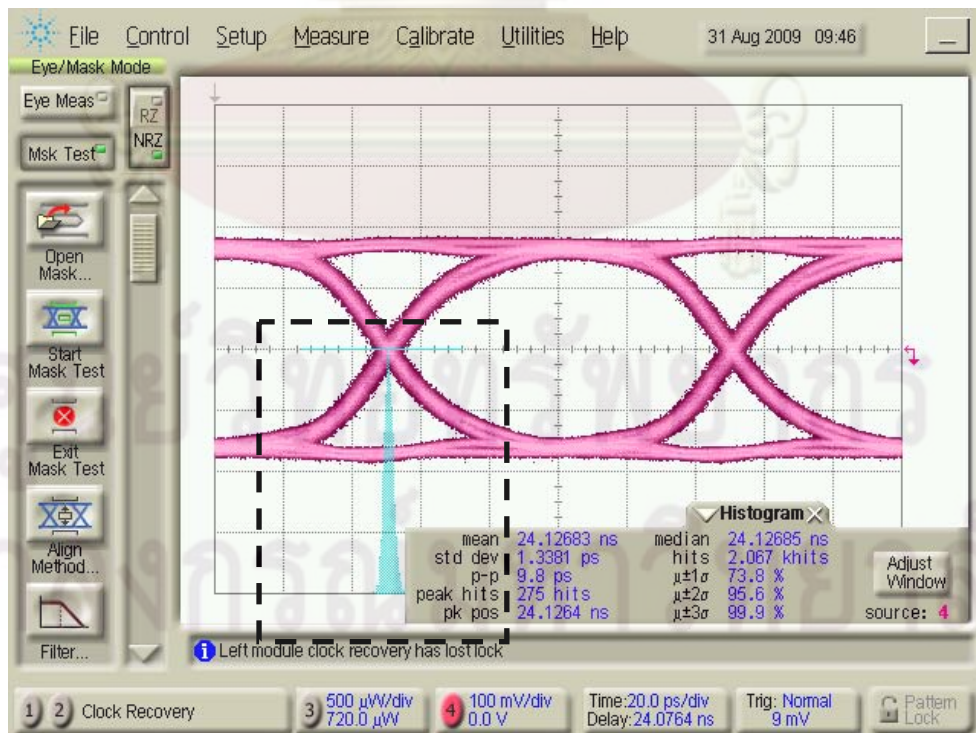
ภาคส่งและภาครับไว้ด้วยกันจึงกำลังไฟฟ้าไม่เกิน 3.5 W ซึ่งกำลังงานส่วนใหญ่ใช้ในภาคส่ง สัญญาณมากกว่าภาครับสัญญาณ

เมื่อเปรียบเทียบคุณลักษณะทางแสง ตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบมีช่วงความยาวคลื่นของการรับสัญญาณครอบคลุมกว้างกว่ามาก มีค่า Power Sensitivity ที่ดีกว่า คือสามารถตรวจจับกำลังแสงต่ำมากๆ ได้ และมีช่วงการทำงาน (Dynamic Range) กว้าง ซึ่งคำนวณจากผลต่างระหว่าง Receiver Overload และ Receiver Sensitivity เท่ากับ  $-2 - (-26) = 24$  dB มากกว่าของทั้ง Finisar (21 dB) และ Bookham (14.8 dB) สำหรับค่า Path Penalty คือค่าการเพิ่มขึ้นของกำลังแสงเมื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสงระยะทาง 40 km ด้วยค่า Chromatic Dispersion เท่ากับ 20 ps/nm/km ซึ่งจะอธิบายการวัดค่าต่อไปในหัวข้อ 5.4.3 ค่า Path Penalty ที่วัดได้ของต้นแบบเท่ากับ 0.8 dB ซึ่งน้อยกว่า 2 dB ตามที่มาตรฐานกำหนด [16]

### 5.3 ผลการทดสอบ Jitter

การทดสอบ Jitter ของตัวรับสัญญาณทางแสง แบ่งออกเป็น 2 หัวข้อ คือ ผลการทดสอบฮิสโตแกรมของ Jitter และผลการทดสอบ Jitter Tolerance ซึ่งจะกล่าวต่อไปในหัวข้อ 5.3.1 และ 5.3.2 ตามลำดับ

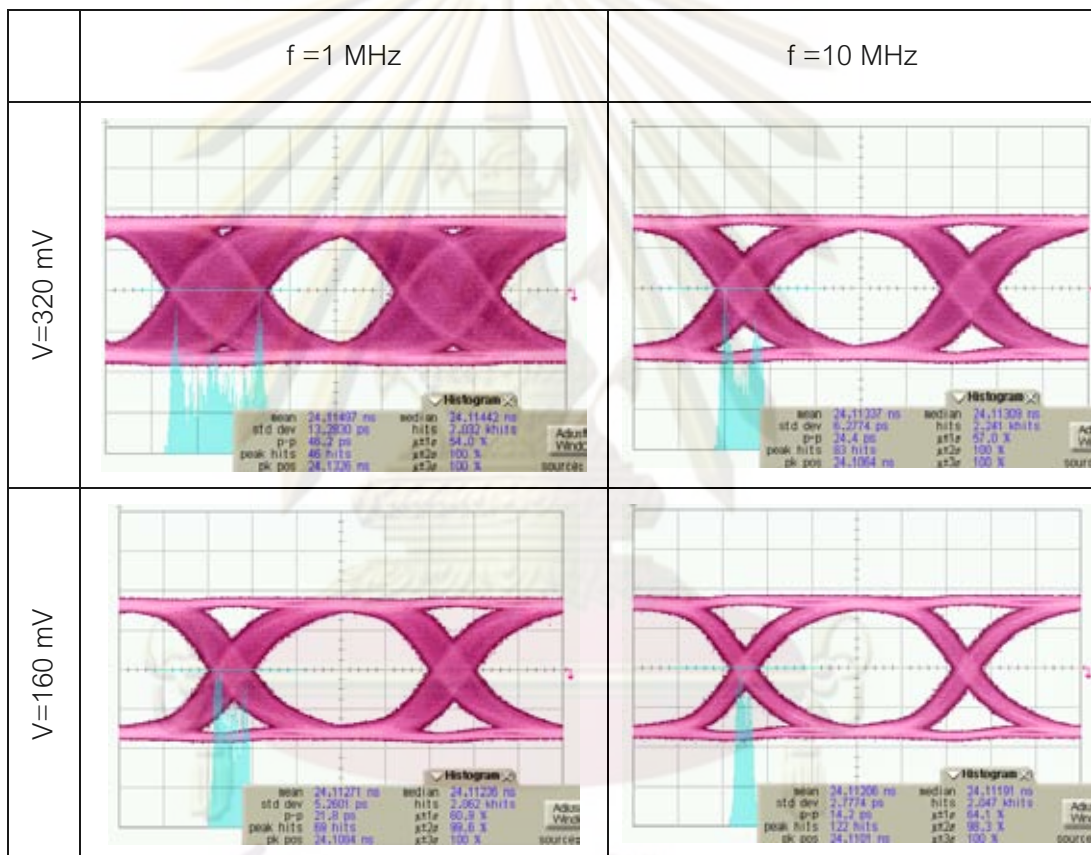
#### 5.3.1 ผลการทดสอบฮิสโตแกรมของ Jitter



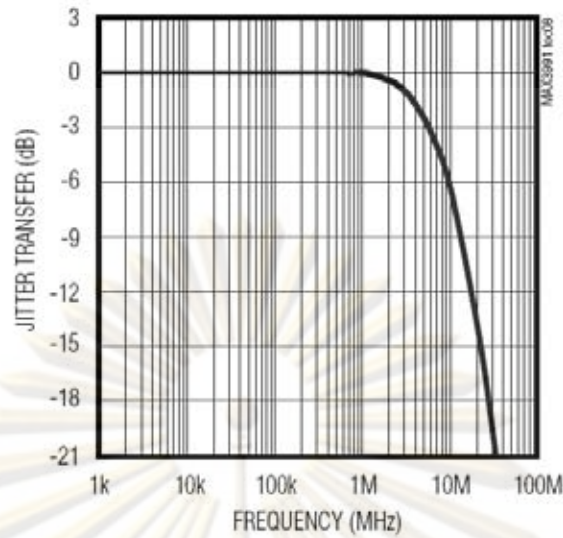
รูปที่ 5.15 แผนภาพรูปตาของตัวรับสัญญาณทางแสงก่อนเพิ่ม Jitter

ผลการทดลองวัดค่า Jitter ฮิสโตแกรมจากแผนภาพรูปตา ก่อนเพิ่ม Jitter แสดงดังรูปที่ 5.15 ในกรอบจุดประ ฮิสโตแกรมของจุดตัดมีลักษณะการกระจายตัวแบบ Gaussian ซึ่งสอดคล้องกับรูปที่ 2.14 (ก) โดยวัดค่า Jitter p-p เท่ากับ 0.098 Ulp-p และค่า Jitter rms เท่ากับ 0.0134 Ulrms เนื่องจากเป็นค่า Jitter ผลรวม (Total Jitter) ทั้งจาก Random Jitter (RJ) และ Data Dependent Jitter (DDJ) โดยใช้ผลการวัดนี้เป็นค่าอ้างอิง เพื่อพิจารณาการเพิ่มขึ้นของ Periodic Jitter (PJ) ในระบบต่อไป

ตารางที่ 5.3 เปรียบเทียบลักษณะ Jitter ฮิสโตแกรมของสัญญาณขาออก เมื่อปรับแรงดันและความถี่ของสัญญาณขาเข้า

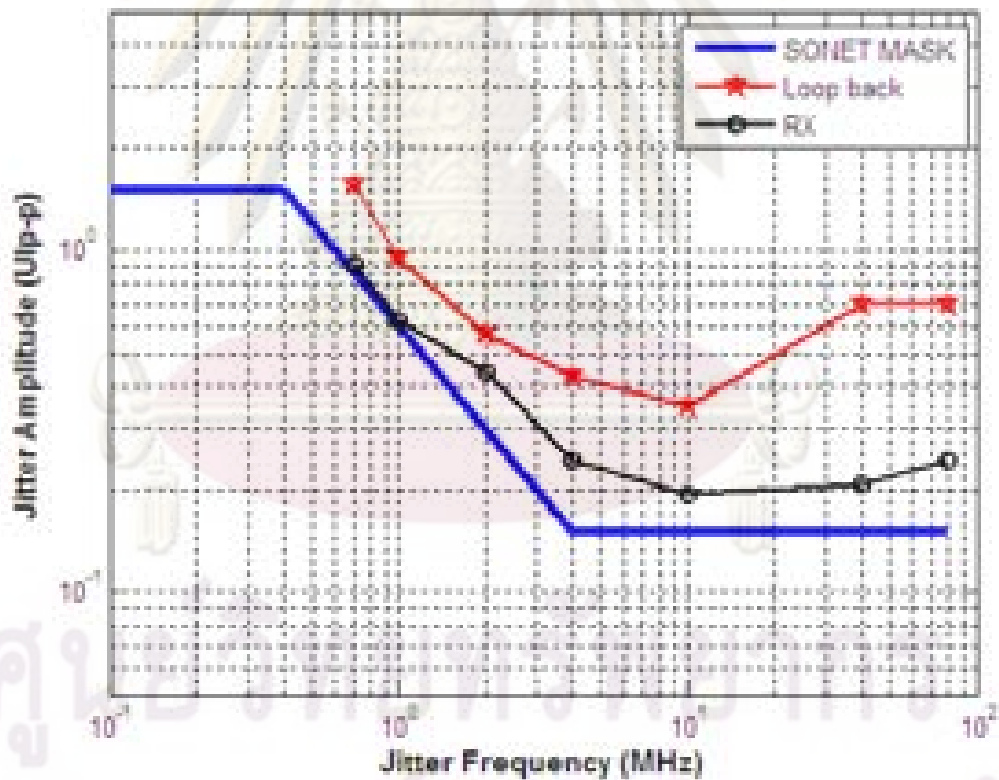


เมื่อเพิ่ม Periodic Jitter ผลการวัดแผนภาพรูปตาแสดงดังตารางที่ 5.3 ฮิสโตแกรมของจุดตัดมีลักษณะแยกกันออกเป็นสองยอด และปลายทั้งสองด้านมีลักษณะเอียงลาดลงคล้ายลักษณะของ Gaussian สอดคล้องกับรูปที่ 2.14 (ข) ซึ่งเป็นผลรวมของ PJ จากสัญญาณขาเข้า และ RJ ที่มีอยู่แล้วในระบบ โดยขนาดของ Jitter จะแปรผันตามขนาดของแรงดัน เป็นไปตามสมการที่ (2.9) แต่จะแปรผกผันกับความถี่ เนื่องจากคุณลักษณะของ CDR ที่เลือกใช้ ซึ่งจะมีการถ่ายโอน (Jitter Transfer) ที่ลดลงเมื่อความถี่มากกว่า 1 MHz แสดงดังรูปที่ 5.16 [26]



รูปที่ 5.16 ความสัมพันธ์ระหว่าง Jitter Transfer กับความถี่ของ CDR ที่เลือกใช้

### 5.3.2 ผลการทดสอบ Jitter tolerance



รูปที่ 5.17 กราฟผลการวัด Jitter Tolerance

จากรูปที่ 5.17 ผลการวัด Jitter Tolerance ของต้นแบบตัวรับสัญญาณทางแสง (เส้น RX) มีค่าสูงกว่าเส้นมาตรฐาน SONET (เส้น SONET MASK) แสดงว่าตัวรับสัญญาณทางแสงสามารถทนระดับ PJ ได้มากกว่าตัวรับสัญญาณทางแสงมาตรฐานทนได้ และยังคงให้อัตราความผิดพลาด



บิตเท่ากับ  $10^{-12}$  ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าตัวต้นแบบผ่านเกณฑ์มาตรฐาน แต่ยอมมีค่าไม่ดีเท่าผลการวัดของเครื่อง BERT (เส้น Loop back) ซึ่งเป็นไปตามคาดการณ์

เมื่อวิเคราะห์ผลจะสังเกตได้ว่าต้นแบบตัวรับสัญญาณทางแสงสามารถทน PJ ความถี่ต่ำได้มากกว่า Periodic Jitter ความถี่สูง เนื่องจากสัญญาณข้อมูลที่มี PJ ความถี่ต่ำนั้นมีการเปลี่ยนแปลงเฟสทีละน้อย ให่วงจรกู้คืนสัญญาณนาฬิกาสามารถตรวจจับเฟสได้ทัน แต่ถ้า PJ มีความถี่สูง วงจรกู้คืนสัญญาณนาฬิกาจะไม่สามารถไล่ตามการเปลี่ยนแปลงเฟสได้ทัน จึงทวนระดับของ Periodic Jitter ได้น้อยลงที่ความถี่สูง

#### 5.4 ผลการทดสอบระบบ 50 GHz WDM 3 ช่องสัญญาณ ผ่านเส้นใยนำแสง 40 km

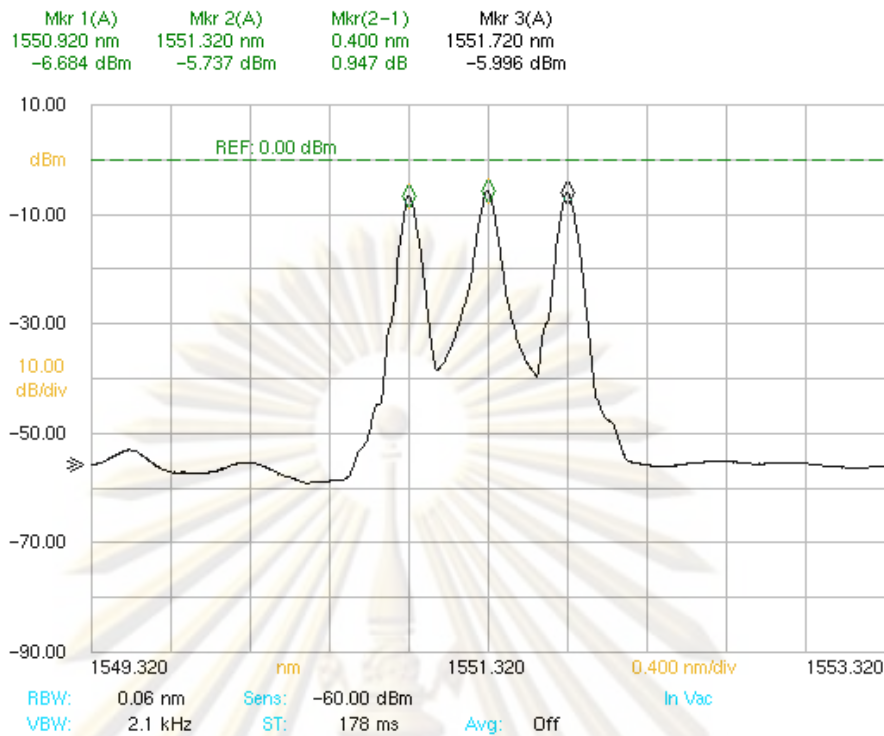
ในการทดสอบระบบ WDM 3 ช่องสัญญาณ ที่ระยะห่างช่องสัญญาณเท่ากับ 50 GHz หรือ 0.4 nm โดยส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงระยะทาง 40 km ซึ่งได้อธิบายรายละเอียดของการเชื่อมต่ออุปกรณ์แล้วในหัวข้อ 4.2 ได้ดำเนินการวัดและวิเคราะห์ใน 4 หัวข้อหลัก ดังนี้คือ (1) ผลการวัดสเปกตรัมของสัญญาณแสงทั้งภาคส่งและภาครับ, (2) ผลการทดสอบ Crosstalk, (3) ผลการทดสอบ Dispersion, และ (4) การวัดอัตราความผิดพลาดบิต ซึ่งจะอธิบายรายละเอียดของผลการวัดในหัวข้อ 5.4.1 ถึง 5.4.4 ตามลำดับ

##### 5.4.1 ผลการวัดสเปกตรัมของสัญญาณแสง

การวัดสเปกตรัมของสัญญาณ จะใช้เครื่องมือวัดสเปกตรัมทางแสง โดยเชื่อมต่อกับระบบ WDM ดังในรูปที่ 4.3 ซึ่งระบุตำแหน่ง A-E ในการวัดสเปกตรัม สำหรับตำแหน่ง A เป็นตำแหน่งของตัวส่งสัญญาณ แสดงสเปกตรัมดังรูปที่ 4.10 ซึ่งได้อธิบายไปแล้วในหัวข้อ 4.3 ส่วนตำแหน่ง B-E เป็นตำแหน่งของการรวม, ส่งผ่าน, และแยกสัญญาณ โดยแบ่งออกเป็นภาคส่งและภาครับ อธิบายต่อไปในหัวข้อ 5.4.1.1 และ 5.4.1.2 ตามลำดับ

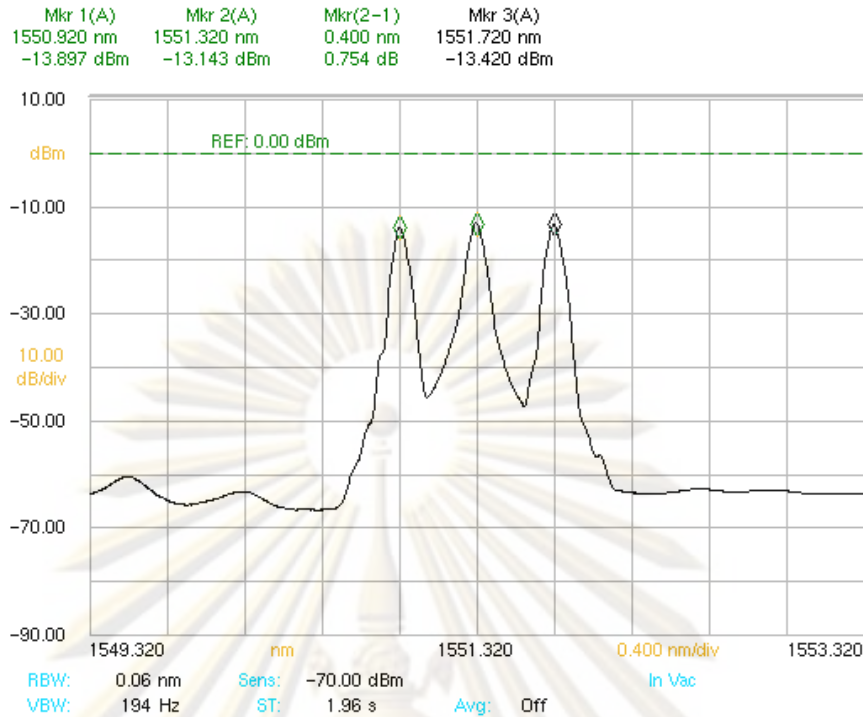
###### 5.4.1.1 ภาคส่ง

สเปกตรัมของสัญญาณภาคส่ง แบ่งออกเป็น 2 ตำแหน่งคือ ตำแหน่ง B หลังการรวม 3 ความยาวคลื่นด้วย Coupler แล้ว และตำแหน่ง C คือ สัญญาณหลังจากส่งผ่านเส้นใยนำแสงระยะทาง 40 km แสดงผลการวัดสเปกตรัมดังรูปที่ 5.18 และ รูปที่ 5.19 ตามลำดับ



รูปที่ 5.18 สเปกตรัมของสัญญาณแสง หลังการรวมของตัวส่ง (ตำแหน่ง B)

จากรูปที่ 5.18 แสดงสเปกตรัมของแสงหลังการรวม 3 ความยาวคลื่น คือ 1550.92, 1551.32 และ 1551.72 nm มีระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณเท่ากับ 0.4 nm และมีระดับกำลังแสงเท่ากันประมาณ -6 dBm โดยวัดกำลังแสงเฉลี่ยด้วยตัววัดกำลังทางแสงที่ตำแหน่งนี้ได้เท่ากับ 2.2 dBm สเปกตรัมของสัญญาณแสงที่วัดได้มีลักษณะที่แคบมาก เนื่องจากชนิดของตัวส่งสัญญาณแสง ทำให้สามารถประยุกต์ใช้ในระบบ WDM ที่มีระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณเพียง 0.4 nm ได้ อีกทั้งยังมีการควบคุมความยาวคลื่นจากบอร์ดควบคุมอุณหภูมิทำให้สัญญาณแสงขาออกจากทั้ง 3 ช่องสัญญาณมีความยาวคลื่นนี้อยู่ตำแหน่งต้องการได้

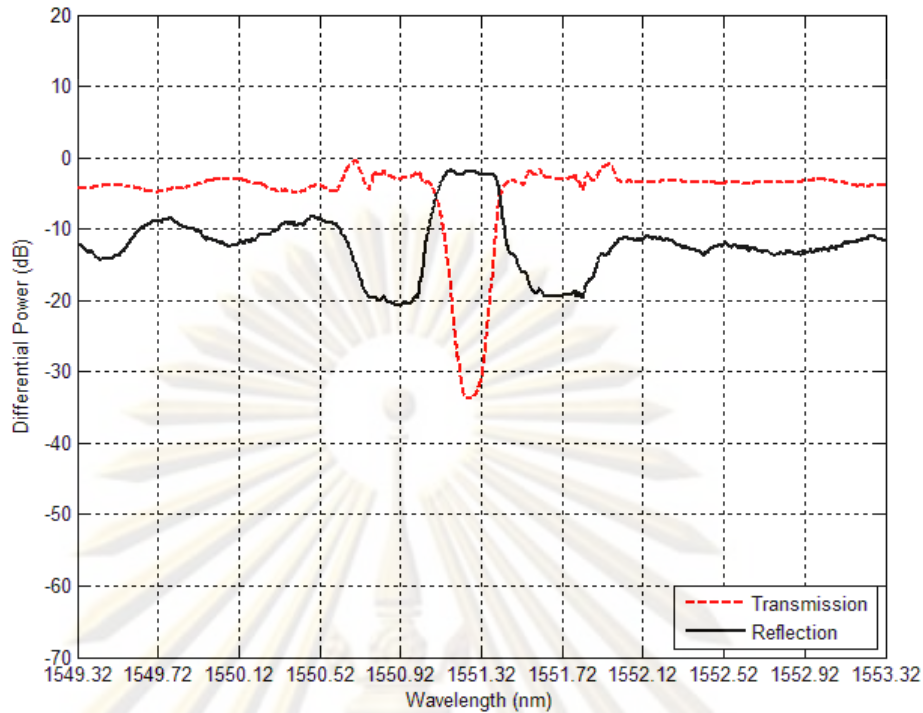


รูปที่ 5.19 สเปกตรัมของสัญญาณแสง หลังจากส่งผ่าน 40 km SSMF (ตำแหน่ง C)

จากรูปที่ 5.19 แสดงสเปกตรัมของแสงหลังจากส่งผ่านเส้นใยนำแสงระยะทาง 40 km โดยมีลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณแสงที่เหมือนกับสัญญาณแสงก่อนส่งผ่านเส้นใยนำแสงในรูปที่ 5.18 แต่ต่างกันตรงที่ยอดของสัญญาณลดลงมาอยู่ที่ระดับประมาณ -13 dBm เท่ากันทั้ง 3 ความยาวคลื่น เนื่องจากเส้นใยนำแสงส่งผลต่อการลดทอนของกำลังแสง แต่ไม่ทำให้ลักษณะของสเปกตรัมแสงเปลี่ยนแปลงไป ทำการวัดกำลังแสงเฉลี่ยด้วยตัววัดกำลังแสงที่ตำแหน่งนี้ได้เท่ากับ -5.3 dBm ดังนั้นค่าการลดทอนเนื่องจากเส้นใยนำแสงเท่ากับ  $(2.2 - (-5.3)) = 7.5$  dB ที่ช่วงความยาวคลื่น 1550 nm

#### 5.4.1.2 ภาครับ

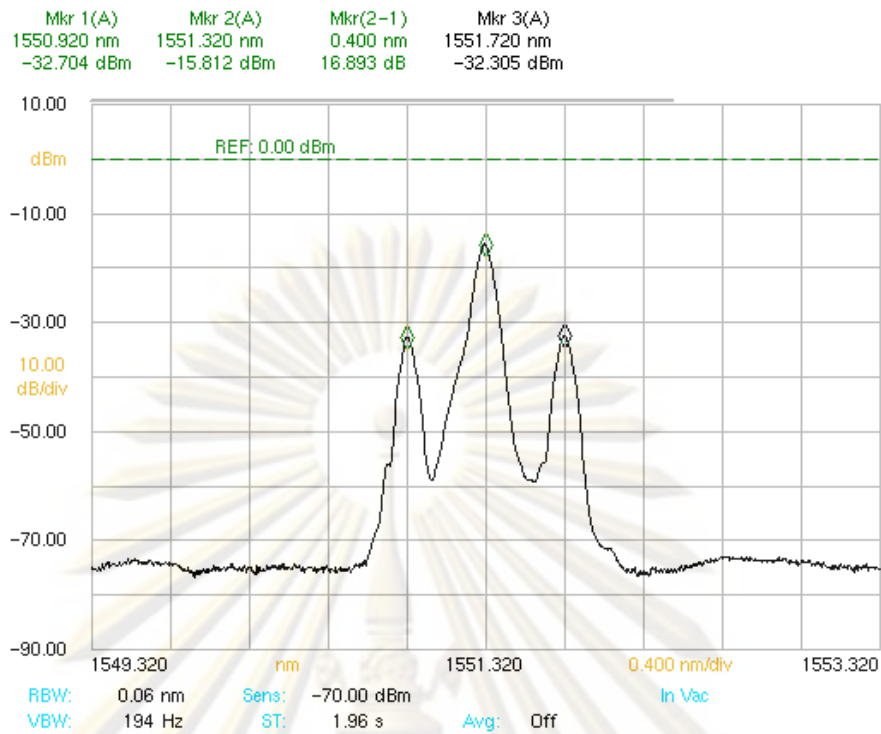
ภาครับสัญญาณแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ ส่วนแยกสัญญาณ (ซึ่งประกอบด้วย Circulator และ FBG) และส่วนของตัวรับสัญญาณทางแสง ในส่วนของการแยกสัญญาณดีหรือไม่ดีนั้นขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของ FBG ที่เลือกใช้ คุณลักษณะของ FBG สามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ (1) ส่วนการสะท้อนกำลังแสง (Reflection) ซึ่งคือการเปรียบเทียบลักษณะของสัญญาณแสงที่สะท้อนกลับกับสัญญาณแสงขาเข้า และ (2) ส่วนการส่งผ่านกำลังแสง (Transmission) ซึ่งคือการเปรียบเทียบลักษณะของสัญญาณที่ทะลุผ่านกับสัญญาณขาเข้า แสดงผลการวัดดังรูปที่ 5.20



รูปที่ 5.20 คุณลักษณะของ FBG ที่เลือกใช้

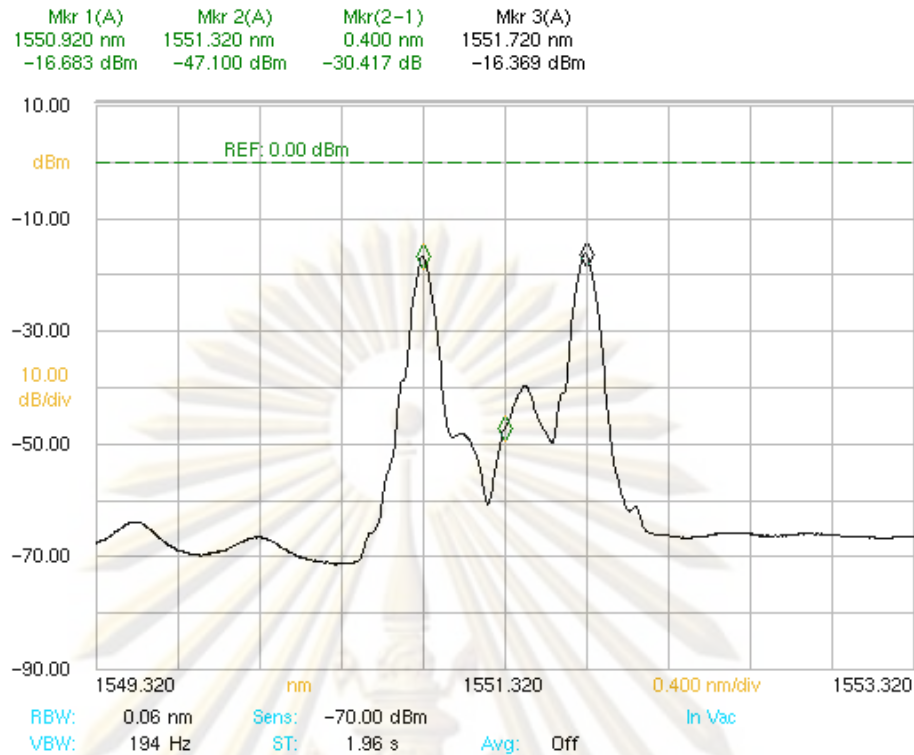
จากรูปที่ 5.20 ประกอบด้วย 2 เส้น คือ (1) เส้นการสะท้อน FBG ที่เลือกใช้จะสะท้อนกลับความยาวคลื่นเดียวที่ 1551.32 nm ซึ่งเป็นความยาวคลื่นที่ต้องการแยกออกมา เพื่อเข้าสู่ตัวรับสัญญาณทางแสงต่อไป โดยมีช่วงการสะท้อนประมาณ 0.4 nm วัดที่ตำแหน่งต่ำกว่ายอด 3 dB ส่วนอีก 2 ความยาวคลื่นด้านข้างที่ 1550.92 และ 1551.72 จะมีระดับการสะท้อนกลับน้อยกว่าของความยาวคลื่นตรงกลางถึง 16.9 dB และ (2) เส้นการส่งผ่านกำลังแสง FBG จะส่งผ่านทุกความยาวคลื่นยกเว้นความยาวคลื่นสะท้อนกลับที่ 1551.32 nm ซึ่งเป็นความยาวคลื่นตรงกลางที่มีระดับการส่งผ่านต่ำกว่าความยาวคลื่นอื่นถึง 30 dB จากคุณลักษณะของ FBG ที่เลือกใช้ จึงเป็นตัวแยกสัญญาณที่เหมาะสมกับระบบ WDM ที่มีระยะห่างช่องสัญญาณเท่ากับ 0.4 nm หรือ 50 GHz

สเปกตรัมของสัญญาณภาครับ แบ่งออกเป็น 2 ตำแหน่งคือ ตำแหน่ง D หลังจากสะท้อนสัญญาณจาก FBG เพื่อเข้าสู่ตัวรับสัญญาณทางแสง และตำแหน่ง E คือ สเปกตรัมของสัญญาณที่ทะลุผ่าน FBG แสดงดังรูปที่ 5.21 และ รูปที่ 5.22 ตามลำดับ



รูปที่ 5.21 สเปกตรัมของสัญญาณแสง หลังจากสะท้อนกลับเข้าสู่ตัวรับสัญญาณ (ตำแหน่ง D)

จากรูปที่ 5.21 สเปกตรัมของสัญญาณที่สะท้อนจาก FBG กำลังแสงของความยาวคลื่นตรงกลางมีค่ามากกว่าของความยาวคลื่นข้างเคียงทั้งสองเท่ากับ 16.89 dB ซึ่งสอดคล้องกับคุณลักษณะการสะท้อนของ FBG ที่วัดได้ในรูปที่ 5.20 ระดับความต่างของสัญญาณช่องข้างเคียงควรมีค่าต่ำกว่า 16 dB เนื่องจากเป็นสัญญาณรบกวนต่อสัญญาณข้อมูลที่อยู่ในความยาวคลื่นตรงกลาง โดยสเปกตรัมที่วัดได้นี้จะเชื่อมต่อเข้าสู่ตัวรับสัญญาณทางแสงต่อไป



รูปที่ 5.22 สเปกตรัมของสัญญาณแสง หลังจากทะลุผ่าน FBG (ตำแหน่ง E)

จากรูปที่ 5.22 สเปกตรัมของสัญญาณแสงที่ทะลุผ่านจาก FBG กำลังแสงของความคลื่นตรงกลางมีระดับกำลังแสงต่ำกว่าความยาวคลื่นข้างเคียงเท่ากับ 24 dB ซึ่งมีค่าน้อยกว่าค่าที่วัดได้จากคุณลักษณะการทะลุผ่านของ FBG ในรูปที่ 5.20 ซึ่งมีค่าเท่ากับ 30 dB สามารถทำการลดค่าระดับกำลังแสงนี้ได้โดยการปรับความยาวคลื่นที่ต้องการส่งจาก 1551.32 nm เป็น 1551.22 nm เพื่อให้ตรงกับคุณลักษณะของ FBG โดยระดับกำลังแสงตำแหน่งนี้ควรมีค่าต่ำมากๆ เพื่อลดสัญญาณรบกวนในการเพิ่มช่องสัญญาณของระบบ WDM

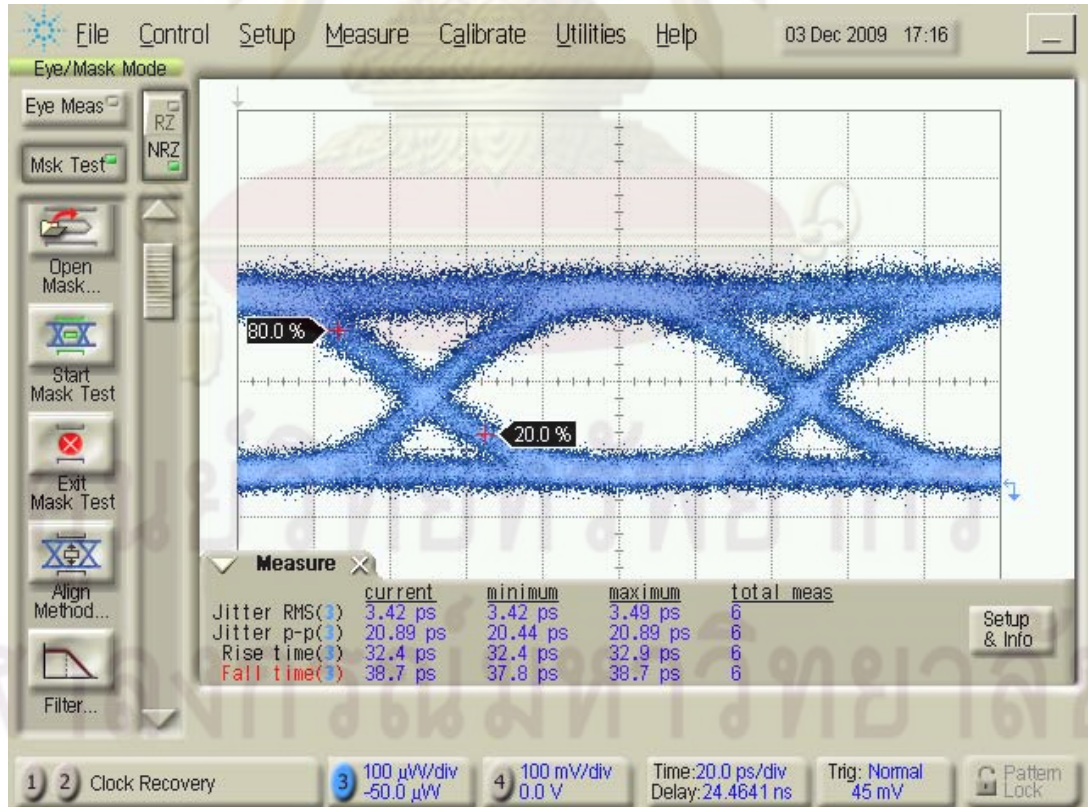
#### 5.4.2 ผลการทดสอบ Crosstalk

ในการวัดทดสอบ Crosstalk ของตัวรับสัญญาณทางแสงทั้ง 2 ชนิด ได้ทำการเชื่อมต่อระบบ WDM ดังรูปที่ 4.3 ซึ่งมีระยะห่างช่องสัญญาณเท่ากับ 50 GHz หรือ 0.4 nm ทำการวัดแผนภาพรูปตาด้วยเครื่อง DCA และเปรียบเทียบแผนภาพรูปตาระหว่างกรณีที่มี 1 ช่องสัญญาณแสง กับกรณีที่มี 3 ช่องสัญญาณแสง โดยที่ 2 ช่องสัญญาณด้านข้างมีระดับกำลังแสงต่ำกว่า 16.89 dB ซึ่งสเปกตรัมของสัญญาณขาเข้าเป็นดังรูปที่ 5.21 แบ่งผลการวัดทดสอบ Crosstalk เป็น 2 แบบ คือ ด้วยตัวรับสัญญาณทางแสงชนิด PIN ที่อยู่ภายในเครื่อง DCA และด้วยตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ ดังหัวข้อที่ 5.4.2.1 และ 5.4.2.2 ตามลำดับ

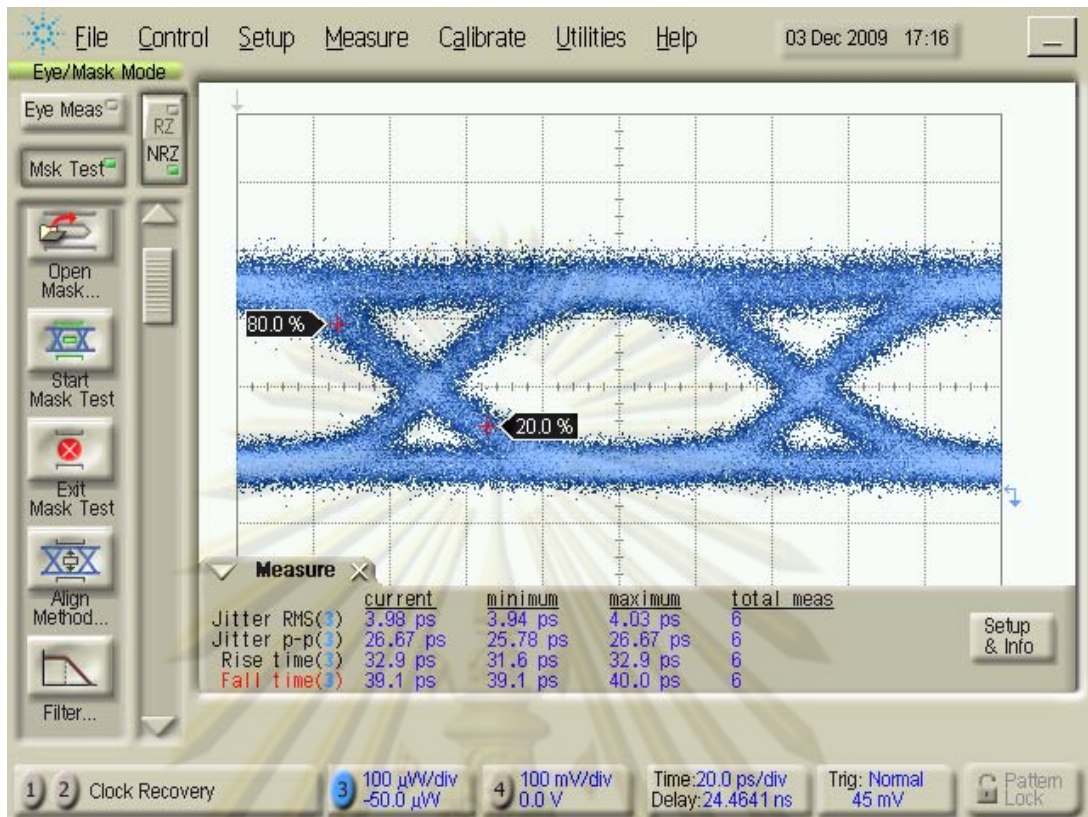
#### 5.4.2.1 ตัวรับสัญญาณแสงชนิด PIN

ในการวัดทดสอบผลของ Crosstalk ด้วยตัวรับสัญญาณทางแสงชนิด PIN สัญญาณจะต่อตรงเข้าสู่ภาครับโดยไม่ผ่านเส้นใยนำแสง เนื่องจากค่า Power Sensitivity ที่ต่ำเท่ากับ  $-6.3$  dBm จึงไม่สามารถรวมเส้นใยนำแสงซึ่งมีค่าการลดทอนรวมเท่ากับ  $7.7$  dB ได้ ผลการเปรียบเทียบแผนภาพรูปตาเมื่อสัญญาณขาเข้า 1 ช่องสัญญาณ กับกรณีที่มี 3 ช่องสัญญาณแสง แสดงดังรูปที่ 5.23 และ รูปที่ 5.24 ตามลำดับ เมื่อวัดผลที่ระดับกำลังแสงเฉลี่ยเท่ากับ  $-6$  dBm เท่ากัน

จากการเปรียบเทียบแผนภาพรูปตาทั้งสองกรณี พบว่าการเพิ่มขึ้นของสองกำลังแสงจากช่องสัญญาณข้างเคียงทำให้แผนภาพรูปตาของรูปที่ 5.24 มีการฟุ้งกระจายเพิ่มขึ้นเล็กน้อยจากรูปที่ 5.23 ทำให้ระดับสัญญาณทั้งบิต 1 และ บิต 0 มีแถบสัญญาณที่หนากว้างขึ้นกว่าเดิม แต่การฟุ้งกระจายในผลการทดลองมีขนาดที่น้อยมาก เนื่องมาจากระดับของสัญญาณรบกวนที่ต่ำกว่าระดับสัญญาณถึง  $16.89$  dB ดังนั้นถ้าคุณลักษณะของตัวแยกสัญญาณไม่ดี ระดับสัญญาณรบกวนจะมีค่ามาก ส่งผลต่อลักษณะของแผนภาพรูปตา ทำให้การเปิดกว้างของตาแคบลง อีกทั้งยังส่งผลต่อการตัดสินใจบิตข้อมูลที่ปลายทาง ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตเพิ่มมากขึ้น



รูปที่ 5.23 แผนภาพรูปตาของ 1 ช่องสัญญาณแสง จากตัวรับสัญญาณทางแสงชนิด PIN



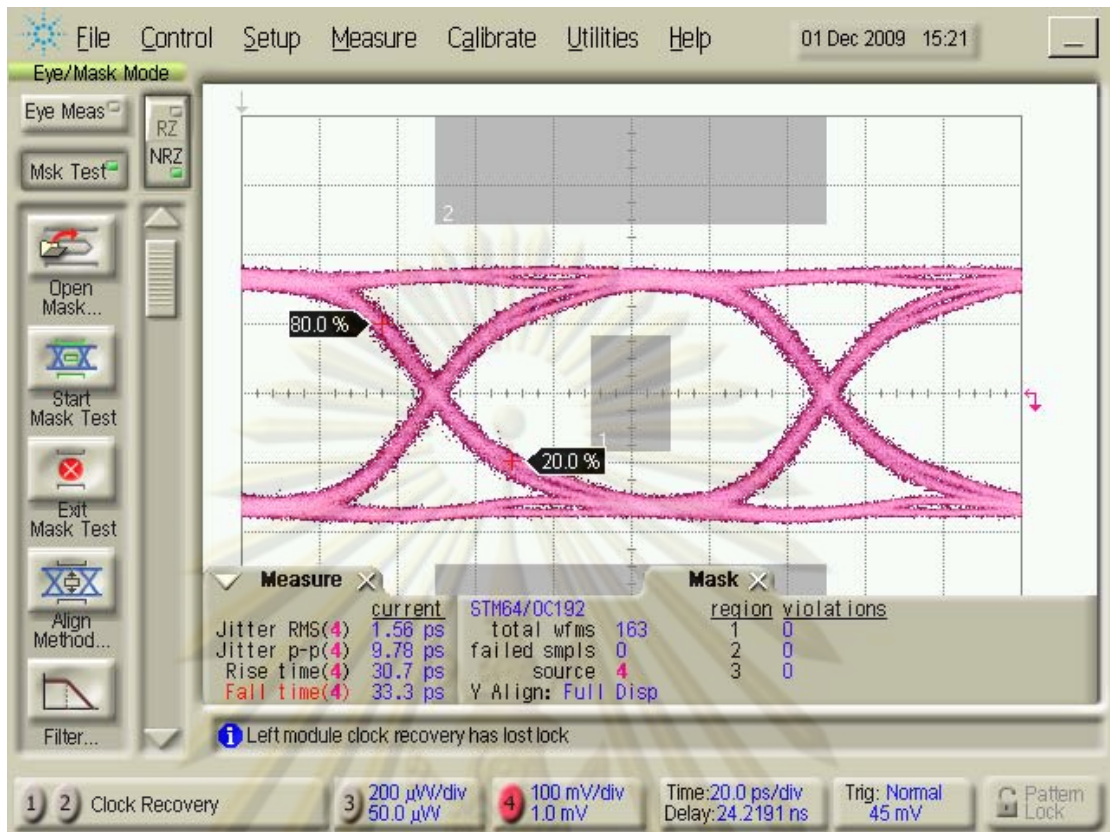
รูปที่ 5.24 แผนภาพรูปตาของ 3 ช่องสัญญาณแสง จากตัวรับสัญญาณทางแสงชนิด PIN

#### 5.4.2.2 ตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ

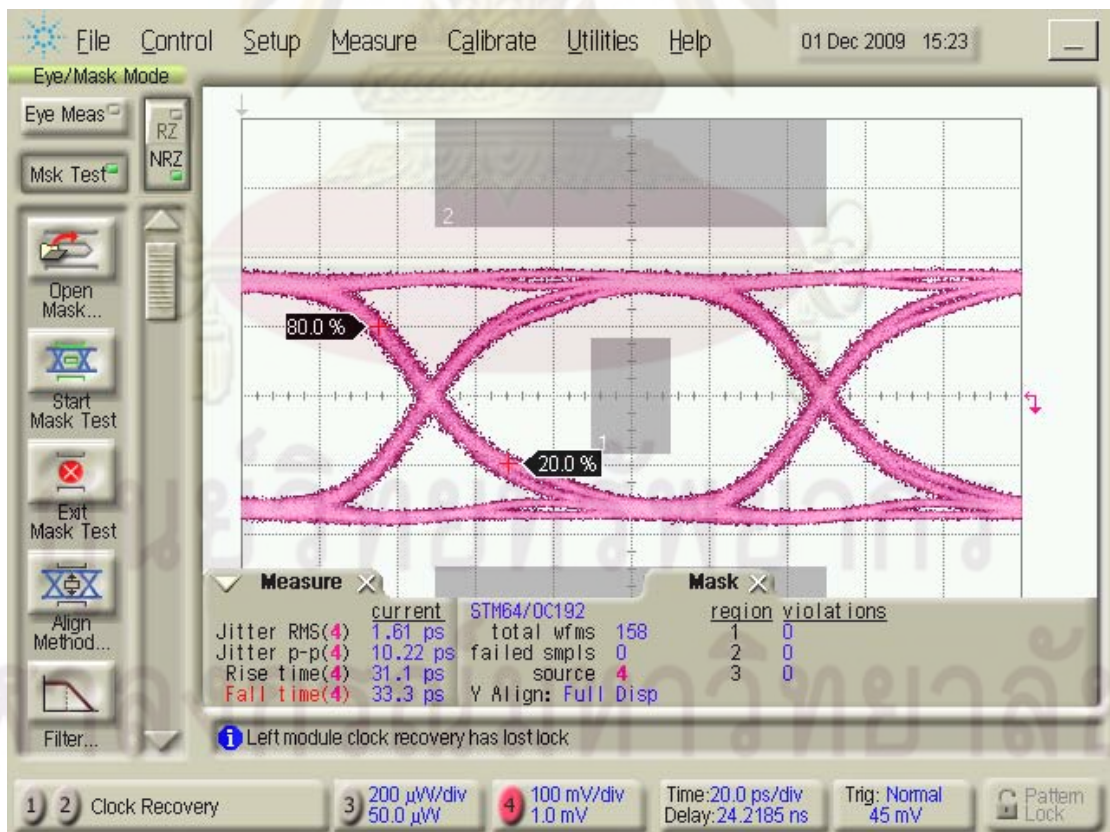
ในการวัดทดสอบผลของ Crosstalk ด้วยตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ ทำการเชื่อมต่อระบบ WDM ดังรูปที่ 4.3 ผลการเปรียบเทียบแผนภาพรูปตาเมื่อสัญญาณขาเข้า 1 ช่องสัญญาณ กับกรณีที่มี 3 ช่องสัญญาณแสง แสดงดังรูปที่ 5.25 และรูปที่ 5.26 ตามลำดับ เมื่อวัดผลที่ระดับกำลังแสงเฉลี่ยเท่ากับ -26 dBm เท่ากัน

จากผลการทดสอบ Crosstalk ด้วยตัวรับสัญญาณทางแสงชนิด PIN ทำให้ทราบว่าการเพิ่มขึ้นของกำลังแสงจากช่องสัญญาณข้างเคียงทำให้แผนภาพรูปตามีการฟุ้งกระจายเพิ่มขึ้น แต่เนื่องจากตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบประกอบด้วยตัวขยายสัญญาณแบบคงค่า อีกทั้งมีการสร้างสัญญาณขาออกขึ้นมาใหม่ จึงไม่เกิดปรากฏการณ์การฟุ้งกระจายของสัญญาณให้เห็นเมื่อเปรียบเทียบแผนภาพรูปตาในรูปที่ 5.25 และรูปที่ 5.26





รูปที่ 5.25 แผนภาพรูปตาของ 1 ช่องสัญญาณแสง จากตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ



รูปที่ 5.26 แผนภาพรูปตาของ 3 ช่องสัญญาณแสง จากตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ

### 5.4.3 ผลการทดสอบ Dispersion

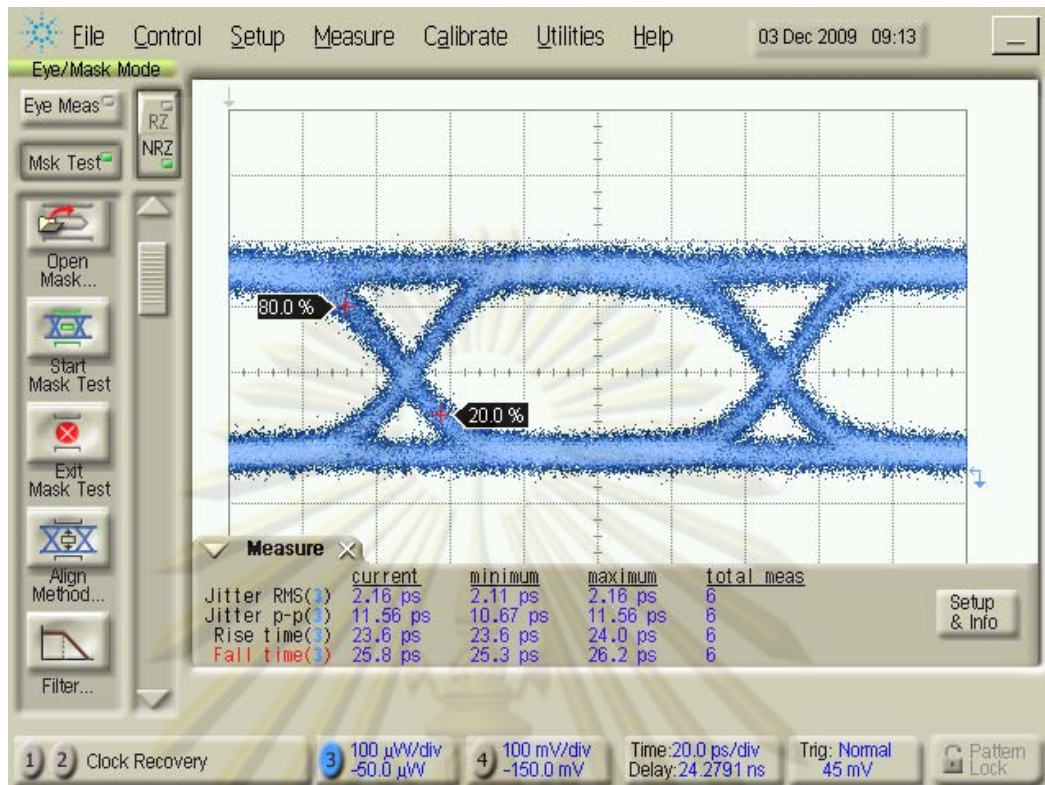
ในการวัดทดสอบ Dispersion ของตัวรับสัญญาณทางแสงทั้ง 2 ชนิด ทำการวัดแผนภาพรูปตาด้วยเครื่อง DCA และเปรียบเทียบแผนภาพรูปตา ระหว่างกรณีเมื่อไม่มีเส้นใยนำแสง และกรณีที่มีผลของ Dispersion จากเส้นใยนำแสงระยะทาง 40 กิโลเมตร ด้วยตัวรับสัญญาณทางแสงชนิด PIN ที่อยู่ในเครื่อง DCA และด้วยตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ ดังรายละเอียดในหัวข้อที่ 5.4.3.1 และ 5.4.3.2 ตามลำดับ

#### 5.4.3.1 ตัวรับสัญญาณแสงชนิด PIN

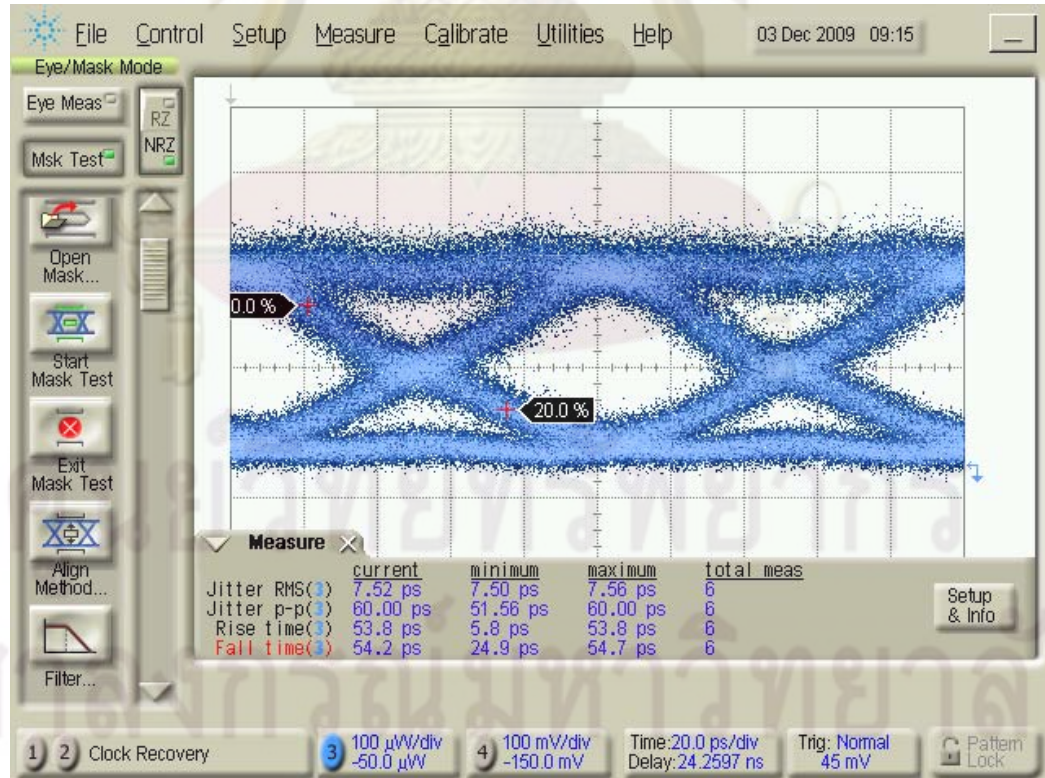
ในการวัดทดสอบผลของ Dispersion ด้วยตัวรับสัญญาณทางแสงชนิด PIN จะใช้สัญญาณความยาวคลื่นตรงกลางเพียงความยาวคลื่นเดียวเท่านั้น และไม่เชื่อมต่อกับตัวแยกสัญญาณแสง เนื่องจากค่า Power Sensitivity ที่ต่ำเท่ากับ -6.3 dBm จึงไม่สามารถรวมค่าการลดทอนกำลังจากตัวแยกสัญญาณได้ ผลการวัดแผนภาพรูปตาของ 1 ช่องสัญญาณต่อตรงเข้ากับตัวรับสัญญาณทางแสงชนิด PIN โดยไม่มีเส้นใยนำแสง เปรียบเทียบกับกรณีส่งผ่านเส้นใยนำแสง แสดงดังรูปที่ 5.27 และ รูปที่ 5.28 ตามลำดับ เมื่อวัดผลที่ระดับกำลังแสงเฉลี่ยเท่ากับ -6 dBm เท่ากัน

$$t_{sys} = \sqrt{(t_{tx}^2 + t_{rx}^2) + t_{GVD}^2} \quad (5.1)$$

จากผลการทดลองพบว่าเส้นใยนำแสงระยะทาง 40 km ที่เพิ่มเข้ามาทำให้แผนภาพรูปตามีลักษณะต่างออกไป เห็นได้ชัดเจนจากค่า Rise/Fall time จาก 23.6/25.8 ps ในรูปที่ 5.27 เพิ่มเป็น 53.8/54.2 ps ในรูปที่ 5.28 สามารถคำนวณค่า Rise/Fall time ( $t_{GVD}$ ) จากผล Chromatic Dispersion ของเส้นใยนำแสงจากสมการที่ (5.1) [15] ได้  $t_{GVD} = \sqrt{53.8^2 - 23.6^2} = 48.35 ps$  โดยสามารถคำนวณค่า Dispersion จากสมการที่ (2.17) ได้  $D = \frac{48.35}{40km \times 0.06nm} = 20.14 ps / nm / km$  ซึ่งค่า Dispersion ที่คำนวณได้จากผลการทดลองนี้มีค่าแตกต่างไปจากผลการวัดและจากสมการในรูปที่ 4.6 ซึ่งมีค่าเท่ากับ 16.2117 ps/nm/km โดยความคลาดเคลื่อนระหว่างสองค่านี้เป็นผลมาจากสัญญาณแผนภาพรูปตาที่วัดได้มีลักษณะการฟุ้งกระจายอย่างมากทำให้ค่า Rise/Fall time ที่วัดได้ผิดพลาดไปบ้างเล็กน้อย



รูปที่ 5.27 แผนภาพรูปตาของ 1 ช่องสัญญาณแสง ไม่มีเส้นใยนำแสง  
จากตัวรับสัญญาณทางแสงชนิด PIN

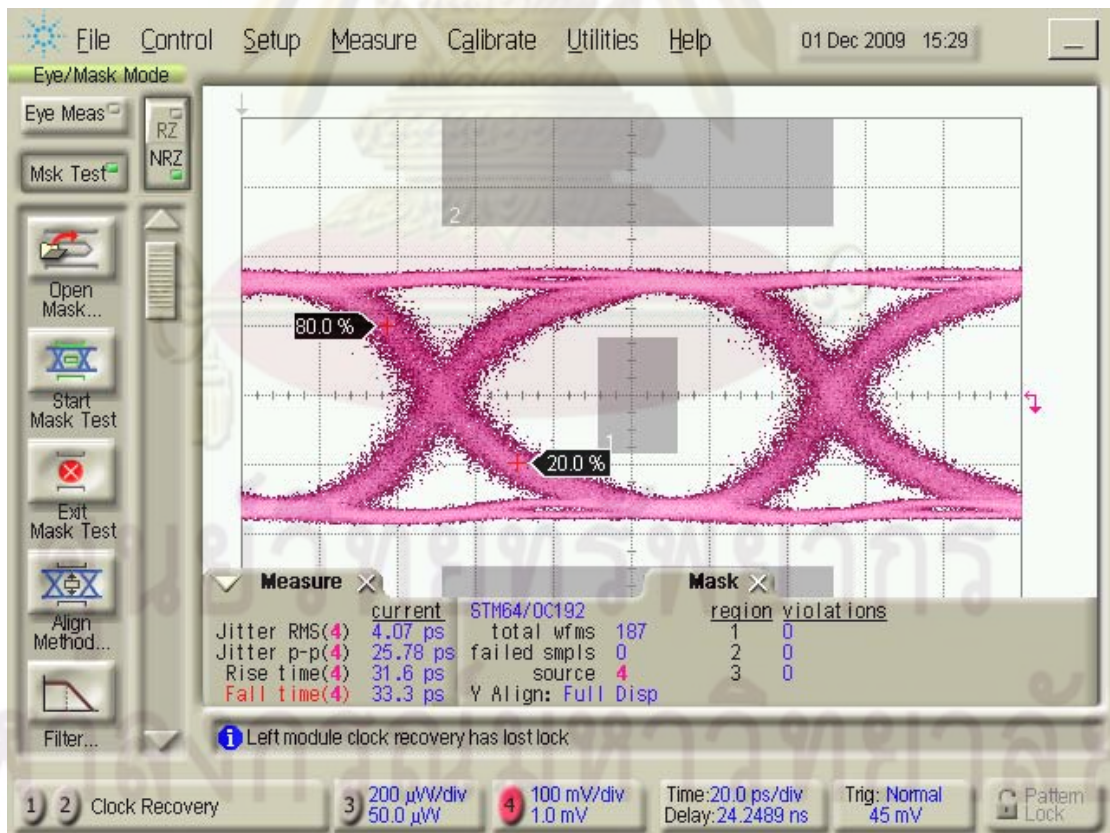


รูปที่ 5.28 แผนภาพรูปตาของ 1 ช่องสัญญาณแสง ผ่านเส้นใยนำแสง 40 km  
จากตัวรับสัญญาณทางแสงชนิด PIN

### 5.4.3.2 ตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ

ในการวัดทดสอบผลของ Dispersion ด้วยตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ ทำการเชื่อมต่อระบบ WDM ดังรูปที่ 4.3 ผลการเปรียบเทียบแผนภาพรูปตาเมื่อรับสัญญาณ 3 ความยาวคลื่นที่ไม่ผ่านเส้นใยนำแสง เปรียบเทียบกับการรับสัญญาณ 3 ความยาวคลื่นที่ผ่านเส้นใยนำแสงระยะทาง 40 km แสดงดังรูปที่ 5.26 และ รูปที่ 5.29 ตามลำดับ เมื่อวัดผลที่ระดับกำลังแสงเฉลี่ยเท่ากับ -26 dBm เท่ากัน

จากผลการทดสอบ Dispersion ด้วยตัวรับสัญญาณทางแสงชนิด PIN ทำให้ทราบว่าการเพิ่มเส้นใยนำแสงทำให้แผนภาพรูปตามีลักษณะต่างออกไป โดยสามารถพิจารณาได้จากค่า Rise/Fall time เมื่อพิจารณาตำแหน่งของจุดตัดกันของบิต 1 และ 0 บนแผนภาพรูปตาในรูปที่ 5.29 จะสังเกตได้ว่าการฟุ้งกระจายที่จุดตัดมากกว่าในรูปที่ 5.26 แต่ค่า Rise/Fall time ยังใกล้เคียงกันมาก เนื่องจากตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบประกอบด้วยขยายสัญญาณชนิดคงค่า อีกทั้งมีการสร้างสัญญาณขาออกขึ้นมาใหม่ จากตัวกึ่งตัวนำสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล ทำให้การลูบปิดของแผนภาพรูปตาไม่รุนแรงเท่ากับกรณีของ PIN

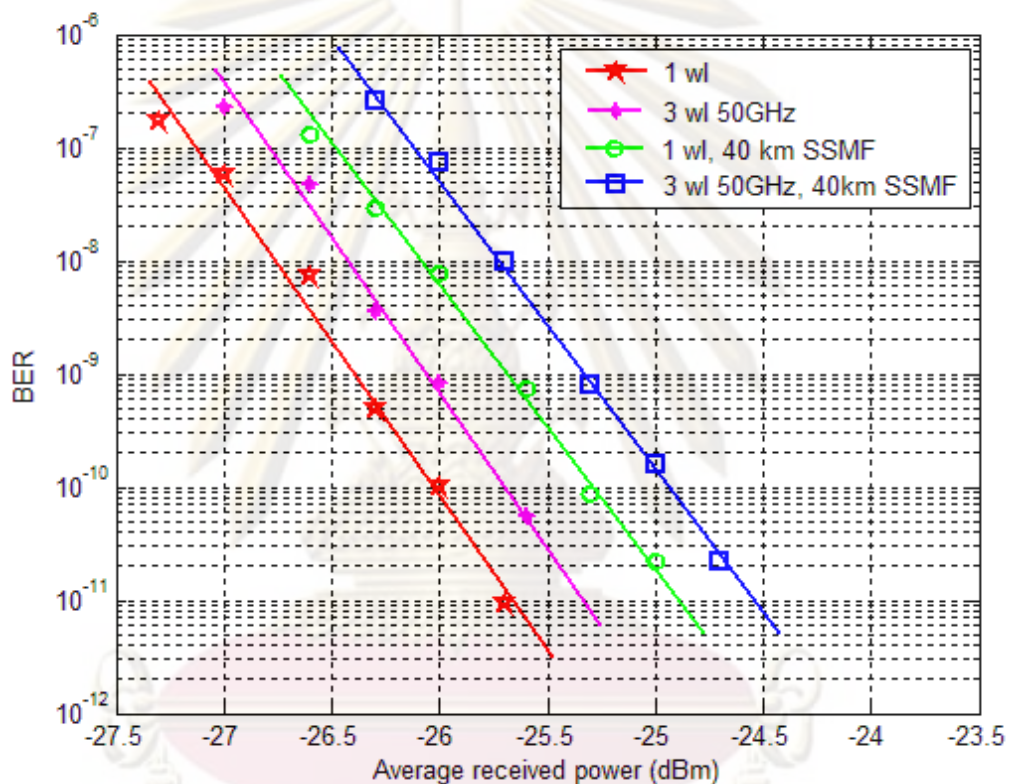


รูปที่ 5.29 แผนภาพรูปตาของ 3 ช่องสัญญาณแสง ผ่านเส้นใยนำแสง 40 km

จากตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ

#### 5.4.4 ผลการทดสอบอัตราความผิดพลาดบิต

การวัดอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ WDM 3 ช่องสัญญาณ ส่งผ่านเส้นใยนำแสง ระยะทาง 40 km ของตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบเท่านั้น โดยทำการเชื่อมต่อระบบ WDM ดังรูปที่ 4.3 แบ่งการวัดอัตราความผิดพลาดบิตออกเป็น 4 กรณี คือ (1) 1 ความยาวคลื่น (1wl), (2) 3 ความยาวคลื่น (3wl 50 GHz), (3) 1 ความยาวคลื่นส่งผ่านเส้นใยนำแสงระยะทาง 40 km (1wl + 40 km SSMF), และ (4) 3 ความยาวคลื่นส่งผ่านเส้นใยนำแสงระยะทาง 40 km (3wl 50 GHz + 40 km SSMF) แสดงผลการวัดอัตราความผิดพลาดบิตของทั้ง 4 กรณีในรูปที่ 5.30



รูปที่ 5.30 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังแสงเฉลี่ยขาเข้าใน 4 กรณี

เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ  $10^{-9}$  อ่านค่ากำลังแสงขาเข้าเฉลี่ยของทั้ง 4 กรณีจากรูปที่ 5.30 ได้เท่ากับ -26.4, -26.1, -25.7, -25.3 dBm ตามลำดับ เมื่อเปรียบเทียบผลการเพิ่มขึ้นจำนวนช่องสัญญาณ ระดับกำลังแสงที่เพิ่มขึ้นเพื่อให้อัตราความผิดพลาดบิตคงเดิม โดยพิจารณาได้จากการเปรียบเทียบ 2 คู่ ดังนี้คือ เปรียบเทียบกรณีที่ 1 กับกรณีที่ 2 ผลต่างของกำลังแสงเท่ากับ 0.3 dB (-26.1-(-26.4)) และเปรียบเทียบกรณีที่ 3 กับกรณีที่ 4 ผลต่างของกำลังแสงเท่ากับ 0.4 dB (-25.3-(-25.7)) ดังนั้นค่ากำลังแสงที่เพิ่มขึ้นจากปัญหา Crosstalk มีค่าเท่ากับ 0.3-0.4 dB

เมื่อเปรียบเทียบผลการต่างออกของสัญญาณเนื่องมาจาก Chromatic Dispersion ของเส้นใยนำแสง พิจารณาระดับกำลังแสงที่เพิ่มขึ้นเพื่อให้อัตราความผิดพลาดบิตคงเดิม โดย

พิจารณาได้จากการเปรียบเทียบ 2 คู่ ดังนี้คือ เปรียบเทียบกรณีที่ 1 กับกรณีที่ 3 ผลต่างของกำลังแสงเท่ากับ 0.7 dB (-25.7-(-26.4)) และเปรียบเทียบกรณีที่ 2 กับกรณีที่ 4 ผลต่างของกำลังแสงเท่ากับ 0.8 dB (-25.3-(-26.1)) ดังนั้นค่ากำลังแสงที่เพิ่มขึ้นจาก Dispersion มีค่าเท่ากับ 0.7-0.8 dB ซึ่งน้อยกว่าค่ามาตรฐาน ITU-T G.691 [16] ที่ระบุไว้เท่ากับ 2 dB



ศูนย์วิทยทรัพยากร  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## บทที่ 6

### บทสรุปและข้อเสนอแนะ

#### 6.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอรายละเอียดการออกแบบและการประกอบต้นแบบตัวรับสัญญาณทางแสง โดยใช้ตัวตรวจจับแสงชนิดกลุ่มหลาย ซึ่งสามารถใช้งานได้ที่อัตราข้อมูล 10 กิกะบิตต่อวินาที และผ่านการทดสอบใน 2 ด้าน คือ (1) Jitter Tolerance ซึ่งตัวต้นแบบสามารถผ่านมาตรฐาน ITU-T O.172 และ (2) ทดสอบการรับสัญญาณในระบบการรับส่งสัญญาณหลายความยาวคลื่นแสง ผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดียวชนิดมาตรฐานระยะทาง 40 กิโลเมตร จากผลการทดลองวัดค่าอัตราความผิดพลาดบิตได้ต่ำกว่า  $10^{-9}$  และค่า Power Penalty อยู่ภายใต้ข้อกำหนดของมาตรฐาน ITU G.691

ความเร็วในการรับส่งเป็นตัวแปรสำคัญในการออกแบบ โดยระบบการรับส่งสัญญาณปัจจุบันมีการพัฒนาความเร็วเพิ่มขึ้นจาก 155.52 Mb/s, 622.08 Mb/s, 2.488 Gb/s, 9.953 Gb/s, และ 40 Gb/s (OC-3, OC-12, OC-48, OC-192, และ OC-768) ในงานวิจัยจึงเลือกที่จะออกแบบที่ 9.953 Gb/s ซึ่งเป็นความเร็วที่ใช้กันอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน ดังนั้นเมื่อความเร็วในการรับส่งข้อมูลสูงขึ้น ขั้นตอนในการออกแบบลายวงจรจึงมีความยากและซับซ้อนมากขึ้น

ในการออกแบบแผ่นวงจรตัวรับสัญญาณทางแสงใช้วัสดุชนิด FR4 ประกอบไปด้วย 4 ชั้น คือ Signal layer, Ground plane, Power plane, และ Signal layer ซึ่งในการออกแบบวงจรความเร็วสูงจำเป็นต้องคำนึงถึงโมเดลของสายส่งชนิดต่างๆ ไม่ว่าจะเป็น Microstrip Line, Stripline และ Coplanar Waveguide เพื่อคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ให้เหมาะสม อีกทั้งการจำลองลายวงจรหาอิมพีแดนซ์ด้วย ซอฟต์แวร์โปรแกรม PolarSi8000 และ ADS

เมื่อทดสอบรับสัญญาณข้อมูลความเร็ว 10 Gb/s ด้วยลำดับบิต PRBS  $2^{31}-1$  จากตัวส่งสัญญาณทางแสง สามารถรับสัญญาณข้อมูลด้วยความไวแสง (Power Sensitivity) เท่ากับ -26 dBm ที่อัตราความผิดพลาดบิต  $10^{-12}$  ได้ โดยมีประสิทธิภาพสอดคล้องกับมาตรฐาน ITU-T G.691 (Optical interfaces for single channel STM-64 and other SDH systems with optical amplifiers) ที่ตัวรับสัญญาณทางแสงใช้กำลังงานประมาณ 0.71 W อุปกรณ์ในเชิงพาณิชย์ควรรวมทั้งภาคส่งและภาครับไว้ด้วยกันจะใช้กำลังงานไม่เกิน 3.5 W ซึ่งกำลังงานส่วนใหญ่ใช้ในภาคส่ง

จากนั้นทดสอบการส่ายจังหวะของสัญญาณ (Jitter) ของตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบ โดยการเพิ่ม Periodic Jitter ที่ความถี่ต่างๆ เข้าสู่ระบบ เพื่อวัดค่า Jitter Tolerance ที่ตัวรับสัญญาณทางแสงทนได้ ผลการวัดผ่านมาตรฐาน ITU-T O.172 (Jitter and wander measuring equipment for digital systems which are based on the synchronous digital hierarchy (SDH))

จากนั้นประยุกต์ใช้งานตัวรับสัญญาณทางแสงต้นแบบในระบบการรับส่งสัญญาณแสงหลายความยาวคลื่น จำนวน 3 ช่องสัญญาณ ที่มีระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณเท่ากับ 50 GHz (0.4nm) ความยาวคลื่น 1550.92, 1551.32 และ 1551.72 nm ผ่านเส้นใยนำแสงโหมดเดียวชนิดมาตรฐานระยะทาง 40 กิโลเมตร ซึ่งจัดเป็นระยะทางระดับ Short-Reach โดยไม่ต้องใช้ตัวขยายสัญญาณแสงระหว่างทาง หลังจากดีมัลติเพลกซ์สัญญาณความยาวคลื่น 1551.32 nm ออกมา และวัดหาอัตราผิดพลาดบิตพบว่ามีค่า Power penalty ที่ทดสอบได้ไม่เกิน 0.8 dB น้อยกว่าค่ามาตรฐาน ITU-T G.691 ที่ระบุว่าต้องมีค่าน้อยกว่า 2 dB

## 6.2 ข้อเสนอแนะ

ข้อเสนอแนะในการปรับปรุงและพัฒนาการออกแบบและประกอบตัวรับสัญญาณทางแสงเพื่อนำไปประยุกต์ใช้ในอนาคตมีดังนี้

- 1) การออกแบบลายวงจรความเร็วสูง ควรจำลองลายวงจรด้วยซอฟต์แวร์โปรแกรม เช่น PolarSI 8000 และ ADS เพื่อใช้ในการคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์และออกแบบขนาดของสายส่งในแต่ละโมเดล ก่อนทำการสั่งผลิต
- 2) ในการเชื่อมต่อแต่ละองค์ประกอบลงบนบอร์ดที่ทำการผลิตมาแล้ว ควรแยกบัดกรีที่ละชิ้นส่วน และทดสอบว่าแต่ละองค์ประกอบนั้นใช้งานได้ปกติ ก่อนที่จะบัดกรีองค์ประกอบถัดไป
- 3) สามารถออกแบบให้ตัวส่งสัญญาณทางแสงอยู่ร่วมกับตัวรับสัญญาณทางแสงบนบอร์ดเดียวกัน หรือที่เรียกว่า Optical Transceiver ซึ่งเป็นที่นิยมใช้งานกันอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน
- 4) ในการประยุกต์ใช้ตัวรับสัญญาณทางแสงในระบบที่ต่างกันออกไป เช่น Ethernet จะมีค่าพารามิเตอร์ที่สนใจในการทดสอบที่แตกต่างกันออกไป ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประยุกต์ใช้ในระบบ SONET/SDH จะพิจารณา Jitter Tolerance เป็นหลัก



- 5) สามารถเพิ่มประสิทธิภาพของการรับส่งสัญญาณหลายความยาวคลื่นแสงได้ โดยการเปลี่ยนตัวดีมัลติเพลกซ์สัญญาณแสงให้มีคุณภาพมากขึ้น เพื่อลดระดับของสัญญาณรบกวน (Crosstalk) และเนื่องจาก Fiber Bragg Grating ที่เลือกใช้ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของตัวดีมัลติเพลกซ์ มีการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ ในการทดลองจึงจำเป็นต้องควบคุมอุณหภูมิให้คงที่
- 6) สามารถปรับระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณในการรับส่งสัญญาณแสงหลายความยาวคลื่นให้มีระยะแคบลงกว่าเดิม แต่จำเป็นต้องใช้ตัวดีมัลติเพลกซ์ที่สามารถปรับจูนได้ เนื่องจากอุปกรณ์ในการดีมัลติเพลกซ์สัญญาณที่ใช้อยู่เป็นอุปกรณ์แบบไม่สามารถปรับจูนได้
- 7) สามารถส่งสัญญาณข้อมูลผ่านเส้นใยนำแสงระยะทางระดับไกลมากขึ้นได้ โดยใช้ตัวขยายสัญญาณทางแสง เช่น Erbium-Doped Fiber Amplifier (EDFA) ร่วมกับ DCF (Dispersion Compensation Fiber) เพื่อลดผลการลดทอนและการถ่างออกของสัญญาณแสง ทำให้รับส่งสัญญาณได้ระยะทางไกลขึ้น

ศูนย์วิทยทรัพยากร

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## รายการอ้างอิง

- [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] Tyco Electronics. Evolution of Pluggable Transceiver.
- [4] J. Kenney, et al. A 9.95 to 11.1 Gb/s XFP Transceiver in 0.13  $\mu\text{m}$  CMOS. IEEE International Solid-State Circuits Conference. Session 13, 2006
- [5] ITU Telecommunication Standardization Sector. ITU-T G.694.2. Spectral grids for WDM application: CWDM wavelength grid. [Online]. (n.d.). Available from: <http://www.itu.int/> [2009, June 15]
- [6] ITU Telecommunication Standardization Sector. ITU-T G.694.1. Spectral grids for WDM application: DWDM frequency grid. <http://www.itu.int/>
- [7] 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
- [8] 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.
- [9] 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. 9<sup>th</sup> December, 1999.

- [10] B. Zhu, L. Nelson, L. Leng, S. Stulz, OFS Holmdel, NJ; M. Pedersen, OFS, Broendby Denmark; D. Peckham, OFS, Norcross, GA. Transmission of 1.6 Tb/s (40 x 42.7 Gb/s) Over Transoceanic Distance with Terrestrial 100-km Amplifier Spans. Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC). Vol. 2, 2003.
- [11] Toshiharu Ito. Transmission of 1.6 Tb/s (40 x 40 Gb/s) over 1200 km and three OADMs using 200-km SMF doubled-span with remotely pumped optical amplification. Optical Society of America, 2003.
- [12] R. Hainberger, J. Kumasako, K. Nakamura, T. Terahara, and H. Onaka. Optimum span configuration of Raman-amplified dispersion-managed fibers. Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC), 2001.
- [13] G. Grandpierre, O. Gautheron, L. Pierre, J.-P. Thiery, and P. Kretzmeyer. 252 km Repeaterless 10 Gb/s Transmission Demonstration. IEEE Photonics Technology Letters. Vol. 5. No. 5. May, 1993.
- [14] Harold Kolimbris. Fiber Optics Communications. New Jersey: Pearson Prentice Hall, 2004.
- [15] Gerd Keiser. Optical Fiber Communications. 3<sup>rd</sup> edition. Singapore: McGraw-Hill, 2000.
- [16] ITU Telecommunication Standardization Sector. ITU-T G.691, Optical interfaces for single channel STM-64 and other SDH systems with optical amplifiers. [Online]. (n.d.). Available from: <http://www.itu.int/> [2009, March 20]
- [17] Stephen H. Hall. Garrett W. Hall. James A. Macall. High-Speed Digital System Design. First Ed. United States of America: John Wiley & Son, Inc, 2000.
- [18] Eric Bogatin. Signal Integrity-Simplified. New Jersey: Pearson Education, Inc, 2004.
- [19] K.C. Gupta, Ramesh Garg, Inder Bahl, Prakash Bhartia. Microstrip Lines and Slotlines. Massachusetts: Artech House, Inc, 1996.

- [20] Behzad Razavi. Design of Integrated Circuits for Optical Communication. McGraw-Hill, 2003.
- [21] Eduard Sackinger. Broadband Circuits for Optical Fiber Communication. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.
- [22] Mike Peng Li. Jitter, Noise and Signal Integrity at High-Speed. Pearson Education, 2008.
- [23] Agilent Technology. Jitter Analysis Techniques for High Data Rate. Application Note 1432, 2003.
- [24] CyOptics. R197AL datasheet. [Online]. (n.d.). Available from: <http://www.cyoptics.com> [2008, August 31]
- [25] Crystek Crystals Corporation. CCPD-912 datasheet. [Online]. (n.d.). Available from: <http://www.cystek.com/> [2008, November 17]
- [26] Maxim-IC. MAX3991 datasheet. [Online]. (n.d.). Available from: <http://www.maxim-ic.com/> [2008, August 23]
- [27] Todd H. Hubing. Printed Circuit Board Decoupling. Michelin Professor of Vehicular Electronic. Clemson University.
- [28] H. Barnes, J. Moreira, T. McCarthy, W. Burns, C. Gutierrez, M. Resso. ATE Interconnect Performance to 43Gbps Using Advanced PCB Materials. DesignCon, 2008.
- [29] Merix Corporation. Applying High-Frequency Materials in Wireless & Other RF. Materials & Bonding Agents.
- [30] โครงการเทคโนโลยีแผ่นวงจรพิมพ์ (PCBTEC). PCBTEC Presentation. [Online]. (n.d.). Available from: <http://www.pcbtec.or.th/> [2008, September 16]
- [31] CyOptics. E4560 datasheet. [Online]. (n.d.). Available from: <http://www.cyoptics.com> [2008, October 23]
- [32] ITU Telecommunication Standardization Sector. ITU-T O.172. Jitter and wander measuring equipment for digital systems which are based on the

synchronous digital hierarchy (SDH). [Online]. (n.d.). Available from:  
<http://www.itu.int/> [2008, June 17]

[33] Finisar Corporation. 10 Gb/s 80 km XFP Optical Transceiver, FTRX-1811-3.  
[Online]. (n.d.). Available from: <http://www.finisar.com/> [2009, August  
20]

[34] Bookham Technology. IGF32511, XFP Optical Transceiver for 40 km 10 G Serial  
applications. [Online]. (n.d.). Available from: <http://www.bookham.com/> :  
Bookham's website [2009, August 18]



ศูนย์วิทยทรัพยากร  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



ภาคผนวก

ศูนย์วิทยทรัพยากร  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ก. บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่

W. Srisuwarat and D. Worasucheeep, "Jitter Measurement and Analysis on the 10 Gb/s Optical Receiver," in the 32<sup>th</sup> Electrical Engineering Conference (EECON-32), Prachinburi, Thailand, Oct 28 – 30, 2009.



ศูนย์วิทยทรัพยากร  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# การวัดและวิเคราะห์การส่ายจังหวะของสัญญาณ (Jitter) ที่ตัวรับสัญญาณทางแสงอัตราข้อมูล 10 กิกะบิตต่อวินาที

## Jitter Measurement and Analysis on the 10 Gb/s Optical Receiver

วณิ ศรีสุวรรณ และ ดวงฤดี วรสุชีพ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ถนนพญาไท เขตปทุมวัน กรุงเทพฯ 10330

โทร. 0-2218-6915 E-mail: return\_19@hotmail.com, Duangrudee.W@Chula.ac.th

### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอรายละเอียดการส่ายจังหวะของสัญญาณ (Jitter) ที่มีผลต่อตัวรับสัญญาณทางแสงอัตราข้อมูล 10 Gb/s ซึ่งประกอบด้วยตัวตรวจจับแสงชนิด APD (Avalanche Photo-Detector) และวงจรถูกคืนสัญญาณนาฬิกาและสัญญาณข้อมูล พร้อมแสดงผลการทดลองวัด Jitter อีตโตแกรมที่ตัวรับสัญญาณทางแสง เมื่อเพิ่ม Periodic Jitter เข้าไปที่ตัวสร้างสัญญาณข้อมูล อีกทั้งวัดระดับความทนได้ของการส่ายจังหวะสัญญาณ (Jitter Tolerance) ของตัวรับสัญญาณทางแสง โดยลงค่าอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate, BER) ต่ำกว่า  $10^{-12}$

คำสำคัญ : ตัวรับสัญญาณทางแสง, Periodic Jitter, การวัด Jitter, Jitter Tolerance

### Abstract

This article presents the details of jitter effect on our 10 Gb/s optical receiver, which consists of an Avalanche Photo-Detector (APD) and a Clock and Data Recovery (CDR) circuit. The jitter histograms are measured at optical receiver when the periodic jitter is injected into Pattern Generator. In addition, the jitter tolerance of optical receiver is measured with the bit error rate below  $10^{-12}$ .

Keywords: Optical Receiver, Periodic Jitter, Jitter Measurement, Jitter Tolerance

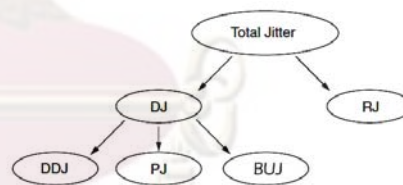
### 1. บทนำ

การส่ายจังหวะของสัญญาณ (Jitter) เป็นสัญญาณรบกวนในแกนเวลา ซึ่งเป็นสาเหตุสำคัญที่ทำให้เกิดความผิดพลาดในการรับส่งข้อมูลความเร็วสูง เนื่องจากระดับของ Jitter มีขนาดคงที่ ทำให้มีผลรุนแรงขึ้นเมื่อพิจารณาเทียบกับคาบบิตของสัญญาณข้อมูลที่แคบลง ปัจจุบันการรับส่งข้อมูลในระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสงต้องการความถูกต้องสูงมาก เช่นมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่น้อยกว่าหนึ่งบิตในทุกๆ หนึ่งล้านล้านบิต ซึ่งเท่ากับ  $10^{-12}$  ตัวส่งสัญญาณทางแสงซึ่งเป็นต้นกำเนิดของ Jitter จะถ่ายทอด Jitter ผ่านเส้นใยนำแสงเข้าสู่ตัวรับสัญญาณ

ทางแสงซึ่งมีวงจรถูกคืนสัญญาณทำหน้าที่กู้คืนสัญญาณนาฬิกาไว้ใช้ในการคล็อกสัญญาณบิต ถ้าสัญญาณมี Jitter จะทำให้เกิดความผิดพลาดของบิตข้อมูลได้ หรือถ้ามี Jitter มากเกินไปก็ทำให้ไม่สามารถกู้คืนสัญญาณได้ ดังนั้นการวัดทดสอบและวิเคราะห์ค่า Jitter ของตัวรับสัญญาณทางแสงจึงเป็นสิ่งจำเป็นอย่างยิ่ง

งานวิจัยเกี่ยวกับ Jitter มีมาอย่างต่อเนื่องไม่ว่าจะเป็นการจำแนกชนิดและวิเคราะห์ Jitter ด้วยวิธีต่างๆ [1-3], การวัดค่า Jitter บน Backplane SerDes [4], และการหาค่าแบนด์วิดท์ของตัวรับสัญญาณทางแสงจากการวิเคราะห์ค่า Random Jitter [5] สำหรับบทความนี้จะนำเสนอพื้นฐานความรู้ของ Jitter ในหัวข้อที่ 2 และอธิบายการออกแบบตัวรับสัญญาณทางแสงในหัวข้อที่ 3 จากนั้นจะกล่าวถึงการวัดทดสอบ jitter ของตัวรับสัญญาณทางแสงในหัวข้อที่ 4 และวิเคราะห์ผลที่วัดได้ว่าเป็นไปตามมาตรฐานหรือไม่ ในหัวข้อที่ 5

### 2. พื้นฐานความรู้เกี่ยวกับ Jitter



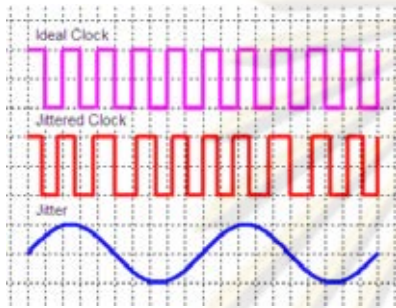
รูปที่ 1 การจำแนกชนิดของ Jitter

Jitter สามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภทหลัก [6] คือ Random Jitter (RJ) และ Deterministic Jitter (DJ) แสดงดังรูปที่ 1 RJ เกิดจากสัญญาณรบกวนแบบสุ่มเช่น thermal noise และ shot noise โดยมีอีตโตแกรมแบบ Gaussian ส่วน DJ แบ่งออกได้เป็น 3 ชนิดย่อย คือ Data Dependent Jitter (DDJ), Periodic Jitter (PJ) และ Bounded Uncorrelated Jitter (BUJ) โดย DDJ เกิดจากรูปแบบที่เปลี่ยนแปลงไปของสัญญาณข้อมูล ส่วน PJ เป็นผลจากสัญญาณรบกวนที่เป็นรายคาบ เช่น ผลของสัญญาณรบกวนจากแหล่งจ่ายไฟ และส่วน BUJ เกิดจากการรบกวนของสัญญาณข้างเคียง (crosstalk) โดยบทความนี้จะเน้นการพิจารณาผลของ PJ เป็นหลัก เนื่องจาก PJ มีค่าที่แน่นอนและสามารถทดลองสร้างสัญญาณเพื่อวัดผลได้

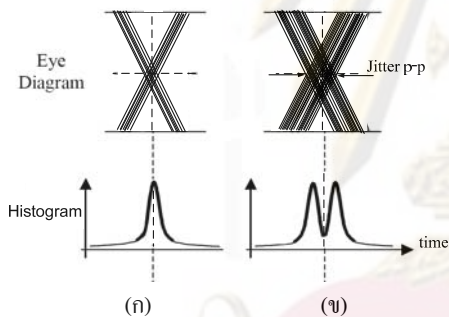


$$S(t) = P(2\pi f_d t + \varphi(t)) \quad (1)$$

Jitter สามารถอธิบายด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ตามสมการที่ 1 [7] ซึ่งคือการมอดูเลตทางเฟส โดย  $\varphi(t)$  คือ Jitter ที่เข้าไปรบกวนสัญญาณ  $P(2\pi f_d t)$  โดย  $f_d$  คือความถี่ของสัญญาณข้อมูล, และ  $S(t)$  คือสัญญาณ P ที่รวม Jitter รูปที่ 2 แสดงตัวอย่างของสัญญาณนาฬิกาที่ถูกรบกวนด้วย PJ ซึ่งในที่นี้คือสัญญาณชานซ์ โดย Jitter จะมอดูเลตทางเฟสกับสัญญาณนาฬิกาอุดมคติ (Ideal Clock) ตามสมการที่ 1 ได้เป็นสัญญาณนาฬิกาถูกรบกวน (Jittered Clock) ที่มีการเปลี่ยนแปลงจังหวะของสัญญาณตาม Jitter



รูปที่ 2 ภาพของสัญญาณนาฬิกาที่ถูกรบกวนด้วย PJ

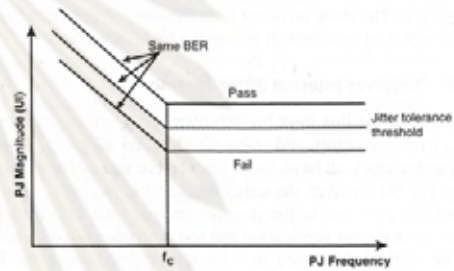


รูปที่ 3 แผนภาพรูปตาและฮิสโตแกรมของ RJ (ก) และ PJ (ข)

ค่าของ Jitter จะระบุเป็นค่า peak-to-peak (p-p) หรือค่า root-mean-square (rms) โดยค่า p-p คือช่วงการส่ายของสัญญาณที่มากที่สุด แสดงดังรูปที่ 3 ส่วนค่า rms คือค่าที่ได้จากการเฉลี่ยกำลังสอง หน่วยของ Jitter เป็นได้ทั้งวินาทีและหน่วย UI (Unit Interval) ซึ่งเป็นสัดส่วนของหน่วยวินาทีหารด้วยคาบของสัญญาณ UI เป็นหน่วยที่นิยมใช้มากกว่า เพราะแสดงถึงสัดส่วนความรุนแรงของ Jitter ในหนึ่งคาบ

การวิเคราะห์ชนิดของ Jitter สามารถพิจารณาได้จากฮิสโตแกรมของจุดตัดกันของสัญญาณบิตข้อมูลบนแผนภาพรูปตา ลักษณะของฮิสโตแกรมที่เป็น Gaussian ดังรูปที่ 3 (ก) เป็นผลมาจากการมี RJ รวมอยู่ในระบบ โดยค่า Jitter rms ที่วัดได้จะเท่ากับค่า standard deviation ของฮิสโตแกรมนี้ และเมื่อเพิ่ม PJ ฮิสโตแกรมจะเปลี่ยนไปตามลักษณะฮิสโตแกรมของ PJ ที่เพิ่มเข้ามา ในที่นี้คือสัญญาณชานซ์ ฮิสโตแกรมที่ได้จึงมีลักษณะเป็น 2 ยอดเชื่อมเข้าหากัน ดังรูปที่ 3 (ข) โดยมีขอบลาดคอนอันเนื่องจากมีลักษณะ Gaussian ของ RJ รวมอยู่ด้วย

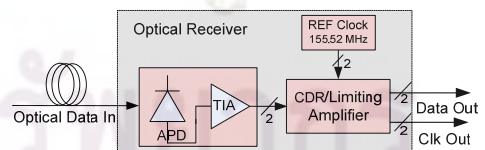
Jitter ก่อให้เกิดปัญหาในการตัดสินใจบิตข้อมูลผิดพลาดที่ตัวรับสัญญาณเป็นอย่างมาก ดังนั้นจึงจำเป็นต้องวัดระดับของ Jitter ที่ตัวรับสัญญาณสามารถทนได้ ซึ่งเรียกว่า Jitter Tolerance ทำการวัดทดสอบโดยตั้งค่าความถี่และเพิ่มระดับของ PJ จนได้ค่า Jitter ที่ตัวรับสัญญาณทนได้มากที่สุดที่ยังให้ค่า BER เท่ากับหรือต่ำกว่าค่าที่มาตรฐานกำหนดไว้ โดยทั่วไปใช้ค่า BER เท่ากับ  $10^{-12}$  และทำการชวนการนี้ซ้ำที่ค่าความถี่อื่น รูปที่ 4 [6] เส้นตรงกลางแสดงตัวอย่างมาตรฐานของ Jitter Tolerance ซึ่งจะมีค่าแตกต่างกันออกไปตามระบบใช้งาน ตัวรับสัญญาณที่ผ่านการทดสอบจะมีผลการวัดเป็นเส้นขนานอยู่ด้านบน (เส้น Pass) ซึ่งหมายถึงสามารถทน PJ ได้มากกว่าค่ามาตรฐานที่กำหนด ในทางกลับกัน ถ้าผลการวัดเป็นเส้นขนานอยู่ด้านล่าง (เส้น Fail) ตัวรับสัญญาณที่ทดสอบจะไม่ผ่านเกณฑ์มาตรฐาน



รูปที่ 4 มาตรฐานของ Jitter Tolerance

### 3. การออกแบบตัวรับสัญญาณทางแสง

ตัวรับสัญญาณทางแสงที่ได้ออกแบบมีส่วนประกอบแสดงดังรูปที่ 5 สัญญาณข้อมูลทางแสงขาเข้า 10 Gb/s ป้อนเข้าสู่ตัวตรวจจับแสงชนิด APD ซึ่งทำหน้าที่แปลงกำลังแสงเป็นกระแสไฟฟ้า จากนั้นจะถูกแปลงต่อไปเป็นแรงดันไฟฟ้าด้วย Trans Impedance Amplifier (TIA) และขยายแรงดันไฟฟ้าเพิ่มขึ้นด้วย Limiting Amplifier (LA) เพื่อคงระดับของแรงดันผ่านเข้าสู่ CDR ให้ได้สัญญาณข้อมูล 10 Gb/s และสัญญาณนาฬิกา 10 GHz ออกมาทางขาเมื่อตั้งในรูปที่ 5 ส่วนรูปที่ 6 คือบอร์ดตัวรับสัญญาณทางแสงที่ได้ประกอบขึ้น



รูปที่ 5 ส่วนประกอบของตัวรับสัญญาณทางแสง 10 Gb/s



รูปที่ 6 บอร์ดตัวรับสัญญาณทางแสง

ตัวตรวจจับแสงที่เลือกใช้เป็นชนิด APD โมดูล R197AL ของบริษัท CyOptics ซึ่งมี TIA รวมอยู่ภายใน สามารถตรวจจับแสงช่วงความยาวคลื่น 1280-1610 nm และมีค่า Power Sensitivity เท่ากับ -24.2 dBm ส่วน CDR ที่เลือกใช้คือ โมดูล MAX3991 ของบริษัท MAXIM ซึ่งมี LA รวมอยู่ภายใน การกู้คืนสัญญาณนาฬิกาใช้วงจรเฟสล็อกถูบ จากนั้นใช้จังหวะของสัญญาณนาฬิกาในการสร้างสัญญาณข้อมูลใหม่ด้วย D flip-flop ได้ระดับแรงดันผลต่างของสัญญาณข้อมูลขาออกเท่ากับ 670 mVp-p มีค่า rise time ที่ 20%-80% เท่ากับ 29.8 ps โดย CDR นี้ต้องการสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง 155.52 MHz ซึ่งใช้โมดูล CCPD-033 ของบริษัท Crystek

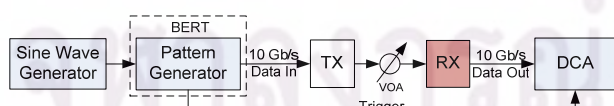
การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ของตัวรับสัญญาณทางแสงนี้เลือกใช้ทองแดงเป็นเส้นสัญญาณ และไดอิเล็กทริกชนิด FR4 เนื่องจากสามารถผลิตได้ภายในประเทศ ในการออกแบบเพื่อรับสัญญาณที่มีอัตราข้อมูลสูงถึง 10 Gb/s ต้องทำการออกแบบความกว้างของเส้นสัญญาณและความหนาของไดอิเล็กทริก เพื่อควบคุมค่าคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ให้คงที่เท่ากับ 50 โอห์ม จากนั้นจึงทำการบัดกรีประกอบตัวรับสัญญาณทางแสง แสดงดังรูปที่ 6

#### 4. การวัดทดสอบ Jitter ของตัวรับสัญญาณทางแสง

การจำลองระบบรับส่งสัญญาณทางแสง แสดงดังแผนภาพในรูปที่ 7 และ 8 เริ่มทดสอบตัวรับสัญญาณทางแสง (RX) ที่ได้ประกอบขึ้น โดยตั้งค่าตัวสร้างรูปแบบสัญญาณ (Pattern Generator : PG) บนเครื่องวัดอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate Tester : BERT) ให้สร้างสัญญาณข้อมูลชนิด PRBS  $2^{31}-1$  ที่อัตรา 10 Gb/s และเลือกใช้ตัวส่งสัญญาณทางแสง (TX) ชนิด Electro-absorption Modulation Laser (EML) ทำหน้าที่แปลงสัญญาณข้อมูลเชิงไฟฟ้าเป็นสัญญาณข้อมูลเชิงแสง 10 Gb/s จากนั้นลดทอนความเข้มแสงด้วย Variable Optical Attenuator (VOA) ที่มีตัววัดกำลังแสงรวมอยู่ด้วย เพื่อจำลองการส่งข้อมูลผ่านเส้นใยนำแสงที่มีการสูญเสียกำลังแสง ท้ายสุด ตัวรับสัญญาณแสงจะแปลงสัญญาณแสงกลับเป็นสัญญาณไฟฟ้า 10 Gb/s

ในกรณีนี้ การวัด Jitter ของตัวรับสัญญาณทางแสง แบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ วัดค่า Jitter ฮิสโตแกรมจากแผนภาพรูปตา และทดสอบสมรรถภาพด้วยการวัดค่า Jitter Tolerance ซึ่งจะอธิบายขั้นตอนการวัดในหัวข้อ 4.1 และ 4.2 ตามลำดับ

#### 4.1 การวัด Jitter ฮิสโตแกรมจากแผนภาพรูปตา

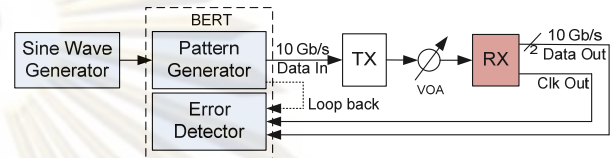


รูปที่ 7 แผนภาพแสดงการวัดแผนภาพรูปตา

การวัด Jitter ฮิสโตแกรมจากแผนภาพรูปตาของตัวรับสัญญาณทางแสงสามารถวัดได้ด้วยเครื่อง Digital Communication

Analyzer (DCA) โดยมีแผนภาพของการวัดทดสอบแสดงดังรูปที่ 7 จะทำการวัดค่าเปรียบเทียบแผนภาพรูปตาและลักษณะของฮิสโตแกรมทั้งก่อนและหลังการเพิ่มสัญญาณชานซ์ขนาด 160 mV และ 320 mV ที่ความถี่ 1 MHz และ 10 MHz จากเครื่อง Signal Generator ซึ่งเป็นตัวแทนของ PJ เข้ากับ PG บนเครื่อง BERT ให้แปลงสัญญาณชานซ์ที่ใส่เข้าไปเป็น Jitter และวัดค่าจากฮิสโตแกรมของแผนภาพรูปตา

#### 4.2 การวัด Jitter Tolerance

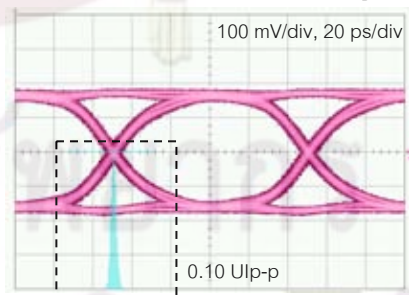


รูปที่ 8 แผนภาพแสดงการวัด Jitter tolerance

แผนภาพในรูปที่ 8 แสดงการวัด Jitter tolerance เพื่อหาระดับ Jitter มากสุดที่ตัวรับสัญญาณทางแสง (RX) ทนได้ เริ่มต้นด้วยการป้อนสัญญาณชานซ์ที่มีความถี่ค่าหนึ่งเข้ากับ PG บนเครื่อง BERT ค่อยๆ เพิ่มระดับ Jitter ของสัญญาณข้อมูล โดยเพิ่มขนาดของสัญญาณชานซ์ นำสัญญาณข้อมูลผลต่างขาออกและสัญญาณนาฬิกาที่กู้คืนได้จาก RX ต่อเข้ากับ Error Detector (ED) บนเครื่อง BERT เพื่อวัดค่า BER ปรับเพิ่มขนาดของสัญญาณชานซ์ จนได้ค่ามากที่สุดที่ยังคงค่า BER ต่ำกว่า  $10^{-12}$  จากนั้นปรับเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณชานซ์แล้วทำซ้ำ โดยจะนำค่า Jitter ที่วัดได้ไปพล็อตเปรียบเทียบกับเส้นมาตรฐาน SONET/SDH [8] นอกจากนี้ยังทำการวัด Jitter tolerance ของเครื่อง BERT โดยต่อตรงจาก PG เข้าสู่ ED (loop back) เพื่อวัดทดสอบเครื่องมือที่ใช้

#### 5. ผลการวัดทดสอบ

##### 5.1 ผลการวัด Jitter ฮิสโตแกรมจากแผนภาพรูปตา

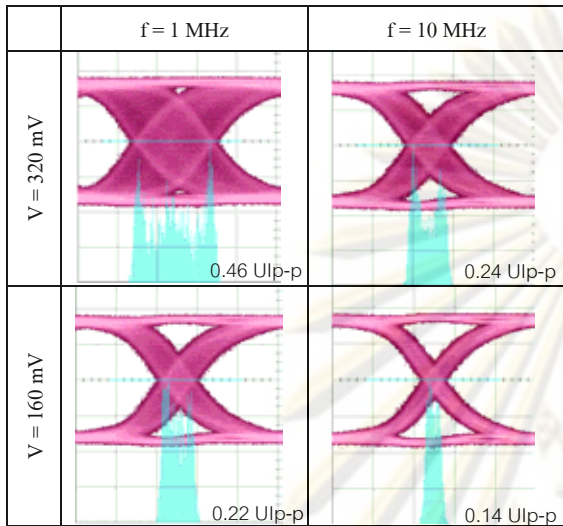


รูปที่ 9 แผนภาพรูปตาของตัวรับสัญญาณทางแสงก่อนเพิ่ม Jitter

ผลการทดลองวัดค่า Jitter ฮิสโตแกรมจากแผนภาพรูปตา ก่อนเพิ่ม Jitter แสดงดังรูปที่ 9 ในกรอบจุดประ ฮิสโตแกรมของจุดตัดมีลักษณะการกระจายตัวแบบ Gaussian ซึ่งสอดคล้องกับรูป 3 (ก) โดยวัดค่า Jitter p-p เท่ากับ 0.10 UIp-p และค่า Jitter rms เท่ากับ 0.013 UIrms

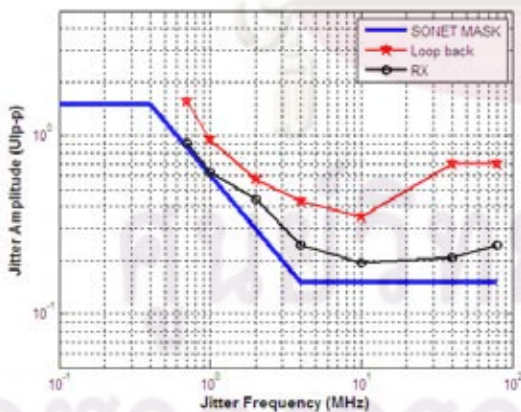
เนื่องจากเป็นผลมาจาก RJ เป็นหลัก สำหรับค่า Jitter ที่วัดได้จากฮิสโตแกรมนี้เป็นค่า Jitter ผลรวม (Total Jitter)

ตารางที่ 1 เปรียบเทียบลักษณะ Jitter ฮิสโตแกรมของสัญญาณขาออกเมื่อปรับแรงดันและความถี่ของสัญญาณขาเข้า



เมื่อเพิ่ม Jitter ผลการวัดแผนภาพรูปตาแสดงดังตารางที่ 1 ฮิสโตแกรมของจุดตัดมีลักษณะแยกกันออกเป็นสองยอด และปลายทั้งสองด้านมีลักษณะเอียงลาดลงคล้ายลักษณะของ Gaussian สอดคล้องกับรูป 3 (ข) ซึ่งเป็นผลรวมของ PJ จากสัญญาณขาเข้าและ RJ ที่มีอยู่แล้วในระบบ โดยขนาดของ Jitter จะแปรผันตามขนาดของแรงดัน เป็นไปตามสมการที่ 1 แต่จะแปรผกผันกับความถี่ เนื่องจากคุณลักษณะของ CDR ที่เลือกใช้ จะมีการถ่ายโอน (Jitter Transfer) ที่ลดลงเมื่อความถี่มากกว่า 1 MHz

### 5.2 ผลการวัด Jitter Tolerance



รูปที่ 10 กราฟผลการวัด Jitter Tolerance

รูปที่ 10 แสดงผลการวัด Jitter Tolerance ของตัวรับสัญญาณแสง (เส้น RX) ซึ่งมีค่าสูงกว่าเส้นมาตรฐาน SONET (เส้น SONET MASK) แสดงว่าตัวรับสัญญาณทางแสงผ่านเกณฑ์มาตรฐาน แต่มีค่าต่ำกว่าผลการวัดของเครื่อง BERT (เส้น loop back) เป็นไปตามคาดการณ์

การที่ตัวรับสัญญาณทางแสงสามารถทน Jitter ที่ความถี่ต่ำได้มากกว่าที่ความถี่สูง เนื่องจากสัญญาณข้อมูลที่มี Jitter ความถี่ต่ำนั้นมีการเปลี่ยนแปลงเฟสที่น้อย ทำให้วงจรกู้คืนสัญญาณนาฬิกาสามารถตรวจตรวจจับเฟสได้ทัน แต่ถ้าที่ความถี่สูงวงจรกู้คืนจะไม่สามารถไล่ตามการเปลี่ยนแปลงเฟสได้ทัน จึงทนระดับของ Jitter ได้น้อยกว่า

### 6. สรุป

บทความนี้ได้วัดทดสอบ Jitter ของตัวรับสัญญาณทางแสงอัตราข้อมูล 10 Gb/s ที่ได้ประกอบขึ้น โดยการเพิ่ม periodic jitter และวิเคราะห์ผลจากฮิสโตแกรมของจุดตัดของแผนภาพรูปตา อีกทั้งแสดงสมรรถภาพของตัวรับสัญญาณแสงด้วยค่า Jitter Tolerance ที่ผ่านเกณฑ์มาตรฐานของ SONET/SDH ที่อัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่า  $10^{-12}$

### 7. กิตติกรรมประกาศ

บทความนี้ได้ทุนสนับสนุนงานวิจัยจาก สถาบันวิจัยและพัฒนาอุตสาหกรรมโทรคมนาคม (TRIDI) สำนักงานคณะกรรมการกิจการโทรคมนาคมแห่งชาติ และได้รับการสนับสนุนเครื่องมือวัดทดสอบจากโครงการเสริมสร้างความเชื่อมโยงระหว่างภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและภาคเอกชนทางด้านการวิจัยและพัฒนา

### เอกสารอ้างอิง

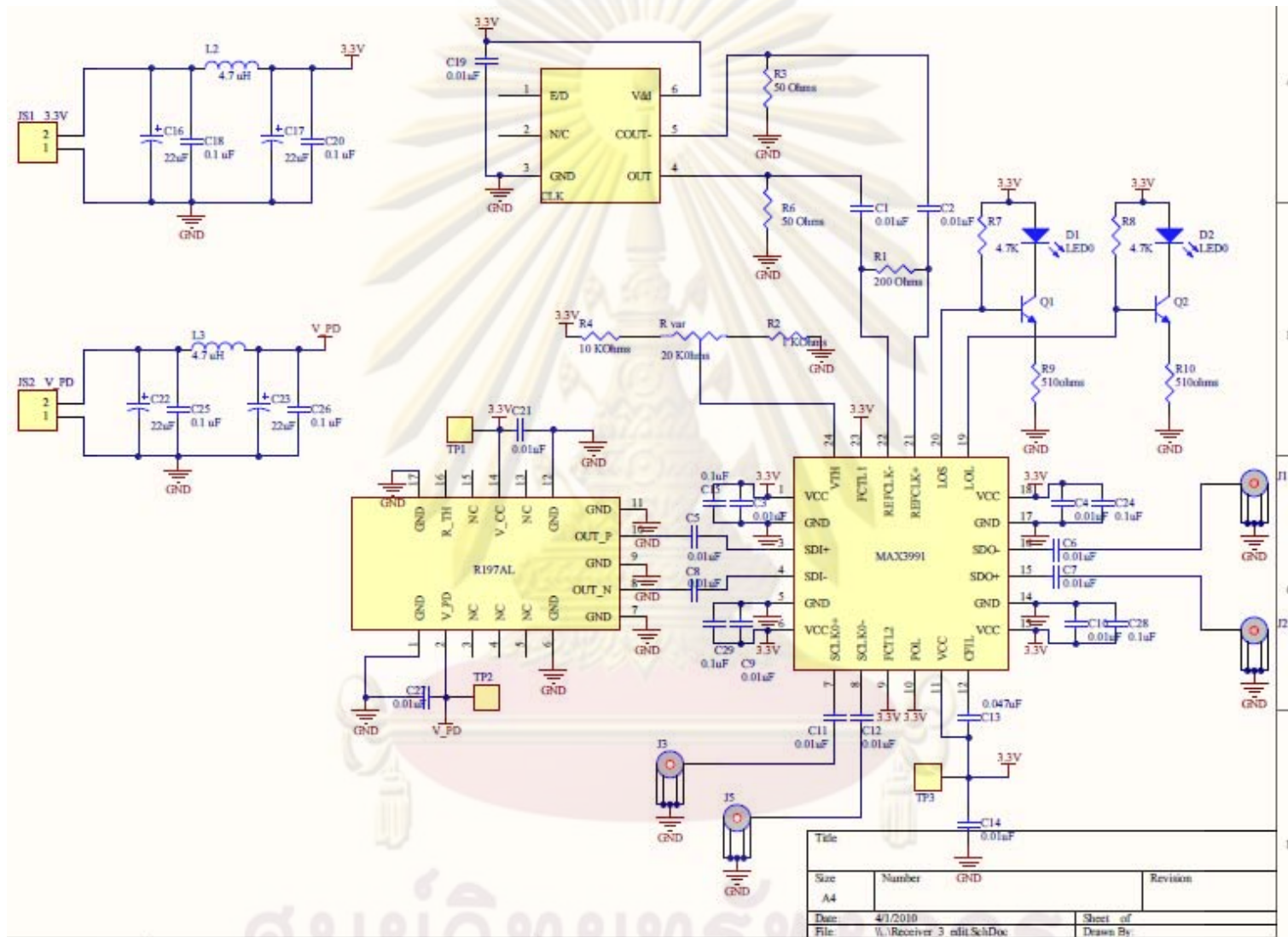
- [1] Ransom Stephens, "Analyzing Jitter at High Data Rates," IEEE Optical Communication, February 2004.
- [2] Lattice Semiconductor Corporation, "LatticeSC™ SERDES Jitter," Technical Note TN1084, March 2008.
- [3] Tektronix, Inc., "Understanding and Characterizing Timing Jitter," Tektronix primer, Oct 2003.
- [4] Y. Cai, S. A. Werner, G. J. Zhang, M. J. Olsen, R. D. Brink, "Jitter Testing for Multi-Gigabit Backplane SerDes," ITC International Test Conference, 2002.
- [5] Kuo-Liang Cheng, John Wilks, Atsushi Otsuka, and John Pertrilla, "Receiver Random Jitter Dependence on Input Power and a Method to Extract Receiver Bandwidth," IEEE Photonics Technology Letters, September, 2004.
- [6] Mike Peng Li, "Jitter, Noise and Signal Integrity at High-Speed" Pearson Education, 2008.
- [7] Agilent Technology, "Jitter Analysis Techniques for High Data Rate," Application Note 1432, 2003.
- [8] "SONET/SDH specifications" are ITU-T0.172 www.itu.int, and GR-253-CORE, www.telcordia.com.

## ภาคผนวก ข. Schematic ของวงจรตัวรับสัญญาณทางแสง

ลายวงจร Schematic ของวงจรตัวรับสัญญาณทางแสงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เขียนลายวงจร โดยซอฟต์แวร์โปรแกรม Altium Designer



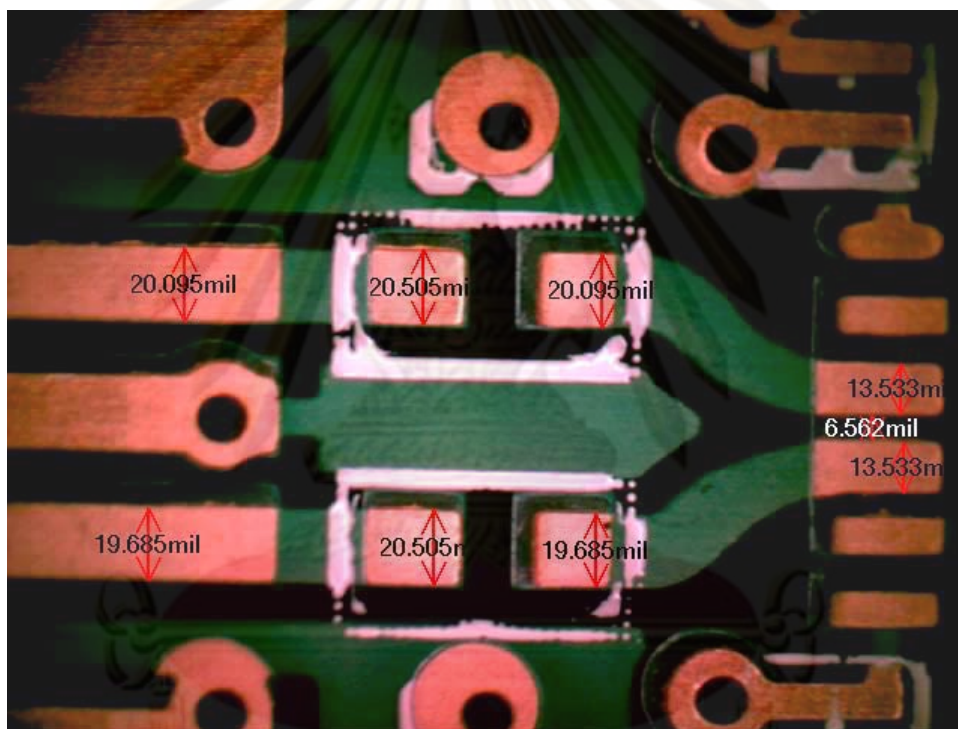
ศูนย์วิทยทรัพยากร  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



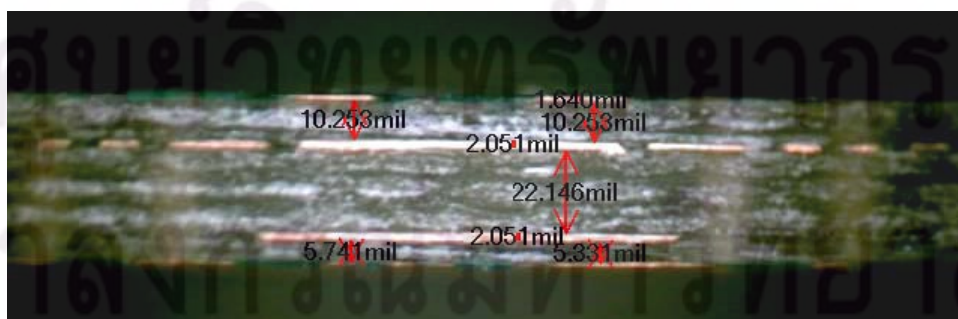
ศูนย์วิทยุโทรพยากว  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ภาคผนวก ค. การคำนวณความผิดพลาดที่เกิดจากการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์

การคำนวณความผิดพลาดที่เกิดจากการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์ ทำโดยวัดขนาดจริงของแผ่นวงจรพิมพ์หลังการผลิตด้วยกล้องจุลทรรศน์ ซึ่งวัดทั้งด้านบนและด้านข้างดังรูปที่ ค.1 และ ค.2 ตามลำดับ ทำการวัดค่าขนาด ระยะห่าง ของเส้นสัญญาณ ตำแหน่งต่างๆ ที่ใช้ในการคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ เปรียบเทียบค่าที่วัดได้กับค่าที่ใช้ในการออกแบบดังตารางที่ ค.1 จากนั้นนำค่าขนาดจริงที่ได้คำนวณกลับหาค่าคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ของเส้นสัญญาณชนิดต่างๆ ดังแสดงในตารางที่ ค.2 เพื่อคำนวณหาความผิดพลาดของค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะหลังจากการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์



รูปที่ ค.1 การวัดขนาดของแผ่นวงจรพิมพ์ด้านบน



รูปที่ ค.2 การวัดขนาดของแผ่นวงจรพิมพ์ด้านข้าง

ตารางที่ ค.1 ผลการวัดขนาดและการคำนวณความผิดพลาด  
ที่เกิดจากการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์

	Design (mil)	Measurement (mil)	Error	% Error
W1	20	20.095	+0.095	+0.47
W2	14	13.533	-0.467	-3.45
H	10.33	10.048	-0.282	-2.81
T	1.4	1.845	+0.445	+24.11
S	7	6.562	-0.438	-6.67
G	10	9.723	-0.277	-2.85

จากตารางที่ ค.1 แสดงผลการวัดขนาดและคำนวณความผิดพลาดที่เกิดจากการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์ โดยค่า W1 คือขนาดของเส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line แบบเดี่ยว, W2 คือขนาดของเส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line แบบผลต่าง, H คือความสูงของชั้นไดอิเล็กตริก, T คือขนาดของความหนาทองแดง, S คือระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line แบบผลต่าง, และ G คือระยะห่างระหว่างเส้นสัญญาณกับกราวด์ของเส้นสัญญาณชนิด Coplanar Waveguide จากผลการคำนวณเปอร์เซ็นต์ค่าความผิดพลาด พบว่าค่าความหนาของทองแดง (T) มีเปอร์เซ็นต์ของความผิดพลาดมากที่สุดถึง 24.11% เนื่องจากขนาดที่เล็กมาก เมื่อมีความผิดพลาดเกิดขึ้นเล็กน้อย แต่เมื่อเทียบกับค่าเริ่มต้น จึงมีค่ามาก แต่ค่าตัวแปรอื่นๆ พบว่ามีความผิดพลาดน้อยกว่า 7 % ซึ่งถือว่าเป็นการผลิตที่มีคุณภาพ

จากนั้นนำค่าขนาดจริงของเส้นสัญญาณจากการวัดหลังจากการผลิตมาคำนวณหา ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของเส้นสัญญาณชนิดต่างๆ ดังแสดงในตารางที่ ค.2

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ ค.2 ผลการคำนวณความผิดพลาดของค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ

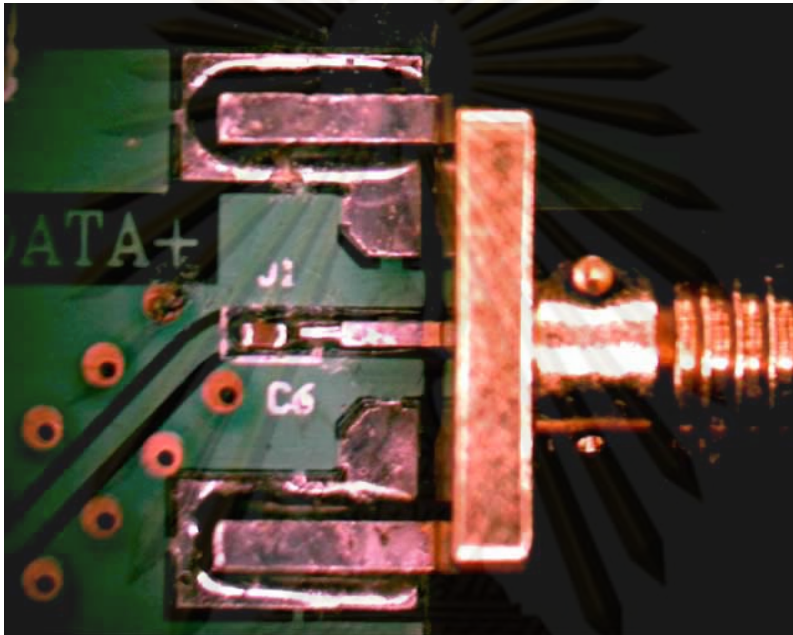
เส้นสัญญาณชนิดต่างๆ	$Z_0$ จากการ ออกแบบ (ohm)	$Z_0$ จากการวัด ขนาดจริง (ohm)	Error	% Error
เส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line แบบเดี่ยว	47.78	46.47	-1.31	-2.82
เส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line แบบผลต่าง	89.94	87.22	-2.72	-3.11
เส้นสัญญาณชนิด Coplanar Waveguide แบบเดี่ยว	44.81	43.33	-1.48	-3.42

จากผลการคำนวณความผิดพลาดของค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะในตารางที่ ค.2 ใช้การคำนวณค่าจากซอฟต์แวร์โปรแกรม PolarSI8000 เปรียบเทียบระหว่างค่า  $Z_0$  ของขนาดเส้นสัญญาณที่ออกแบบกับเส้นสัญญาณที่วัดได้หลังจากการผลิต พบว่าคุณลักษณะของเส้นทั้ง 3 ชนิด คือ เส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line แบบเดี่ยว, เส้นสัญญาณชนิด Microstrip Line แบบผลต่าง, และเส้นสัญญาณชนิด Coplanar Waveguide แบบเดี่ยว มีค่าอิมพีแดนซ์ที่ผิดพลาดไปไม่เกิน 3.42% ซึ่งถือว่าค่าคลาดเคลื่อนไปเล็กน้อย

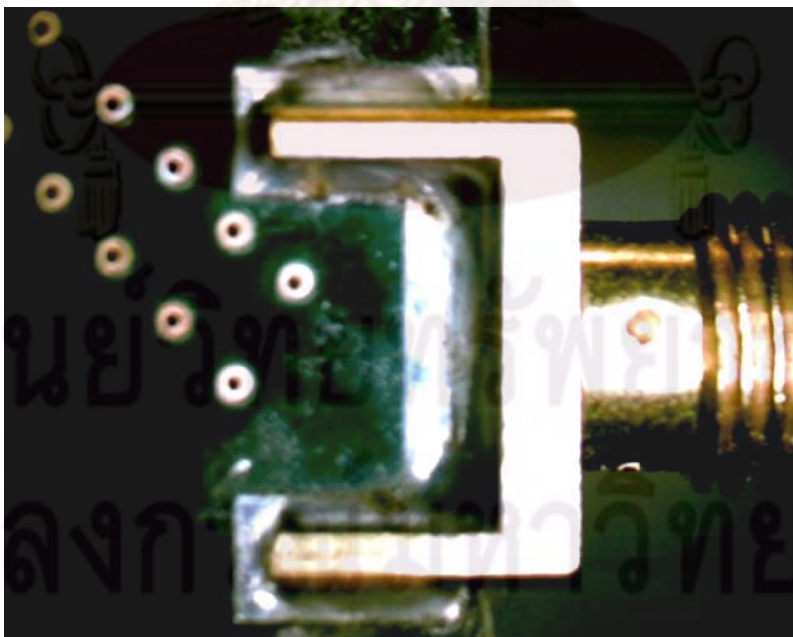


### ภาคผนวก ง. ตัวอย่างการบัดกรีอุปกรณ์ที่ถูกต้อง

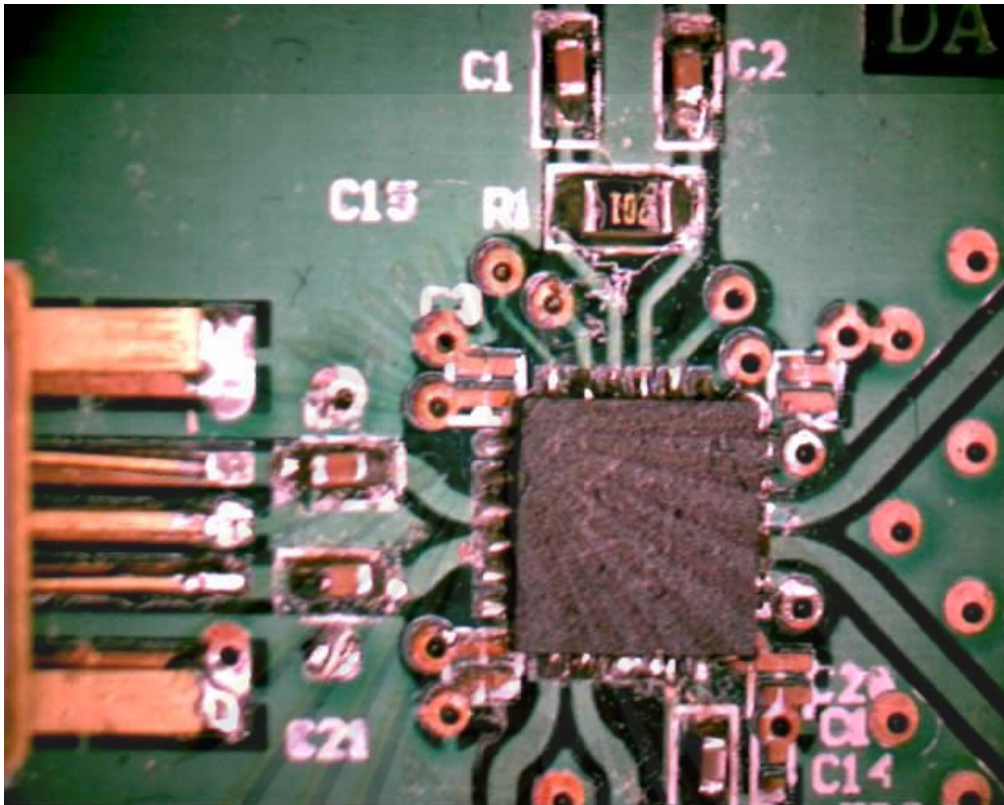
การบัดกรีอุปกรณ์มีผลต่อคุณภาพของสัญญาณความเร็วสูง ดังนั้นจึงแสดงตัวอย่างการบัดกรีอุปกรณ์ต่างๆ เช่นหัวต่อ SMA ต้องวางตำแหน่งที่ชิดติดขอบบอร์ด บัดกรีเส้นสัญญาณและกราวด์ ทั้งด้านบนและด้านล่าง ดังรูปที่ ง.1 และรูปที่ ง.2 นอกจากนี้การบัดกรีชิปขนาดเล็ก ต้องใช้ปริมาณตะกั่วที่พอเหมาะกับขาชิป ดังแสดงในรูปที่ ง.3



รูปที่ ง.1 ตัวอย่างการบัดกรีหัวต่อ SMA ด้านบน



รูปที่ ง.2 ตัวอย่างการบัดกรีหัวต่อ SMA ด้านล่าง



รูปที่ 3 ตัวอย่างการบัดกรีชิป

ศูนย์วิทยทรัพยากร  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นางสาววณิ ศรีสุวรรณ เกิดวันที่ 19 กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2529 ที่จังหวัดชลบุรี เข้าศึกษาในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2547 สำเร็จการศึกษาระดับบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2550 ต่อจากนั้นได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2551 และสำเร็จการศึกษาระดับมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2552



ศูนย์วิทยทรัพยากร  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย