

การส่งผ่านสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแสงบนโครงข่ายเชิงแสงแบบพาสซีฟ



นายชานัน ดวงจรัส

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2553

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

OPTICAL OFDM TRANSMISSION OVER PASSIVE OPTICAL NETWORKS



Mr.Chanan Duangjarus

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of Master of Engineering Program in Electrical Engineering
Department of Electrical Engineering
Faculty of Engineering
Chulalongkorn University
Academic Year 2010
Copyright of Chulalongkorn University

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การส่งผ่านสัญญาณไอเอฟดีเอ็มแสงบนโครงข่ายเชิงแสง
แบบพาสซีฟ

โดย

นายชานัน ดวงจรัส

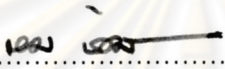
สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

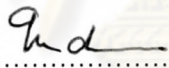
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พสุ แก้วปลั่ง

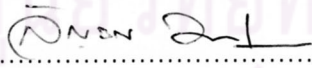
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้บัณฑิตวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วน
หนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

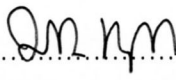
.....  คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(รองศาสตราจารย์ ดร.บุญสม เลิศธีรวงศ์)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

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

.....  อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พสุ แก้วปลั่ง)

.....  กรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร.สัญญากร วุฒิสีทธิกุลกิจ)

.....  กรรมการภายนอกมหาวิทยาลัย
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ภูมิพัฒน์ แสงอุดมเลิศ)

ชานัน ดวงจรัส : การส่งผ่านสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแสงบนโครงข่ายเชิงแสงแบบพาสซีฟ. (OPTICAL OFDM TRANSMISSION OVER PASSIVE OPTICAL NETWORKS) อ. ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก : ผศ.ดร.พสุ แก้วปลั่ง, 106 หน้า.

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ศึกษาความเป็นไปได้และวิเคราะห์ปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของการส่งผ่านสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแสงบนโครงข่ายเชิงแสงแบบพาสซีฟ โดยไม่มีการชดเชยทั้งในการเข้าถึงและรวมช่องสัญญาณแบบ time division multiplexing (TDM) และ coarse wavelength division multiplexing (CWDM) รวมถึงการวิเคราะห์สมรรถนะและปัญหาที่จำกัดสมรรถนะของระบบการส่งผ่านสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแสงบนโครงข่ายเชิงแสงแบบพาสซีฟและทำการเปรียบเทียบสมรรถนะของการส่งผ่านสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแสงบนโครงข่ายเข้าถึงเชิงแสงแบบพาสซีฟกับระบบมาตรฐานที่ใช้ในปัจจุบัน

จากผลการศึกษาพบว่าการส่งผ่านสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแสงบนโครงข่ายเชิงแสงแบบพาสซีฟได้รับผลกระทบจากปัจจัย linewidth จำนวนคลื่นพาห้อยู่กำลังส่งสัญญาณ ค่าดิสเพอร์ชันและความชันดิสเพอร์ชัน การวิเคราะห์ความสามารถของการส่งผ่านสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแสงบนโครงข่ายเข้าถึงแบบพาสซีฟ เมื่อกำหนดพารามิเตอร์ที่ดีที่สุดจากผลการจำลองทางคณิตศาสตร์พบว่าการส่งผ่านสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแสงบนโครงข่ายเชิงแสงแบบพาสซีฟนั้นสามารถส่งผ่านสัญญาณอัตราบิต 10 Gb/s มีผู้ใช้งานไม่เกิน 128 รายที่ระยะทาง 20 km และสามารถส่งผ่านสัญญาณอัตราบิต 10 Gb/s ที่ระยะทาง 29 km มีผู้ใช้งาน 32 รายซึ่งพบว่ามีสมรรถนะสูงกว่ามาตรฐาน IEEE802.3av ซึ่งเป็นมาตรฐานในปัจจุบัน และ การส่งผ่านสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแสงแบบรวมช่องสัญญาณ 2 ความยาวคลื่น 4 ความยาวคลื่นและ 8 ความยาวคลื่น พบว่าข้อจำกัดของระบบนี้อยู่ที่ความยาวคลื่นที่มีค่าดิสเพอร์ชันสูงส่งผลให้จำกัดระยะการส่งผ่านสัญญาณที่ 10 Gb/s ต่อความยาวคลื่นอยู่ที่ระยะทาง 27 km ทำให้สามารถกำหนดแนวทางในการเลือกความยาวคลื่น โดยการเลือกใช้ความยาวคลื่นที่มีค่าดิสเพอร์ชันต่ำที่สุดในการสื่อสารสัญญาณ

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่อ.....ชานัน ดวงจรัส.....
 สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่อ อ.ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก.....
 ปีการศึกษา.....2553.....

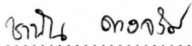
5170288421 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING


KEYWORDS : OPTICAL ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING /
PASSIVE OPTICAL NETWORK / FIBER DISPERSION

CHANAN DUANGJARUS : OPTICAL OFDM TRANSMISSION OVER PASSIVE
OPTICAL NETWORKS. THESIS ADVISOR : ASST.PROF PASU KEAWPLUNG,
Ph.D., 106 pp.

This thesis studies on the feasibility of employing the optical orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) scheme over the passive optical network (PON) instead of the conventional time-division multiplexing (TDM) scheme, as well as the problems that limit the performance of the optical OFDM over PON. Also the application of OFDM-PON incorporated with the coarse wavelength-division multiplexing (CWDM) without dispersion compensation is investigated. Finally, the comparison of the performance of the optical OFDM-PON system with the IEEE 802.3av 10-Gbps-PON based on the traditional time-division-multiplexing (TDM) scheme, which is the latest standard of PON, is taken into account.

According to the theoretical analysis, the performance of the optical OFDM transmission over PON is shown to be dependent of laser linewidth, number of subcarrier, signal power, dispersion and dispersion slope. By computer simulation using designed system parameters, the transmission of 10-Gb/s signal shared by 128 users over reach of 20 km, and the transmission of 10 Gb/s signal shared by 32 users over reach of 29 km are succeeded, on our designed optical OFDM over PON. These results show the improvement in performance comparing with the 10-Gb/s IEEE 802.3av-based PON. For the expansion to CWDM, the computer simulation demonstrates that the optical OFDM transmission over PON under the CWDM with 2, 4, and 8 wavelengths are all succeeded over the reach of 27 km when the main limitation is the fiber dispersion. In order to improve both the number of subscriber and the reach on CWDM scheme, the assignment of wavelengths which exhibit lower dispersion values are preferred.

Department :Electrical Engineering..... Student's Signature 

Field of Study :Electrical Engineering... Advisor's Signature 

Academic Year : 2010.....

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ ด้วยความกรุณาของผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พสุ แก้วปลั่ง อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ซึ่งได้ให้คำปรึกษา ข้อชี้แนะ และความช่วยเหลือในหลายสิ่งหลายอย่างจนกระทั่งลุล่วงไปได้ด้วยดี ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงมา ณ ที่นี้

ขอกราบขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ทับทิม อ่างแก้ว ประธานกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ และกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ภูมิพัฒน์ แสงอุดมเลิศ, รองศาสตราจารย์ ดร.ลัญจกร วุฒิสวัสดิ์กุลกิจ ที่ให้ความกรุณาในการแก้ไขข้อบกพร่องต่างๆ ของงานวิจัย

ขอขอบพระคุณห้องปฏิบัติการศูนย์เชี่ยวชาญเฉพาะด้านเทคโนโลยีโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ที่ให้ความอนุเคราะห์ด้านอุปกรณ์ และสถานที่ใช้ทำวิจัย

ขอบคุณ พี่ เพื่อน และน้องที่ทำงานร่วมกันในห้องปฏิบัติการศูนย์เชี่ยวชาญเฉพาะด้านเทคโนโลยีโทรคมนาคม ชั้น 13 ทุกคน ที่คอยถามไถ่ด้วยความห่วงใยว่าเมื่อไหร่จะสำเร็จการศึกษา รวมถึงผู้มีพระคุณทุกท่านที่มีได้เอ่ยนามไว้ ณ ที่นี้

สุดท้ายขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดาและครอบครัว ทุกคนที่เป็นกำลังใจและให้การสนับสนุนแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอดจนสำเร็จการศึกษา

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญภาพ.....	ฎ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	9
1.3 ขอบเขตของการวิจัย.....	10
1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน.....	10
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	11
2 ทฤษฎีการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงพื้นฐาน.....	12
2.1 โครงสร้างและองค์ประกอบพื้นฐานของระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสง	12
2.2 ทฤษฎีการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสง	14
2.3 ปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อรูปร่างและกำลังของสัญญาณ.....	15
2.3.1 การลดทอนกำลังสัญญาณ (fiber attenuation).....	15
2.3.2 ดิสเพอร์ชันของเส้นใยแสง (fiber dispersion)	17
2.3.3 ปรากฏการณ์เคอร์ (kerr effect)	23
2.4 โครงข่ายเข้าถึงเชิงแสงแบบพาสซีฟ.....	28
2.5 ทฤษฎีการมอดูเลตสัญญาณเบื้องต้น	32
2.5.1 การมอดูเลตแบบ QAM	32
2.5.2 การมอดูเลตสัญญาณแบบ OFDM	39
2.5.3 การมอดูเลตแบบ SSB.....	50

บทที่	หน้า
3 การวิเคราะห์ปัจจัยที่เกี่ยวข้องกับการสื่อสารสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแสงบนโครงข่ายเข้าถึงแบบพาสซีฟ.....	51
3.1 แบบจำลองระบบสื่อสารสัญญาณโอเอฟดีเอ็มผ่านเส้นใยแสงบนโครงข่าย PON.....	51
3.1.1 ภาค downlink	51
3.1.2 โครงสร้างระบบ OFDM-PON ภาค Uplink	53
3.2 ปัจจัยที่ส่งผลต่อการสื่อสารสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแสง	54
3.2.1 Linewidth ของตัวกำเนิดสัญญาณแสง.....	54
3.2.2 จำนวนคลื่นพารัลลอลที่ใช้.....	58
3.2.3 กำลังส่งของสัญญาณ OFDM แสง.....	61
3.2.4 ดิสเพอร์ชัน.....	62
3.2.5 ผลของปรากฏการณ์เคอร์	67
3.2.6 cyclic prefix extension.....	69
3.2.7 การทำ windowing	71
4 สมรรถนะของโครงข่ายเข้าถึงเชิงแสงแบบพาสซีฟที่ใช้การมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็มจากการจำลองทางคณิตศาสตร์	75
4.1 แบบจำลองระบบ OFDM-PON	75
4.2 พารามิเตอร์พื้นฐานที่ใช้ในระบบ OFDM-PON	75
4.2.1 เส้นใยแสงแบบ SMF.....	76
4.2.2 power splitter และ power combiner.....	77
4.2.3 ตัวส่งสัญญาณ OFDM แสง	77
4.2.4 ตัวรับสัญญาณ OFDM แสง.....	78
4.3 จำนวนผู้ใช้งานมากที่สุดสำหรับระบบ OFDM-PON.....	78
4.4 ระยะทางไกลที่สุดสำหรับระบบ OFDM-PON.....	81
4.5 อัตราบิตสูงสุดสำหรับระบบ OFDM-PON.....	84
5 ความสามารถของระบบ CWDM OFDM-PON ที่ใช้การมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็มจากการจำลองทางคณิตศาสตร์.....	87

บทที่	หน้า
5.1 แบบจำลองระบบ CWDM-OFDM-PON	87
5.2 พารามิเตอร์พื้นฐานที่ใช้ในระบบ CWDM OFDM-PON	90
5.2.1 เส้นใยแสง.....	90
5.2.2 ตัวส่งสัญญาณ OFDM แสง ในระบบ CWDM OFDM-PON	91
5.2.3 ตัวรับสัญญาณ OFDM แสง ในระบบ CWDM OFDM-PON	91
5.2.4 AWG	92
5.3 ผลการจำลองระบบ CWDM OFDM-PON 2 ความยาวคลื่น	92
5.4 ผลการจำลองระบบ CWDM OFDM-PON 4 ความยาวคลื่น	93
5.5 ผลการจำลองระบบ CWDM OFDM-PON 8 ความยาวคลื่น	95
6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	99
6.1 บทสรุป.....	99
6.2 ข้อเสนอแนะ.....	101
รายการอ้างอิง.....	102
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	105

สารบัญตาราง

	หน้า
ตาราง 1.1มาตรฐานของระบบ PON.....	4
ตาราง 2.1 เปรียบเทียบสมบัติของ 10 G-EPON และ 1G-EPON.....	30
ตาราง 2.2 ค่าบิตข้อมูล สัญลักษณ์ที่ถูกมอดูเลต และ	33
ตาราง 4.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ของเส้นใยแสงชนิด G652.D ที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	76
ตาราง 4.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราแบ่งกำลังต่อค่าการลดทอนกำลังของสัญญาณ.....	77
ตารางที่ 5.1 สมบัติของเส้นใยแสงแต่ละความยาวคลื่น	90



 ศูนย์วิทยทรัพยากร
 จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญภาพ

หน้า

รูปที่ 1.1(ก) จำนวนผู้ใช้บริการและอัตราการขยายตัวของ ADSL และ FTTH ในประเทศญี่ปุ่น [2]	
(ข) แนวโน้มการเพิ่มขึ้นของจำนวนผู้ใช้บริการโครงข่าย FTTH.....	3
รูปที่ 1.2 การทำงานของระบบ TDM-PON[5].....	6
รูปที่ 1.3 การทำงานของระบบ WDM-PON [5].....	6
รูปที่ 2.1 โครงสร้างระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสง	13
รูปที่ 2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างการลดทอนกำลังงาน และความยาวคลื่นที่ผลิตมาตั้งแต่ปี ค.ศ. 1970 [26].....	17
รูปที่ 2.3 ผลของดิสเพอร์ชันต่อสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสง	18
รูปที่ 2.4 การแจกแจงของความเร็วกลุ่มและ GVD เทียบกับความยาวคลื่น	18
รูปที่ 2.5 การเกิด inter-symbol interference (ISI)	19
รูปที่ 2.6 การเกิด inter modal dispersion ในเส้นใยแสงแบบหลายโหมด [28]	21
รูปที่ 2.7 ผลของดิสเพอร์ชันอันดับสามต่อสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสง (ก) สัญญาณพัลส์ขาเข้า (ข) สัญญาณพัลส์ขาออก (ค) สัญญาณสเปกตรัมขาเข้า และ (ง) สัญญาณสเปกตรัมขาออก	22
รูปที่ 2.8 ผลของ SPM ต่อสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสง (ก) ทางความถี่ (ข) สเปกตรัมสัญญาณ.....	24
รูปที่ 2.9 ผลของ XPM ต่อสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสง.....	25
รูปที่ 2.10 ผลของ FWM ต่อสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสง	27
รูปที่ 2.11 ความสัมพันธ์ระหว่างการพัฒนาของ Ethernet และ FTTH [29]	29
รูปที่ 2.12 การจัดสรรแบนด์วิดท์ของระบบ 10G-EPON ตามมาตรฐาน IEEE 802.3av	31
รูปที่ 2.13 การจัดสรรช่องสัญญาณตามมาตรฐาน ITU G 694.2	32
รูปที่ 2.14 โครงสร้างวงจรมอดูเลตแบบ QAM	34
รูปที่ 2.15 โครงสร้างวงจรมอดูเลตแบบ QAM	35
รูปที่ 2.16 การมอดูเลตแบบ 4-QAM [30].....	37
รูปที่ 2.17 บริเวณของการตัดสินใจเมื่อส่งสัญญาณ $s_4(t)$ [30].....	38

รูปที่ 2.18 หลักการสร้างสัญญาณ OFDM (ก) conventional nonoverlapping multicarrier technique(ข) overlapping multicarrier modulation technique.....	39
รูปที่ 2.19 สเปกตรัมคลื่นพาหีย่อยของสัญญาณ OFDM	40
รูปที่ 2.20 สัญญาณ OFDM ที่ประกอบด้วยคลื่นพาหีย่อย 3 คลื่นพาหี	41
รูปที่ 2.21 การมอดูเลตสัญญาณ OFDM	42
รูปที่ 2.22 การเติม guard interval โดยใช้สัญญาณเท่ากับ 0	44
รูปที่ 2.23 การทำ cyclic prefix extension	44
รูปที่ 2.24 ผลของเวลาประวิงต่อสัญญาณ OFDM เมื่อเวลาประวิงมีค่าต่างกัน.....	45
รูปที่ 2.25 กระบวนการสร้างสัญญาณ OFDM ที่เครื่องส่ง (ก) และกระบวนการรับสัญญาณที่เครื่องรับ (ข).....	46
รูปที่ 2.26 แบนด์วิดท์ของสัญญาณไอเอฟดีเอ็มที่จำนวนคลื่นพาหีย่อยเท่ากับ 16, 64 และ 256	48
รูปที่ 2.27 สัญญาณ OFDM ทางเวลาเมื่อผ่านการคูณฟังก์ชัน windowing	48
รูปที่ 2.28 แบนด์วิดท์ของสัญญาณ OFDM ที่คูณฟังก์ชัน windowing โดย β มีค่า 0, 0.025, 0.05 และ 0.1	49
รูปที่ 2.29 การเกิด ICI เนื่องจากสัญญาณ OFDM ด้วยฟังก์ชัน windowing	49
รูปที่ 3.1 แผนภาพโครงสร้างระบบ OFDM-PON ภาค downlink	52
รูปที่ 3.2 แผนภาพโครงสร้างระบบ OFDM-PON ภาค Uplink	53
รูปที่ 3.3 ผลของ linewidth ต่อสัญญาณ OFDM [31]	55
รูปที่ 3.4 ผลจาก linewidth สำหรับระบบ coherent optical OFDM transmission [33].....	56
รูปที่ 3.5 ผลของ linewidth ต่อระบบ OFDM-PON จากการจำลอง	57
รูปที่ 3.6 constellation ของสัญญาณภาครับจากการจำลองระบบระบบ OFDM-PON (ก) linewidth 2MHz และรูปที่ 3.6 (ข) linewidth 10 MHz	58
รูปที่ 3.7 ผลของจำนวนคลื่นพาหีย่อยที่อัตราบิตต่างกันจากการจำลองระบบ OFDM-PON	60
รูปที่ 3.8 ผลของจำนวนคลื่นพาหีย่อยต่อระบบ OFDM-PON จากการจำลองที่ความยาวคลื่นต่างกัน	61
รูปที่ 3.9 ผลของกำลังส่งจากการจำลองระบบ OFDM-PON	62
รูปที่ 3.10 constellation ของสัญญาณ OFDM แสงเมื่อส่งผ่านเส้นใยแสงที่ระยะทาง (ก) 10 km (ข) 20 km (ค) 45 km และ(ง) 60 km โดยไม่มีการชดเชยดิสเพอร์ชันที่ 1577 nm.....	65
รูปที่ 3.11 ผลของค่าดิสเพอร์ชันจากการจำลองระบบ OFDM-PON	67

รูปที่ 3.12 ผลของปรากฏการณ์เคอร์ซีจากการจำลองระบบ OFDM-PON	69
รูปที่ 3.13 ผลของการเติม CP จากการจำลองระบบ OFDM-PON	71
รูปที่ 3.14 ผลของ windowing ที่ความยาวคลื่น 1577 nm จากการจำลองระบบ OFDM-PON ..	72
รูปที่ 3.15 ผลของการทำ windowing บนระบบ OFDM-PON จากการจำลองที่ความยาวคลื่น 1270 nm	73
รูปที่ 4.1 จำนวนผู้ใช้งานมากที่สุดสำหรับระบบ OFDM-PON ภาค downlink.....	79
รูปที่ 4.2 จำนวนผู้ใช้งานมากที่สุดสำหรับระบบ OFDM-PON ภาค uplink	80
รูปที่ 4.3 ระยะทางไกลสุดสำหรับระบบ OFDM-PON ภาค uplink	82
รูปที่ 4.4 ผลของปัจจัยที่จำกัดความสามารถของระบบ OFDM-PON	83
รูปที่ 4.5 อัตราบิตสูงสุดสำหรับระบบ OFDM-PON ภาค downlink	85
รูปที่ 4.6 ผลของ linewidth ต่ออัตราบิตผิดพลาดสำหรับตัวส่งสัญญาณที่ ONU	86
รูปที่ 5.1 โครงสร้างระบบ CWDM OFDM-PON	88
รูปที่ 5.2 ผลการจำลองระบบ CWDM OFDM-PON ในภาค downlink แบบ 2 ความยาวคลื่น... 92	
รูปที่ 5.3 ผลการจำลองระบบ CWDM OFDM-PON ในภาค uplink แบบ 2 ความยาวคลื่น	93
รูปที่ 5.4 ผลการจำลองระบบ CWDM OFDM-PON ในภาค downlink แบบ 4 ความยาวคลื่น... 94	
รูปที่ 5.5 ผลการจำลองระบบ CWDM OFDM-PON ในภาค uplink แบบ 4 ความยาวคลื่น	95
รูปที่ 5.6 ผลการจำลองระบบ CWDM OFDM-PON ในภาค downlink แบบ 8 ความยาวคลื่น... 96	
รูปที่ 5.7 ผลการจำลองระบบ CWDM OFDM-PON ในภาค uplink แบบ 8 ความยาวคลื่น	97

บทที่ 1

บทนำ

การสื่อสารของมนุษย์ในยุคปัจจุบันมีแนวโน้มที่จะเปลี่ยนแปลงไปโดยพบว่ามีการใช้งานโครงข่ายอินเทอร์เน็ตสูงชันอย่างต่อเนื่อง รวมทั้งการเกิดขึ้นของบริการที่ต้องการอัตราบิตที่สูงขึ้น เช่น การส่งดิจิทัลที่ีความละเอียดสูง การประชุมทางไกล การผ่าตัดทางไกล เกมออนไลน์ เป็นต้น ทำให้โครงข่ายเข้าถึงความเร็วสูงทวีความสำคัญขึ้นโดยเฉพาะโครงข่ายเข้าถึงเชิงแสงแบบพาสซีฟ (passive optical network: PON) ที่เป็นเทคโนโลยีโครงข่ายเข้าถึงที่มีอัตราบิตสูงที่สุดในปัจจุบัน ซึ่งถือเป็นทางออกในการพัฒนาระบบโครงข่ายเข้าถึงในยุคปัจจุบันและอนาคตเนื่องจากอัตราบิตของโครงข่ายเชิงแสงแบบพาสซีฟ มีมาตรฐานในการส่งสัญญาณระดับ 10 Gb/s ซึ่งถือว่าเป็นอัตราบิตที่สูงมาก และพอเพียงสำหรับบริการความเร็วสูงต่างๆ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นอีกส่วนหนึ่งที่ได้นำเสนอแนวทางในการพัฒนาประสิทธิภาพของโครงข่ายเข้าถึงเชิงแสงแบบพาสซีฟโดยใช้การมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งมีส่วนช่วยพัฒนาระบบสื่อสารให้มีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น โดยเนื้อหาในบทนี้ได้กล่าวถึงความเป็นมา และความสำคัญของปัญหาที่นำมาศึกษา จากนั้นจะเสนอแนวทางของวิทยานิพนธ์ วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ รวมไปถึงขั้นตอนการดำเนินงานและประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากวิทยานิพนธ์นี้ ตามลำดับ

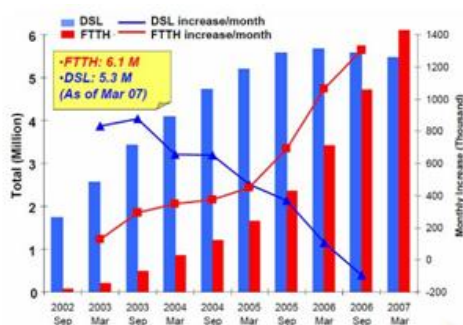
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันการโครงข่ายสื่อสารความเร็วสูงได้เข้ามามีบทบาทต่อการดำรงชีวิตของมนุษย์ในหลายด้าน ไม่ว่าจะเป็นด้านการทำงาน การศึกษา ความบันเทิง ฯลฯ จึงทำให้มีการประยุกต์ใช้งานโครงข่ายสื่อสารในหลากหลายรูปแบบ และมีจำนวนผู้ใช้งานเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในปัจจุบันแนวโน้มความต้องการบริการด้านการสื่อสารข้อมูลของผู้ใช้บริการกำลังจะเปลี่ยนเข้าสู่ยุค triple play ซึ่งได้แก่ บริการวิดีโอความละเอียดสูง (high definition television: HDTV) บริการโทรศัพท์ผ่านอินเทอร์เน็ต (voice over IP: VoIP) และ บริการอินเทอร์เน็ตความเร็วสูงทำให้มีความต้องการโครงข่ายเข้าถึงความเร็วสูงเพื่อรองรับกับการประยุกต์ใช้ได้อย่างหลากหลายและมีประสิทธิภาพ

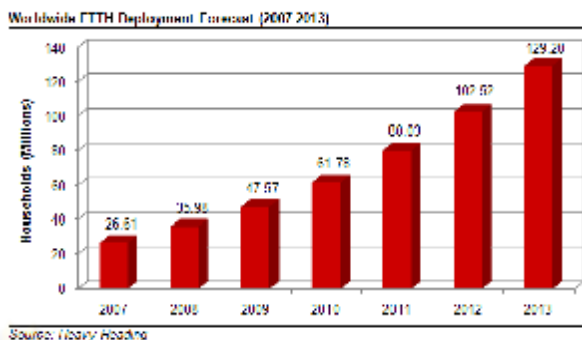
ไฟเบอร์ทูเดอะโฮม (fiber to the home: FTTH) เป็นโครงข่ายเข้าถึงประเภทหนึ่งที่ใช้เส้นใยแสง เป็นสายนำสัญญาณซึ่งเป็นที่สนใจอย่างมากในปัจจุบัน เนื่องจากเป็นเทคโนโลยีโครงข่ายเข้าถึงที่สามารถส่งสัญญาณได้ระยะทางไกลถึง 20 km เป็นโครงข่ายแบบ point to multipoint ทำให้สามารถส่งข้อมูลแบบ ในลักษณะ broadcast ได้ ใช้อุปกรณ์ที่เป็นพาสซีฟเท่านั้น ทำให้ประหยัดพลังงาน มีความสามารถในการปรับปรุงระบบเพื่อเพิ่มจำนวนผู้ใช้และเปลี่ยนอัตราบิตหรืออุปกรณ์ตามมาตรฐานซึ่งออกมาใหม่ได้ง่าย อีกทั้งยังมี แบนด์วิดท์มากเพียงพอที่จะให้บริการ HDTV VOIP และอินเทอร์เน็ตความเร็วสูงพร้อมกันได้ โดยมีอัตราบิตโดยทั่วไปถึงระดับ 100 Mb/s หรืออาจสูงถึง 10 Gb/s ขึ้นอยู่กับมาตรฐานที่ใช้ จึงเป็นโครงข่ายที่มีความสามารถตอบสนองของความต้องการของผู้ใช้ได้อย่างสมบูรณ์ โดยระบบ FTTH นี้เริ่มเปิดให้บริการทดลองใช้ในประเทศญี่ปุ่นเป็นครั้งแรกเมื่อปี ค.ศ. 1977 ในยุโรปและสหรัฐอเมริกาในช่วงต้นปี ค.ศ. 1980 [1]

แต่ยังไม่ได้รับความนิยมมากนักเนื่องจากค่าใช้จ่ายของระบบที่สูงมาก จนกระทั่งในปี ค.ศ. 2002 ระบบ FTTH เริ่มเป็นที่สนใจในประเทศญี่ปุ่น เพราะค่าบริการ FTTH ที่สามารถให้บริการอินเทอร์เน็ตความเร็วสูง 100 Mb/s ลดลงเหลือประมาณ \$57 ต่อเดือน ซึ่งใกล้เคียงกับอัตราค่าบริการ ADSL ที่ให้บริการอินเทอร์เน็ตความเร็วสูง 47 Mbps ซึ่งมีราคาประมาณ \$48 ต่อเดือน ส่งผลให้อัตราการขอใช้บริการระบบ FTTH มีแนวโน้มเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง ดังรูปที่ 1.1 (ก) จะพบว่า ตั้งแต่ปี 2002 เป็นต้นมามีผู้ใช้ระบบ FTTH เพิ่มมากขึ้นในขณะที่การขยายตัวของผู้ใช้ ADSL กลับมีแนวโน้มลดลงอย่างต่อเนื่อง จนเมื่อปี 2007 ปรากฏว่ามีผู้ใช้บริการ FTTH มากกว่า ADSL [2] และ รูปที่ 1.1(ข) แสดงทำนายนายปริมาณการเพิ่มขึ้นของจำนวนผู้ใช้บริการโครงข่าย FTTH ในโลกในระหว่างปี ค.ศ. 2007 - ค.ศ. 2013

ศูนย์วิจัยวิศวกรรม
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



(ก)



(ข)

รูปที่ 1.1(ก) จำนวนผู้ให้บริการและอัตราการขยายตัวของ ADSL และ FTTH ในประเทศไทยปี 2007 [2]

(ข) แนวโน้มการเพิ่มขึ้นของจำนวนผู้ให้บริการโครงข่าย FTTH

PON เป็นเทคโนโลยีพื้นฐานของโครงข่ายเข้าถึงเชิงแสง (optical access networks: OANs) รูปแบบหนึ่งซึ่งมีการนำไปใช้ในระบบ FTTH อย่างแพร่หลายโดย PON จะมีองค์ประกอบหลักๆ คือ สถานีฐาน (central office: CO) optical line terminal (OLT) optical network unit (ONU) เส้นใยแสง และ อุปกรณ์แบ่งพลังงานแสงแบบพาสซีฟ (passive optical power splitter) [3] ซึ่งจะมีการเชื่อมต่อแบบ point to multipoint โดยใช้ splitter เป็นตัวแบ่งกำลังของสัญญาณอัตราการแบ่งสัญญาณ (split ratio) นั้นเป็นได้ทั้ง 1:16 1:32 และ 1:64 ขึ้นอยู่กับมาตรฐานของระบบ PON ที่ใช้ จากข้อดีของระบบ PON ดังที่ได้กล่าวมาข้างต้นทำให้ PON ถูกนำมาใช้ในระบบ FTTH อย่างแพร่หลาย

มาตรฐานของเทคโนโลยีโครงข่ายเข้าถึงเชิงแสงแบบพาสซีฟ (PON) มีอยู่ 4 ประเภทด้วยกันแสดงในตาราง 1.1 ซึ่งมีรายละเอียดโดยสรุปดังนี้คือ [4]

- (1) ethernet PON:EPON เป็นไปตามมาตรฐาน IEEE 802.3ah โปรโตคอลในชั้นดาต้าลิงค์คือ Ethernet มีอัตรารับส่งข้อมูลสูงสุด 1Gb/s มี split ratio สูงสุดเท่ากับ 1:16
- (2) Broadband PON:BPON เป็นไปตามมาตรฐาน ITU-T G.983 โปรโตคอลในชั้นดาต้าลิงค์คือ asynchronous transfer mode(ATM) มีอัตรารับส่งข้อมูลสูงสุด 622Gb/s Split ratio สูงสุดเท่ากับ 1:32

- (3) Gigabit PON:GPON เป็นไปตามมาตรฐาน ITU-T G.984 โปรโตคอลในชั้นดาต้าถึง 8 คือ ATM หรือ ethernet มีอัตรารับส่งข้อมูลสูงสุด 2.5Gb/s มี spilt ratio สูงสุดเท่ากับ 1:64
- (4) 10 Gigabit EPON:10G-EPON เป็นไปตามมาตรฐาน IEEE 802.3av โปรโตคอลในชั้นดาต้าถึง คือ ethernet มีอัตรารับส่งข้อมูลสูงสุด 10Gb/s มี spilt ratio สูงสุดเท่ากับ 1:32

ข้อมูลที่ต้องการรับส่ง จะถูกจัดให้อยู่ในรูปแบบของเฟรมข้อมูลตามมาตรฐานของระบบนั้นๆ ซึ่ง EPON ใช้มาตรฐาน ethernet ที่ถูกกำหนดเป็น IEEE 802.3ah มาตรฐานสำหรับ BPON คือ ITU-T G.983 ใช้โปรโตคอล ATM ส่วนมาตรฐานสำหรับ GPON คือ ITU-T G.984 ซึ่งใช้โปรโตคอล ATM ถึงแม้ว่าโปรโตคอล ethernet นั้นจะมีข้อดีต่อกว่า ATM หลายประการเช่น ความปลอดภัย การควบคุมความผิดพลาดของการสื่อสาร การให้บริการแบบเวลาจริง แต่เนื่องจากต้นทุนสำหรับ ethernet นั้นต่ำกว่า ATM มาก และมีแนวโน้มว่าจะมีการใช้งานมาตรฐานที่เป็น ethernet อย่างแพร่หลาย จากเหตุผลดังกล่าว ส่งผลให้มีการใช้งานมาตรฐาน EPON มากที่สุด ทั้งนี้ในปัจจุบันยังได้มีมาตรฐานการส่งสัญญาณที่อัตราบิตระดับ 10 Gb/s ทั้งในด้านของ ITU และ IEEE ซึ่งก็คือมาตรฐาน 10G GPON และ 10G EPON ตามลำดับออกมาซึ่งจะได้กล่าวถึงมาตรฐานที่อัตราบิต 10 Gb/s โดยละเอียดในส่วนของโครงข่ายเข้าถึงแบบพาสซีฟต่อไป

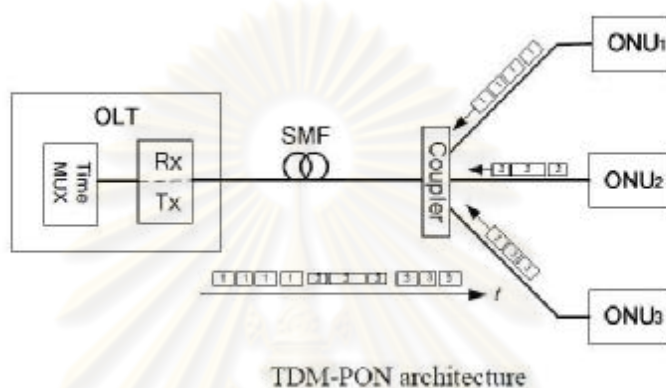
ตาราง 1.1 มาตรฐานของระบบ PON

	EPON	BPON	GPON	10G-EPON
Standard	IEEE 802.3ah	ITU G.983	ITU G984	IEEE 802.3av
Framing	Ethernet	ATM	GFP/ATM	Ethernet
Maximum bandwidth	1Gb/s	622Mb/s	2.5Gb/s	10Gb/s
Maximum Spilt ratio	1:16	1:32	1:64	1:32
Video	RF/IP	RF	RF/IP	IP

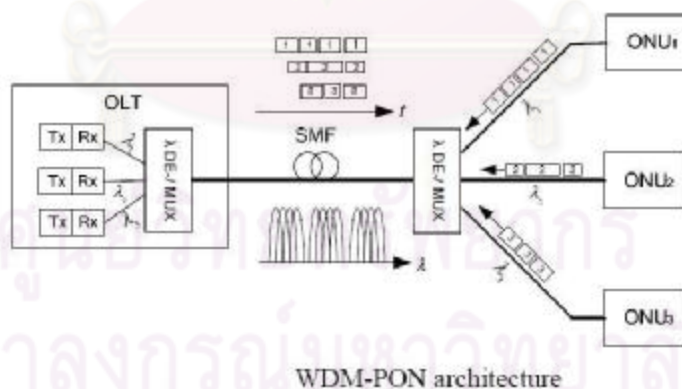
แต่ละมาตรฐานของ PON ดังที่กล่าวมา อาศัยการเข้าถึงช่องสัญญาณโดยวิธีแบ่งเวลา (time division multiple access: TDMA) ซึ่งแสดงให้เห็นดังรูปที่ 1.2 โดยในภาค downlink พลังงานของสัญญาณที่ถูกส่งจาก OLT จะถูกแบ่งโดยอุปกรณ์ power splitter ไปยัง ONUs ทุกตัว และ ในภาค uplink แต่ละ ONU จะเข้าใช้ช่องสัญญาณโดยการขอติดต่อขอใช้ช่วงเวลา (time-slot) จาก OLT เพื่อป้องกันการชนกันของบิตข้อมูลของแต่ละ ONU โดยอาศัย Media access control (MAC) โดย OLT จะทำการจัดสรรช่องสัญญาณสำหรับแต่ละ ONU ที่ร้องขอการใช้ช่องสัญญาณเข้ามาแบบพลวัต (dynamic bandwidth allocation: DBA) ตามความต้องการของแต่ละผู้ใช้งานจึงทำให้ผู้ใช้บริการแต่ละรายสามารถส่งข้อมูลผ่านสัญญาณแสงความยาวคลื่นเดียวกันลงไปในเส้นใยแสงเส้นเดียวกันได้โดยไม่เกิดกันชนกันของบิตข้อมูล แต่เนื่องจากระบบ TDMA นั้นเป็นการแบ่งสัญญาณโดยผ่านอุปกรณ์ power splitter ซึ่งส่งผลให้จำนวนของ ONU นั้นถูกจำกัดโดยกำลังสัญญาณที่ลดลงเนื่องจากการ split ไปยัง ONUs ส่งผลให้จำเป็นต้องจำกัดจำนวนผู้ใช้งานทางแก้ปัญหานี้อาจทำได้โดยใช้วิธีการเข้าถึงช่องสัญญาณโดยใช้วิธีแบ่งช่วงความยาวคลื่น (wavelength division multiply access: WDMA) ซึ่งจะเป็นระบบที่ง่ายต่อการขยายจำนวนผู้ใช้งานเพราะสามารถเพิ่มความยาวคลื่นที่ใช้ในการส่งสัญญาณได้ในโครงข่ายเดิมเพื่อเพิ่มจำนวนผู้ใช้งานได้โดยไม่มี การ split กำลังของสัญญาณ สามารถใช้เพิ่มอัตราข้อมูลของระบบได้ อีกทั้งผู้ใช้แต่ละรายสามารถใช้แบนด์วิดท์ได้อย่างเต็มที่และไม่ต้องอาศัยการชิงโครนัสของระบบด้วย[5] โดยระบบ WDMA แสดงได้ดังรูปที่ 1.3 การจัดสรรความยาวคลื่นที่แตกต่างกันให้ผู้ใช้บริการแต่ละราย ทำให้ไม่มีโอกาสชนกันของข้อมูล จำนวนความยาวคลื่นที่สามารถจัดสรรให้ผู้ใช้บริการแต่ละรายจะเป็นไปตามมาตรฐาน ITU-T G.694-2[6]

อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาถึงรายละเอียดในส่วนของเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณแสงจะพบว่าทั้งโครงข่าย TDMA-PON (E-PON, B-PON, G-PON, 10G GPON, 10G EPON) และ WDMA-PON จะใช้การมอดูเลตแบบ non-return-to-zero(NRZ)[7] ซึ่งทำได้โดยการแทนข้อมูลในบิต 0 ด้วยระดับสัญญาณค่าหนึ่ง และแทนข้อมูลในบิต 1 ด้วยระดับสัญญาณอีกค่าหนึ่งต่อเนื่องกันไปซึ่งเป็นการมอดูเลตที่ง่ายที่สุดแต่ก็มีข้อด้อยในด้านประสิทธิภาพของการมอดูเลต ดังนี้ คือ ไม่ทนทานต่อการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (inter symbol interference: ISI) ภายใต

ช่องสัญญาณที่มี ดิสเพอร์ชัน ต้องใช้วงจรอีควอไลเซอร์ที่ซับซ้อนและราคาแพง เมื่อส่งผ่าน ช่องสัญญาณที่เป็นมีการลดทอนไม่เท่ากันในแต่ละช่วงความถี่ ใช้งานแถบความถี่ได้อย่างไม่มี ประสิทธิภาพ นอกจากนี้การสร้างตัวรับและตัวส่งสัญญาณที่ใช้การมอดูเลตแสงแบบ NRZ ที่ อัตราบิตสูงๆนั้นทำได้ยากและยังมีต้นทุนการผลิตที่สูงอีกด้วย[8]



รูปที่ 1.2 การทำงานของระบบ TDM-PON[5]



รูปที่ 1.3 การทำงานของระบบ WDM-PON [5]

การเปลี่ยนแปลงจากการมอดูเลตคลื่นพาห์เดี่ยว (single-carrier modulation) แบบ NRZ ที่ได้กล่าวถึงไปแล้วนั้น เป็นการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ (multi-carrier modulation) [9] เป็น

อีกแนวทางหนึ่งในการเพิ่มประสิทธิภาพของการมอดูเลต โดยเริ่มนำมาใช้ครั้งแรกในช่วงปี พ.ศ. 2493 [10]-[11] และได้รับการพัฒนาเทคนิคการสื่อสารสัญญาณแบบหลายคลื่นพาหะที่มีการสื่อสารสัญญาณโดยยอมให้คลื่นพาหะที่อยู่ใกล้กันสามารถเหลื่อมกันได้และได้รับการเปิดเผยที่ ประเทศสหรัฐอเมริกาในปี พ.ศ. 2513 จนกระทั่งได้นำเทคโนโลยีการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาหะมาแบบที่คลื่นพาหะสามารถเหลื่อมกันได้มาใช้ในเชิงพาณิชย์ในปี พ.ศ. 2533 ซึ่งการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาหะนั้นแตกต่างจากการมอดูเลตคลื่นพาหะเดี่ยว คือ การส่งข้อมูลโดยมีคลื่นพาหะย่อยที่มีอัตราเร็วในการส่งข้อมูลต่ำ แต่อาศัยจำนวนคลื่นพาหะย่อยจำนวนมากในการสื่อสารสัญญาณความเร็วสูงก็จะสามารถส่งข้อมูลความเร็วสูงได้

เทคนิคการมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็ม (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) เป็นการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาหะรูปแบบหนึ่งที่ได้รับ ความสนใจอย่างกว้างขวาง เนื่องจากจากข้อดีหลายประการได้แก่ ใช้แบนด์วิดท์อย่างมีประสิทธิภาพ ลดปัญหาที่เกิดจาก multipath fading สามารถใช้ชิปประมวลผลในการสร้างสัญญาณได้ จึงมีการนำไปประยุกต์ใช้ในการสื่อสารอย่างกว้างขวางไม่ว่าจะเป็น ระบบสื่อสารแบบแถบกว้างแบบใช้สาย เช่น asymmetric digital subscriber line (ADSL) มาตรฐานสำหรับ high-bit-rate digital subscriber line (HDSL) มาตรฐานสำหรับ very-high-data-rate DSL (VDSL) [12] ระบบอินเทอร์เน็ตความเร็วสูงแบบไร้สาย (wireless high speed internet) รวมถึงมาตรฐานสำหรับการแพร่สัญญาณภาพ และเสียงในระบบดิจิตอล (digital-audio broadcasting: DAB and digital video broadcasting terrestrial: DVB-T) ของ European telecommunications standards institute (ETSI)[12] high-definition television (HDTV) broadcasting [13] multimedia mobile access communications wireless LANs [12] และยังมีการนำไปใช้ในชั้นกายภาพ (physical layer) ของ wireless local area network (WLAN , IEEE 802.11) อีกด้วย

เมื่อไม่นานนี้ผู้เชี่ยวชาญทางการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงได้เริ่มให้ความสนใจในการประยุกต์ใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบ OFDM ในระบบสื่อสารทางแสงมากขึ้น [14][15] และ เพื่อปรับปรุงปัญหาที่เกิดจากการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงคือ สัญญาณรบกวน (noise) การแทรกสอด (interference) และ การเกิด ดิสเพอร์ชัน เทคนิคการมอดูเลตแบบ OFDM เป็นอีกวิธีหนึ่ง

ช่วยแก้ปัญหาเหล่านี้ ตัวอย่างเช่น สัญญาณแสงซึ่งถูกมอดูเลตแบบ OFDM ด้วยคลื่นพาห่อย่อยหลาย ๆ คลื่นที่มีอัตราข้อมูลที่ต่ำขนานกันไปผ่านเส้นใยแสงสามารถลดผลความผิดเพี้ยนของสัญญาณอันเนื่องมาจากดิสเพอร์ชันของเส้นใยแสงและการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (inter-symbol Interference: ISI) ส่งผลให้การรับส่งข้อมูลผิดพลาดน้อยลง การใช้แบนด์วิดท์ ที่มีประสิทธิภาพ, การมอดูเลตแบบ OFDM ใช้ขบวนการแปลงฟูเรียร์เร็ว (fast fourier transform: FFT) ซึ่งจะช่วยลดความซับซ้อนของอุปกรณ์ที่เครื่องส่ง และเครื่องรับสัญญาณได้ อีกทั้งในปัจจุบันมีความก้าวหน้าเป็นอย่างมากในการสร้างชิปประมวลผลความเร็วสูงทำให้สามารถผลิตหน่วยประมวลผลสัญญาณ OFDM ได้คุณภาพที่ดีขึ้นและมีราคาถูกลงจึงส่งผลให้การสร้างตัวรับและตัวส่งสัญญาณที่ใช้การมอดูเลตแบบ OFDM สามารถทำได้ง่ายขึ้นและใช้ต้นทุนที่ต่ำลง [16]

ทั้งนี้ในปัจจุบันการได้มีงานวิจัยเกี่ยวกับเทคนิคการมอดูเลตแบบ OFDM ในการสื่อสารสัญญาณทางแสงอย่างกว้างขวาง โดยมุ่งเน้นในส่วนของ การสื่อสารที่มีระยะทางไกลยิ่ง (long-haul optical transmission) [17]-[20] และเพิ่มประสิทธิภาพในการใช้สเปกตรัม (spectral efficiency)[19]-[20] ยกตัวอย่างเช่น บทความวิชาการ [14] สามารถพัฒนาประสิทธิภาพของสเปกตรัมของการมอดูเลตแสงแบบ optical-OFDM (OOFDM) ในระบบการสื่อสารสัญญาณความเร็วสูงที่มีการสื่อสารสัญญาณแบบ RZ-OOK ได้อย่างน้อย 2.9 bits/s/Hz การสื่อสารสัญญาณแบบ BPSK OOFDM ระบบจะสามารถสื่อสารสัญญาณได้ประมาณ 1,200 km ด้วยอัตราบิต 40 Gb/s การส่งสัญญาณ OFDM แสงผ่านเส้นใยแสงที่อัตราส่งสัญญาณ 100 Gb/s เป็นระยะทางไกลถึง 3,840 km โดยวิธี single-sideband quadrature phase-shift keying และการเข้ารหัสแบบ low-density parity check [15] การส่งสัญญาณแสงซึ่งถูกมอดูเลตแบบ OFDM บนระบบ WDM แบบ 16 ช่องสัญญาณ โดยส่งที่อัตราบิตช่องสัญญาณละ 52.5 Gb/s ได้ระยะทาง 4,160 km [21] การส่งสัญญาณ OFDM แสงบนระบบ WDM แบบ 32 ช่องสัญญาณ โดยส่งที่อัตราบิตช่องสัญญาณละ 10 Gb/s ได้ระยะทาง 4,000 km [22] การปรับปรุงอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบได้ 0.5 dB โดยเปรียบเทียบกับระบบเดิมที่ใช้การมอดูเลตแบบ NRZ โดยส่งสัญญาณ 10 Gb/s [23] นอกจากนี้ได้มีการสื่อสารสัญญาณแสงซึ่งถูกมอดูเลตแบบ OFDM มาใช้สำหรับปรับปรุงระบบเดิมที่ใช้เส้นใยแสงแบบหลายโหมดในการส่งระยะ 300 m อัตราบิตที่ 10 Gb/s [24] เป็นต้น

งานวิจัยในปัจจุบันที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณแสงซึ่งถูกมอดูเลตแบบ OFDM มุ่งเน้นไปที่การพัฒนาาระบบที่ใช้ในการส่งสัญญาณเป็นระยะทางไกล ทั้งนี้ยังไม่มียานวิจัยชิ้นใดที่นำสัญญาณแสงที่ถูกมอดูเลตแบบ OFDM มาใช้ร่วมกับโครงข่ายเข้าถึง FTTH ซึ่งเป็นโครงข่ายที่เข้ามามีบทบาทเป็นอย่างมาก ในยุคที่ต้องการการสื่อสารความเร็วสูง ดังนั้น จากคุณสมบัติ OFDM ที่ได้กล่าวไปข้างต้นจึงทำให้เกิดแรงจูงใจในการนำ OFDM แสงมาใช้เพื่อเป็นการปรับปรุงระบบเดิมให้ดียิ่งขึ้นทั้งในส่วนของประสิทธิภาพของสัญญาณ และการผลิตตัวรับตัวส่งสัญญาณที่ราคาถูกลง ซึ่งสอดคล้องกับแนวทางของโครงข่ายเข้าถึงโดยคาดหวังว่าเมื่อนำ OFDM แสงมาใช้จะสามารถสร้างระบบที่มีอัตราบิตสูงขึ้นในขณะที่อัตราบิตที่ผิดพลาดคงเดิมหรือต่ำลง สามารถส่งได้ระยะทางที่ไกลขึ้น และมีราคาของระบบต่ำลง

เพื่อหาแนวทางการออกแบบ และ ศึกษาประสิทธิภาพของ OFDM แสงบนโครงข่ายเข้าถึง FTTH โดย วิทยานิพนธ์ฉบับนี้รายงานการศึกษาการสื่อสารสัญญาณ OFDM ผ่านโครงข่ายเข้าถึง FTTH โดยวิเคราะห์พารามิเตอร์ที่ส่งผลต่อความสามารถของระบบการสื่อสารสัญญาณ OFDM แสงบน PON เช่น จำนวน subcarrier ความยาวของ guard time กำลังส่งของสัญญาณ การทำ windowing เป็นต้น แล้วเปรียบเทียบผลการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวกับผลการทดลองที่จำลองจากโปรแกรม Optisys 8.0 ว่าสอดคล้องกันหรือไม่อย่างไร นอกจากนี้ก็จะศึกษาถึงการหาจำนวนผู้ใช้สูงสุด อัตราการรับส่งข้อมูลสูงสุด และระยะทางให้บริการไกลที่สุด ที่ระบบ FTTH ซึ่งใช้สัญญาณ OFDM แสงสามารถทำได้ต่อ 1 ความยาวคลื่นในระบบ TDM และหลายความยาวคลื่นในระบบ WDM ภายใต้ข้อจำกัดของระบบนั้นๆ ผลวิเคราะห์ปัญหาที่ก่อให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณ OFDM บนโครงข่าย PON ซึ่งเป็นผลจำกัดสมรรถนะของระบบต่างๆที่ได้กล่าวมาแล้ว

1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

1. ศึกษาถึงการประยุกต์ใช้สัญญาณแสงซึ่งถูกมอดูเลตแบบ OFDM บนระบบ fiber access network ซึ่งใช้เทคโนโลยีโครงข่ายเข้าถึงเชิงแสงแบบพาสซีฟ
2. วิเคราะห์พารามิเตอร์ต่างๆที่ส่งผลต่อประสิทธิภาพของการสื่อสารสัญญาณ OFDM แสง เช่น จำนวน subcarrier guard time กำลังของสัญญาณที่ส่ง เป็นต้น
3. วิเคราะห์ความสามารถของระบบ Fiber to the home (FTTH) ซึ่งมีโครงสร้าง PON และใช้สัญญาณ OFDM แสง ทั้งในการเข้าถึงและรวมช่องสัญญาณแบบ time division

multiplexing (TDM) และ **wavelength division multiplexing (WDM)** โดยการหาจำนวนผู้ใช้สูงสุด อัตราการรับส่งข้อมูลสูงสุด และระยะทางให้บริการไกลที่สุด ที่ระบบ สามารถทำได้ต่อ 1 ความยาวคลื่นในวิธี TDM และหลายความยาวคลื่นในวิธี WDM ภายใต้ข้อจำกัดของระบบนั้นๆ

4. วิเคราะห์ปัญหาที่ก่อให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณ ซึ่งเป็นผลจำกัดสมรรถนะของระบบต่างๆที่ได้กล่าวมาแล้ว เมื่อสื่อสารสัญญาณ OFDM แสงใน PON

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1. แบบจำลองของตัวรับและตัวส่งสัญญาณ OFDM เป็นแบบอุดมคติ
2. พิจารณาเฉพาะระบบ EPON ในโครงข่ายเข้าถึงแบบ PON
3. ระบบที่ใช้ในการศึกษาจะใช้เส้นใยแสงแบบโหมดเดี่ยวทั้งหมดโดยใช้มาตรฐาน G. 652.D และพิจารณา การลดทอนกำลังสัญญาณ ดิสเพอร์ชัน และ ผลจากปรากฏการณ์เคอร์ ในเส้นใยแสงแบบโหมดเดี่ยวตามมาตรฐาน G.652.D เท่านั้น
4. ใช้การจำลองระบบด้วยโปรแกรม Optisys 8.0 ในการศึกษาวิเคราะห์การสื่อสารสัญญาณ OFDM แสง โดยไม่มีการทดลองจริง

1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน

1. ศึกษาปรากฏการณ์ต่างๆที่เกิดกับสัญญาณแสงที่เดินทางในเส้นใยแสง
2. ศึกษาเทคนิคการมอดูเลตแบบ OFDM
3. ศึกษาเทคโนโลยีโครงข่าย PON
4. ศึกษาถึงความเป็นไปได้ และออกแบบโครงสร้างของระบบ PON ซึ่งใช้สัญญาณ OFDM แสง ที่ใช้ทั้งในการเข้าถึงและรวมช่องสัญญาณแบบ time division multiplexing (TDM) และ wavelength division multiplexing (WDM)
5. วิเคราะห์ผลของคุณสมบัติของเส้นใยแสงต่างๆ เช่น ดิสเพอร์ชัน ผลจากปรากฏการณ์เคอร์ และปัญหาอื่น ๆ ที่ก่อให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณ และเป็นผลจำกัดสมรรถนะของระบบต่างๆที่ได้กล่าวมาแล้ว เมื่อสื่อสารสัญญาณ OFDM แสงบน PON
6. จำลองระบบการสื่อสารสัญญาณ OFDM แสง ด้วยโปรแกรม OptiSys 8.0 เพื่อทดสอบการวิเคราะห์ข้างต้น
7. วิเคราะห์และออกแบบพารามิเตอร์ของสัญญาณ OFDM แสง เช่น ความยาวของ guard time แบนด์วิดท์รวม แบนด์วิดท์ของแต่ละ subcarrier ค่า windowing และกำลังของ

สัญญาณที่ส่ง เป็นต้น พารามิเตอร์เหล่านี้จะถูกออกแบบให้เหมาะสมที่สุด กับระบบ PON ที่ใช้สัญญาณ OFDM แสง ทั้งในการเข้าถึงและรวมช่องสัญญาณแบบ TDM และ WDM โดยมุ่งเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุดในแง่ของ จำนวนผู้ใช้สูงสุด อัตราการรับส่งข้อมูลสูงสุด และระยะทางให้บริการไกลที่สุด ที่ระบบ สามารถทำได้ต่อ 1 ความยาวคลื่น ในวิธี TDM และหลายความยาวคลื่นในวิธี WDM ภายใต้ข้อจำกัดของระบบนั้นๆ

8. จำลองระบบการสื่อสารสัญญาณ OFDM แสง ด้วยโปรแกรม OptiSys 8.0 เพื่อทดสอบการออกแบบพารามิเตอร์ในขั้นตอนที่ผ่านมา
9. สรุปผล และรวบรวมข้อมูลทั้งหมดพร้อมทั้งเรียบเรียงวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ผลการศึกษาความเป็นไปได้ และสมรรถนะ รวมถึงข้อจำกัดของการประยุกต์ใช้สัญญาณ แสงซึ่งถูกมอดูเลตแบบ OFDM บนโครงข่าย PON
2. แนวทางในการออกแบบระบบสื่อสารสัญญาณ OFDM บนโครงข่าย PON ให้มีประสิทธิภาพ สูงสุด
3. ทางเลือกของการพัฒนาเพิ่มความเร็วของระบบ FTTH โดยมีต้นทุนในส่วนเทคโนโลยีที่ ค่อนข้างต่ำโดยใช้การมอดูเลตแบบ OFDM
4. ผลงานตีพิมพ์และนำเสนอในที่ประชุมวิชาการนานาชาติ

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

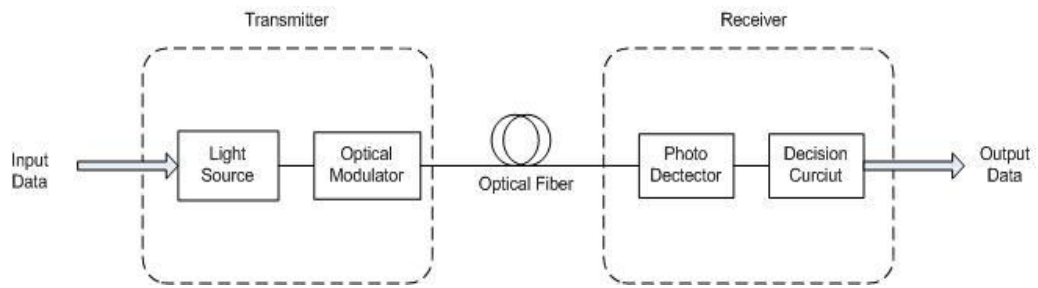
บทที่ 2

ทฤษฎีการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงพื้นฐาน

เนื้อหาทางทฤษฎีที่กล่าวถึงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งออกเป็น 6 ส่วนโดยในส่วนแรกจะกล่าวถึง โครงสร้างและองค์ประกอบพื้นฐานของระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสง ส่วนที่ 2 เป็นการแนะนำถึงทฤษฎีการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสง ส่วนที่ 3 เป็นการกล่าวถึงผลกระทบต่างๆ ที่มีต่อรูปร่างและกำลังของสัญญาณที่เดินทางผ่านเส้นใยแสงซึ่งได้แก่ การลดทอนกำลังสัญญาณ ดิสเพอร์ชัน และความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง ส่วนที่ 4 เป็นการแนะนำหลักการและทฤษฎีพื้นฐานของเทคนิคการมัลติเพล็กซ์สัญญาณโดยการแบ่งความถี่แบบโอเพอติแอม (orthogonal frequency division multiplexing : OFDM) ซึ่งเกี่ยวข้องโดยตรงกับงานวิจัยนั้นนอกจากนี้ยังมีหลักการมอดูเลตสัญญาณที่เกี่ยวข้องอีก 2 วิธีคือ การมอดูเลตสัญญาณแบบควอดเรียม (quadrature amplitude modulation: QAM) และการมอดูเลตสัญญาณแบบ single sideband modulation (SSB) ส่วนสุดท้ายกล่าวถึงโครงข่ายเข้าถึงเชิงแสงแบบพาสซีฟ

2.1 โครงสร้างและองค์ประกอบพื้นฐานของระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสง

ในปัจจุบันเส้นใยแสงถูกนำมาใช้เป็นการสื่อสารสัญญาณอย่างแพร่หลายเนื่องจากมีข้อดีหลายประการเช่น มีอัตราการสูญเสียกำลังต่ำ มีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา ไม่ได้รับผลกระทบจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า มีแบนด์วิดท์ที่กว้างมาก เป็นต้น โดยทั่วไประบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงมีโครงสร้างดังแสดงในรูปที่ 2.1 โดยมีองค์ประกอบหลักสามส่วน คือ อุปกรณ์ส่งสัญญาณแสง (optical transmitter) เส้นใยแสง (optical fiber) และอุปกรณ์รับสัญญาณแสง (optical receiver)



รูปที่ 2.1 โครงสร้างระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสง

ในการส่งสัญญาณแสงผ่านเส้นใยแสงนั้นอุปกรณ์ส่งสัญญาณแสงจะต้องมีส่วนมอดูเลตแสงโดย อุปกรณ์มอดูเลตแสงมีอยู่ สองประเภทหลักได้แก่ การมอดูเลตโดยตรง (**direct modulation**) ซึ่งแหล่งกำเนิดแสง และอุปกรณ์มอดูเลตสัญญาณจะรวมอยู่ในอุปกรณ์เพียงชุดเดียว เป็นการมอดูเลตสัญญาณไฟฟ้าไปยังแหล่งกำเนิดสัญญาณแสงโดยตรง ส่วนอีกประเภทจะเป็นการมอดูเลตภายนอก (**external modulation**) ซึ่งประกอบด้วยแหล่งกำเนิดแสง (**light source**) และอุปกรณ์มอดูเลตสัญญาณ (**modulator**) แยกออกจากกันโดยต้องอาศัยอุปกรณ์อินเตอร์เฟอโรมิเตอร์มาใช้ในการมอดูเลตแสงแทนการมอดูเลตไปยังแหล่งกำเนิดสัญญาณแสงโดยตรงซึ่งการใช้การมอดูเลตภายนอกจะได้สัญญาณพัลส์ที่คล้ายกับสัญญาณไฟฟ้ามากกว่าการมอดูเลตโดยตรง โดยอุปกรณ์มอดูเลตโดยตรงจะมีความซับซ้อนน้อยกว่าและราคาถูกกว่าอุปกรณ์มอดูเลตภายนอก แต่ไม่สามารถให้กำเนิดสัญญาณที่อัตราบิตสูงเท่ากับการมอดูเลตภายนอก ในส่วนอุปกรณ์รับสัญญาณแสงนั้น จะมีส่วนประกอบคือส่วนรับสัญญาณแสงและส่วนตัดสินใจโดยอุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณแสง (**photo detector**) ซึ่งทำหน้าที่แปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้ามีสองชนิดคือ **positive intrinsic negative junctions (PIN)** และ **avalanche photodiode (APD)** ส่วนองค์ประกอบที่สองของอุปกรณ์รับสัญญาณแสงคือ วงจรตัดสินใจ (**decision circuit**) ทำหน้าที่ตัดสินใจว่าสัญญาณเอาต์พุตควรจะเป็นบิต '0' หรือ '1' ซึ่งขึ้นอยู่กับค่า **decision threshold** ภายในวงจรตัดสินใจ

เส้นใยแสงทำหน้าที่เป็นตัวกลางในการนำสัญญาณแสงจากต้นทางไปยังปลายทาง เส้นใยแสงที่ใช้งานกันอย่างแพร่หลายในปัจจุบันคือเส้นใยแสงแบบโหมดเดียว (single mode fiber :SMF) ซึ่งมีราคาสูง แต่มีค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนต่ำ (attenuation coefficient) ,แบบ (multi mode fiber :MMF) ซึ่งมีราคาถูกกว่า SMF แต่ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนสูงกว่า SMF และแบบชนิดเลื่อนการกระจาย (dispersion shifted fiber :DSF) ซึ่งจะมีคุณสมบัติพิเศษ คือ ณ ความยาวคลื่น zero dispersion จะเป็นค่าเดียวกับความยาวคลื่นที่ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์ลดทอนกำลังงานต่ำที่สุด (1550 nm)

2.2 ทฤษฎีการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสง

เนื่องจากสัญญาณแสงเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าชนิดหนึ่ง ดังนั้นสมการ ที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณแสงย่อมมีความสัมพันธ์กับสมการของแมกซ์เวลล์ (Maxwell's equation) โดยเริ่มต้นพิจารณาการเดินทางของสัญญาณแสงจากสมการความหนาแน่นกระแสและสมการความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก ทำได้ดีที่สุด จะได้สมการการเดินทางของสัญญาณในเส้นใยแสงเป็นไปดังสมการ (2.1) ซึ่งมีชื่อเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า สมการความไม่เป็นเชิงเส้นของชเรอดิงเงอร์ (nonlinear Schrödinger equation: NLSE) [25]

$$\frac{\partial A}{\partial z} = -\frac{1}{2} a A - \frac{i}{2} b_2 \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} + \frac{1}{6} b_3 \frac{\partial^3 A}{\partial T^3} + i g |A|^2 A \quad (2.1)$$

เมื่อ A เป็นกรอบคลื่น (envelope) ของสัญญาณ, a เป็นค่าสัมประสิทธิ์การลดทอน (attenuation constant) b_2 เป็นค่า second order dispersion coefficient พิจารณาในรูปของ group-velocity dispersion (GVD) b_3 เป็นค่า third order dispersion coefficient พิจารณาในรูปของความชันดิสเพอร์ชัน (dispersion slope) g เป็นค่าสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear coefficient), z เป็นระยะทางที่สัญญาณแสงเดินทางในเส้นใยแสง และ T เป็นกรอบเวลาอ้างอิงที่เคลื่อนที่ไปพร้อมกับความเร็วกลุ่ม (v_g) ซึ่งแสดงได้ดังนี้

$$T = t - \frac{z}{v_g} \quad (2.2)$$

โดย t เป็นเวลาจริงเมื่อพิจารณาพจน์ขวามือของสมการ (2.2) ที่แสดงถึงปัจจัยที่มีผลต่อพัลส์สัญญาณ A พจน์แรกคือการลดทอนกำลังสัญญาณ (a) ซึ่งเพิ่มมากขึ้นตามระยะทางของเส้นใยแสง นั่นคือเมื่อสัญญาณเดินทางไปในเส้นใยแสงจะทำให้กำลังงานของสัญญาณแสงลดต่ำลง แต่เราสามารถชดเชยกำลังงานของสัญญาณได้ด้วยอุปกรณ์ขยายสัญญาณแสง สำหรับพจน์ที่สอง คือ GVD (b_2) เป็นส่วนที่ส่งผลให้สัญญาณพัลส์ขยายกว้างออก และสำหรับพจน์สุดท้ายคือ ผลของปรากฏการณ์เคอร์ (kerr effect) ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ไม่เป็นเชิงเส้นภายในเส้นใยแสงที่ทำให้เฟสของสัญญาณแสงเปลี่ยนแปลงไปตามระยะทาง และยังส่งผลให้สเปกตรัมของสัญญาณขยายออกอีกด้วย โดยที่ความรุนแรงของปรากฏการณ์เคอร์ในเส้นใยแสงจะขึ้นอยู่กับกำลังงานสูงสุด (peak power) ของสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสง

2.3 ปัจจัยที่ส่งผลต่อรูปร่างและกำลังของสัญญาณ

จากหัวข้อที่ 2.1 พบว่าสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสง จะมีรูปร่างและกำลังของสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงไป ซึ่งเป็นผลอันเนื่องมาจากปัจจัยหลัก 3 ประการ คือ การลดทอนกำลังสัญญาณ ดิสเพอร์ชัน และความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง โดยจะกล่าวถึงปัจจัยแต่ละข้ออย่างละเอียดในหัวข้อนี้

2.3.1 การลดทอนกำลังสัญญาณ (fiber attenuation)

อัตราการลดทอนกำลังสัญญาณแสงที่เดินทางในเส้นใยแสง เป็นส่วนสำคัญของการกำหนดลักษณะการออกแบบโครงข่ายทางแสง เนื่องจากสามารถกำหนดกำลังที่ออกจากเครื่องส่งสัญญาณแสงให้มีค่าเหมาะสมกับระยะทางในการสื่อสาร ความไวสัญญาณแสงของอุปกรณ์รับสัญญาณ และปริมาณการใช้อุปกรณ์ขยายสัญญาณแสง โดยที่การลดทอนกำลังสัญญาณในเส้นใยแสง เกิดจาก 3 สาเหตุหลัก คือ การดูดซึม (absorption) ที่เกิดจากคุณสมบัติของวัสดุเอง, การกระเจิง (scattering) ที่เกิดจากทั้งคุณสมบัติของวัสดุและความไม่สมบูรณ์ของท่อนำคลื่น และการแผ่รังสี (radiation) ที่เกิดจากรูปทรงของเส้นใยแสง

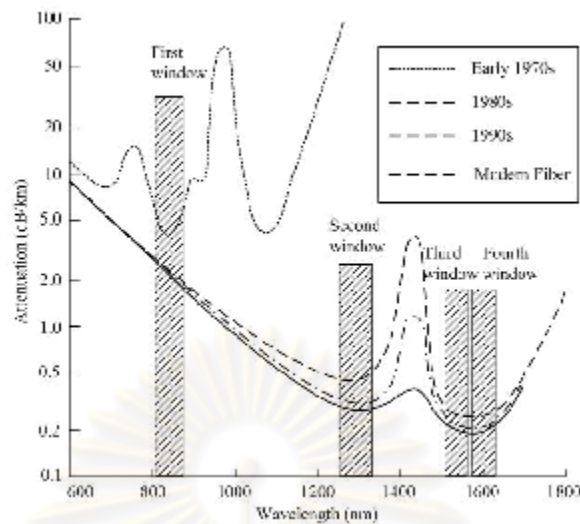
แสงที่เดินทางผ่านเส้นใยแสงจะถูกลดทอนกำลังสัญญาณแบบเอกซ์โพเนนเชียลไปตามระยะทาง โดยมีสมการแสดงการลดทอนดังสมการ (2.3)

$$P(L) = P(0)\exp(-aL) \quad (2.3)$$

โดยที่ให้ $P(0)$ คือ กำลังสัญญาณพัลส์ทางแสงที่อุปกรณ์ส่งสัญญาณที่มีหน่วยเป็นเดซิเบลมิลลิวัตต์ [dBm] $P(L)$ คือ กำลังของสัญญาณพัลส์ทางแสงที่ระยะ L กิโลเมตร [km] จากอุปกรณ์ส่งสัญญาณที่มีหน่วยเป็นเดซิเบลมิลลิวัตต์ [dBm]

a คือ ค่าคงตัวของการลดทอนที่มีหน่วยเป็นเดซิเบล/กิโลเมตร [dB/km]

โดยค่าคงตัวการลดทอน a นั้นแตกต่างกันไปในแต่ละความยาวคลื่นดังรูปที่ 2.2 ซึ่งแสดงเส้นโค้ง 3 เส้น โดยเส้นบนสุดซึ่งเป็นเส้นประ แสดงถึงอัตราการลดทอนสัญญาณของเส้นใยแสงในช่วงต้นยุค 80 ในส่วนเส้นจุดถัดลงมาเป็นเส้นโค้งที่แสดงถึงอัตราการลดทอนสัญญาณของเส้นใยแสงในช่วงปลายยุค 80 และล่างสุดเป็นเส้นทึบซึ่งแสดงถึงเส้นใยแสงในยุคปัจจุบัน ระบบเส้นใยแสงในช่วงแรกหรือยุคแรก (first window) นั้นจะทำงานที่ความยาวคลื่นประมาณ 850 nm บนเส้นใยแสงที่ทำจากซิลิกา และจากเส้นโค้งเราจะพบจุดยอดที่เกิดจากความชื้น (water peak) และผลของ rayleigh scattering ซึ่งทำให้อัตราลดทอนสัญญาณมีค่าสูงดังเส้นประในรูป หลังจากนั้นก็มี การพัฒนาอุปกรณ์ส่งสัญญาณทางแสงทำให้มีการใช้งานคุณลักษณะการลดทอนสัญญาณในยุคที่ 2 (second window) ซึ่งแสดงโดยเส้นจุดที่ความยาวคลื่น 1310 nm มีอัตราการลดทอนสัญญาณต่ำกว่า 0.5 dB/km ในช่วงปลายปี 1977 บริษัท Nippon Telegraph and Telephone (NTT) ได้พัฒนาการใช้งานระบบเส้นใยแสงมาสู่ยุคที่ 3 (third window) ทำให้ที่ความยาวคลื่น 1550 nm มีอัตราการลดทอนสัญญาณต่ำสุด 0.2 dB/km ส่วนการใช้งานนั้นถ้าเป็นการส่งผ่านข้อมูลระยะสั้นๆ เช่น ระบบ LAN เราจะใช้ความยาวคลื่นที่ 850 nm ในระบบส่งข้อมูลทางไกลจะใช้ความยาวคลื่นที่ 1550 nm ปัจจุบันมีการพัฒนาการใช้งานเส้นใยแสงในยุคที่ 4 (forth window) โดยจะเปลี่ยนไปใช้ความยาวคลื่นแถบ 1625 nm ซึ่งไม่ได้มีอัตราการลดทอนสัญญาณที่ลดลง แต่อาจจะทำให้ความยุ่งยากในการส่งสัญญาณระยะทางไกลหรือระบบการสื่อสารสัญญาณแบบมีการมัลติเพล็กซ์หลายความยาวคลื่นลดลง



รูปที่ 2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างการลดทอนกำลังงาน และความยาวคลื่นที่ผลิตมาตั้งแต่ปี ค.ศ. 1970 [26]

2.3.2 ดิสเพอร์ชันของเส้นใยแสง (fiber dispersion)

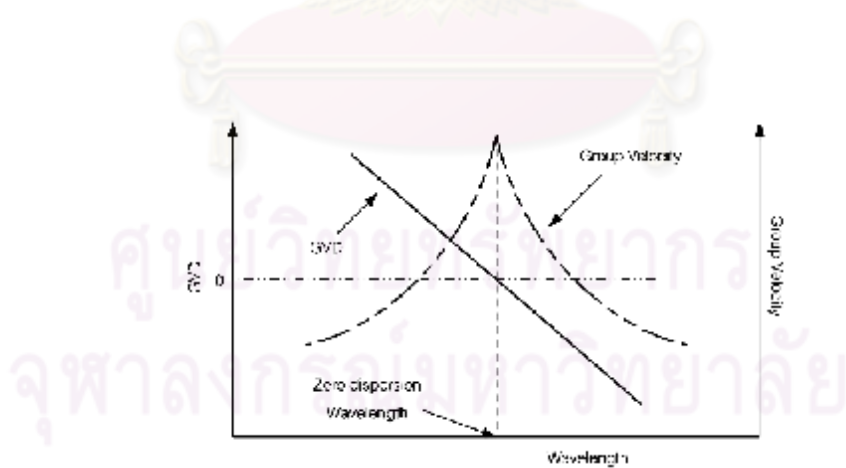
การเกิดดิสเพอร์ชัน (dispersion) ในเส้นใยแสง มีสองประเภทด้วยกัน คือ inter modal dispersion ที่เกิดขึ้นในเส้นใยแสงแบบ MMF และ intra modal dispersion หรือ chromatic dispersion สำหรับ เส้นใยแสงแบบ SMF ซึ่งใช้งานกันอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน ดิสเพอร์ชันคือผลที่เกิดเนื่องจากสัญญาณแสงที่สร้างขึ้นประกอบด้วยสัญญาณหลายความยาวคลื่นซึ่งแต่ละความยาวคลื่นมีค่าดัชนีหักเหของเส้นใยแสงที่ต่างกัน ผลของค่าดัชนีหักเหที่ต่างกันนี้ทำให้แสงแต่ละความยาวคลื่นเดินทางด้วยความเร็วที่ไม่เท่ากันส่งผลให้รูปร่างของพัลส์สัญญาณขยายตัวออก และเดินทางมาถึงปลายทางไม่พร้อมกัน ซึ่งการขยายตัวของสัญญาณพัลส์จะส่งผลให้ค่ากำลังสูงสุดของสัญญาณพัลส์ลดลงด้วย โดยเส้นใยแสงที่ใช้ในงานวิจัยนี้จะใช้ SMF ที่สามารถส่งข้อมูลด้วยอัตราที่สูง มีแบนด์วิดท์กว้าง รวมไปถึงค่าอัตราสูญเสียกำลังต่ำโดยดิสเพอร์ชันที่พิจารณาในงานวิจัยนี้จะประกอบไปด้วย ดิสเพอร์ชัน(second order dispersion) และความชันดิสเพอร์ชัน (third order dispersion)

2.3.2.1 ดิสเพอร์ชัน (group velocity dispersion)

สาเหตุของการเกิดดิสเพอร์ชันหรือพิจารณาในรูปของ Second order dispersion coefficient (b_2) หรือ group velocity dispersion: GVD คือ คุณสมบัติของความเร็วกลุ่มมีค่าไม่เท่ากันในแต่ละความยาวคลื่น ทำให้สัญญาณพัลส์ที่ประกอบด้วยหลายความยาวคลื่นเดินทางมาถึงปลายทางไม่พร้อมกันเป็นผลให้สัญญาณพัลส์ที่ปลายทางขยายออก ซึ่งการขยายออกของสัญญาณพัลส์จะส่งผลให้ค่ากำลังสูงสุดของสัญญาณพัลส์ลดลงด้วยผลของดิสเพอร์ชันแสดงได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 ผลของดิสเพอร์ชันต่อสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสง

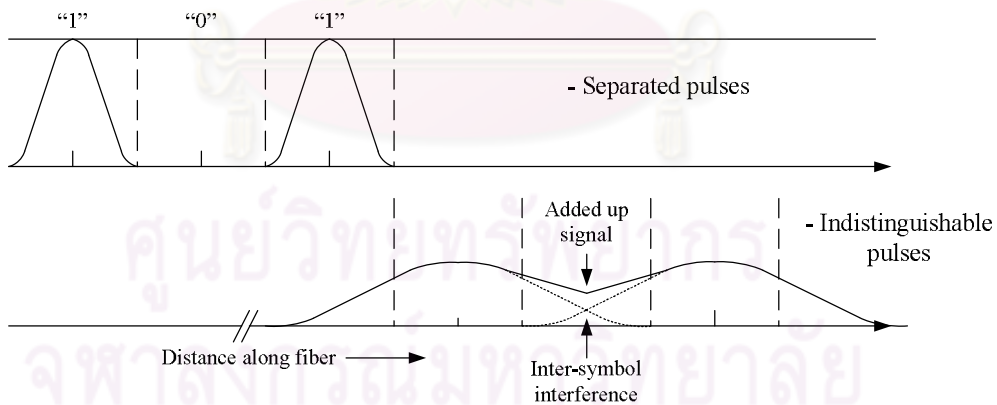


รูปที่ 2.4 การแจกแจงของความเร็วกลุ่มและ GVD เทียบกับความยาวคลื่น

รูปที่ 2.4 แสดงถึงตัวอย่างการแจกแจงความเร็วกลุ่ม และ GVD เทียบกับความยาวคลื่นซึ่งเห็นได้ว่าความเร็วกลุ่มของแต่ละความยาวคลื่นมีค่าแตกต่างกัน และจะมีค่าสูงสุดที่ zero dispersion wavelength

เราสามารถแบ่งช่วงของดิสเพอร์ชันในรูปที่ 8 ออกเป็น 3 ช่วงได้แก่ ดิสเพอร์ชันปกติ (normal dispersion) ซึ่งเป็นช่วงที่มีค่า $b_2 > 0$ ในช่วงนี้สัญญาณที่มีความยาวคลื่นน้อยจะมีความเร็วกลุ่มมากกว่า ดิสเพอร์ชันผิดปกติ (anomalous dispersion) เป็นช่วงที่มีค่า $b_2 < 0$ ในช่วงนี้สัญญาณที่มีความยาวคลื่นน้อยจะมีความเร็วกลุ่มน้อยกว่า และดิสเพอร์ชันเป็นศูนย์ (zero dispersion) เป็นช่วงที่มีค่า $b_2 = 0$ โดยสัญญาณที่มีความยาวคลื่นนี้จะมีค่าความเร็วกลุ่มสูงที่สุด

GVD จะมีอิทธิพลต่อคุณภาพของสัญญาณโดยทำให้พัลส์ที่อยู่ติดกันจะมีโอกาสเหลื่อมกัน (overlap) จนทำให้เกิด inter symbol interference (ISI) และอาจจะทำให้เกิดความผิดพลาดในการตัดสินใจ (error decision) ว่าสัญญาณแสงที่วิ่งเข้ามาควรจะเป็น บิต '1' หรือ บิต '0' ดังแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 การเกิด inter-symbol interference (ISI)

รูปที่ 2.5 แสดงถึงการเกิด ISI ที่เกิดจากการขยายตัวของสัญญาณพัลส์ เริ่มแรกส่งสัญญาณแบบมอดูเลตความเข้มแสงด้วยบิต '1', '0', '1' ตามลำดับ สัญญาณพัลส์ระหว่างบิตแยกจากกันอย่างชัดเจน เมื่อสัญญาณพัลส์เดินทางในเส้นใยแสงผลของ GVD ทำให้สัญญาณพัลส์

ขยายออก จนกระทั่งเกิด ISI ทำให้กำลังงานของสัญญาณในช่วงเวลา (time slot) บิต '0' เพิ่มขึ้น และอาจทำให้ตัดสินใจผิดพลาดจากบิต '0' กลายเป็นบิต '1' ได้หากว่าสัญญาณที่เพิ่มขึ้นมาเลยค่าขอบเขตที่เครื่องตัดสินใจกำหนดไว้

เราสามารถคำนวณการขยายตัวของสัญญาณพัลส์เนื่องจาก chromatic dispersion โดยพิจารณาให้ t แทนการประวิงแพร่กระจาย (propagation delay) ที่ความถี่ w [27]

$$t = \frac{L}{n_g} \quad (2.4)$$

โดยที่ L แทนความยาวของเส้นใยแสงหน่วย [km]

n_g แทนความเร็วกลุ่ม (group velocity) ตรงกันที่ความถี่ w เท่ากับ $n_g = \frac{1}{b_1} = \frac{\partial w}{\partial b}$

b แทนด้วยค่าคงที่การแพร่กระจาย (propagation constant) และ $b_1 = \frac{\partial w}{\partial b}$

จากสมการที่ (2.4) สามารถหาความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\frac{\partial t}{\partial w} = L \frac{\partial}{\partial w} \left(\frac{1}{n_g} \right) = L \frac{\partial^2 b}{\partial w^2} = L b_2 \quad (2.5)$$

เมื่อ $b_2 = \frac{\partial^2 b}{\partial w^2}$ ถ้าสัญญาณมีความกว้างสเปกตรัมความถี่เท่ากับ Δw ดังนั้นความแตกต่างการประวิงแพร่กระจายในแต่ละส่วนประกอบของสเปกตรัมสามารถเขียนแทนด้วยสมการที่ (2.6)

$$\Delta t = \left| \frac{\partial t}{\partial w} \right| \Delta w = \left| \frac{\partial^2 b}{\partial w^2} \right| L \Delta w = |b_2| L \Delta w \quad (2.6)$$

การขยายตัวของสัญญาณพัลส์สามารถเขียนในรูปของสัมประสิทธิ์ D (ns/km/nm) ได้ดังสมการที่ (2.7)

$$D = \frac{1}{L} \frac{\partial t}{\partial l} = \frac{1}{L} \frac{\partial t}{\partial w} \frac{\partial w}{\partial l} \quad (2.7)$$

เมื่อ

$$\frac{\partial w}{\partial l} = \frac{\partial}{\partial l} \left(\frac{2pc}{l} \right) = -\frac{2pc}{l^2} \quad (2.8)$$

โดยที่ l คือความยาวคลื่นหน่วย [nm]

c คือความเร็วของสุญญากาศเท่ากับ 3×10^8 [m/s]

เมื่อนำสมการที่ (2.8) ไปแทนค่าในสมการที่ (2.7) จะได้ว่า

$$D = -\frac{2pc}{l^2} b_2 \quad (2.9)$$

ดังนั้นเราสามารถคำนวณการขยายตัวของสัญญาณพัลส์ในรูปของ D โดยนำสมการที่ (2.9) ที่ได้ไปแทนค่าลงในสมการที่ (2.7) ได้ดังนี้

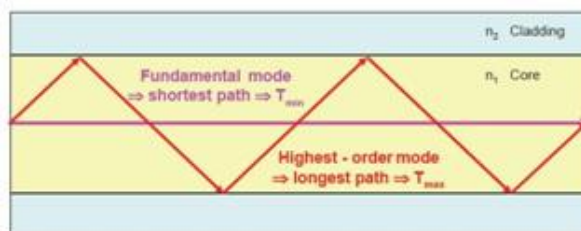
$$\Delta t = |D| L \Delta l \quad (2.10)$$

เมื่อ Δl แทนความกว้างสเปกตรัมของสัญญาณแสง

inter modal dispersion [28] เกิดจากการเดินทางของคลื่นแสงที่ขนส่งสัญญาณข้อมูลเดียวกันแต่ไปในหลายวิถีโดยดิสเพอร์ชันชนิดนี้จะเกิดขึ้นเฉพาะในเส้นใยแสงแบบ MMF เท่านั้นซึ่งมีความเร็วกลุ่มแตกต่างกันทำให้เกิดการขยายออกของพัลส์สัญญาณซึ่งมีค่าดังสมการที่ (2.11)

$$\Delta t_{\text{modal}} = T_{\text{max}} - T_{\text{min}} = \frac{n_1 L \Delta}{c} = \frac{L(n_1 - n_2)}{c} \quad (2.11)$$

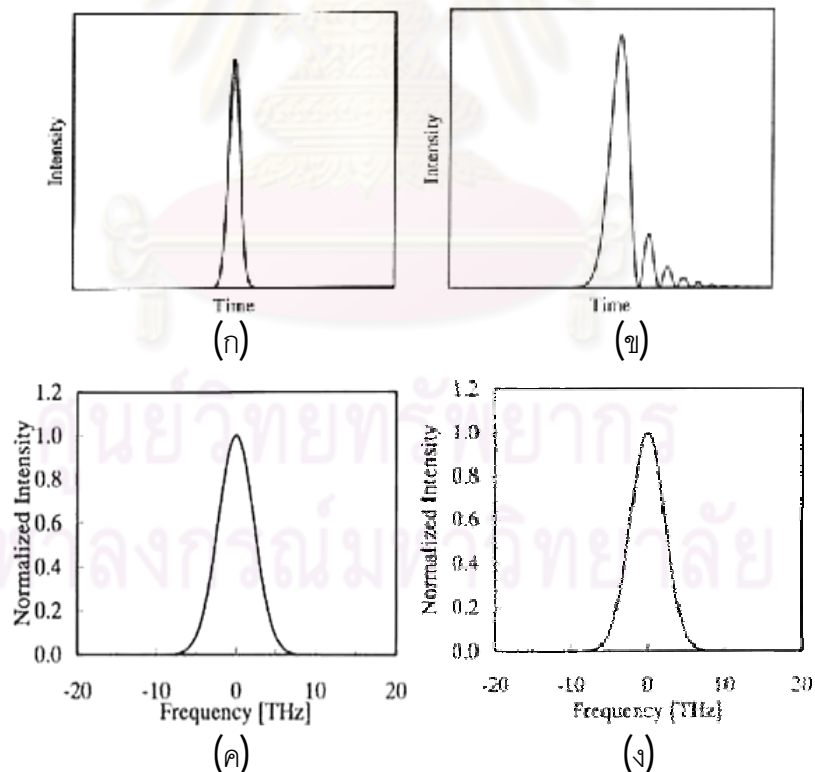
รูปที่ 2.6 แสดงการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแสงแบบหลายโหมด โดยแสดงทางเดินของแสงใน 2 วิถี



รูปที่ 2.6 การเกิด **inter modal dispersion** ในเส้นใยแสงแบบหลายโหมด [28]

2.3.2.2 ความชันดิสเพอร์ชัน (dispersion slope)

การเกิดความชันดิสเพอร์ชันสามารถพิจารณาในรูปของ **third order dispersion coefficient (b_3)** ในเส้นใยแสง ซึ่งจะมีอิทธิพลต่อคุณภาพของสัญญาณพัลส์อย่างมากในกรณีที่มีการส่งสัญญาณพัลส์เป็นขบวนออกไปในเส้นใยแสงเป็นระยะทางไกล ๆ ด้วยอัตราเร็วสูง ผลกระทบของปรากฏการณ์ TOD จะส่งผลให้สัญญาณพัลส์ทางเวลาเกิดความผิดเพี้ยนแบบไม่สมมาตร (**asymmetric distortion**) โดยจะมีสัญญาณพัลส์ขนาดเล็กเกิดขึ้นบริเวณส่วนปลายของสัญญาณพัลส์ (**trailing edge**) แต่ปรากฏการณ์ TOD จะไม่ส่งผลกระทบต่อสเปกตรัมของสัญญาณตามความถี่ดังรูปที่ 2.7(ก) แสดงสัญญาณพัลส์ขาเข้า และรูปที่ 2.7(ข) แสดงสัญญาณพัลส์ขาออกที่ได้รับผลกระทบจากปรากฏการณ์ TOD รูปที่ 2.7 (ค) แสดงสัญญาณสเปกตรัมขาเข้า และรูปที่ 2.7(ง) แสดงสัญญาณสเปกตรัมขาออกที่ได้รับผลกระทบจากปรากฏการณ์ TOD เช่นกัน



รูปที่ 2.7 ผลของดิสเพอร์ชันอันดับสามต่อสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสง (ก) สัญญาณพัลส์ขาเข้า (ข) สัญญาณพัลส์ขาออก (ค) สัญญาณสเปกตรัมขาเข้า และ (ง) สัญญาณสเปกตรัมขาออก

เมื่อส่งสัญญาณแสงผ่านเส้นใยแสงระยะทางไกลขึ้นผลของการกระจายสัญญาณเนื่องจากดิสเพอร์ชันจะเด่นชัด และทำให้ความถี่ในแต่ละสัญญาณมีค่าของดัชนีหักเหของเส้นใยแสงที่ต่างกัน และทำให้พัลส์สัญญาณมีการขยายตัวออกและเดินทางมาถึงปลายทางไม่พร้อมกัน ดังนั้นความผิดเพี้ยนทางเฟสของสัญญาณเนื่องจากดิสเพอร์ชันและอันดับที่สามสามารถหาได้จากสมการ 2.1 เมื่อไม่พิจารณาความไม่เป็นเชิงเส้นของสัญญาณแสดงในสมการ (2.12)

$$\frac{\partial A}{\partial z} = -\frac{1}{2} a A - \frac{i}{2} b_2 \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} + \frac{1}{6} b_3 \frac{\partial^3 A}{\partial T^3}, \quad (2.12)$$

2.3.3 ปราบกฎการเคอร์ (kerr effect)

ปราบกฎการเคอร์เป็นปราบกฎการที่ทำให้ค่าดัชนีหักเหเปลี่ยนแปลงไปตามกำลังของสัญญาณ ทำให้เฟสของสัญญาณที่ปลายทางมีการเปลี่ยนแปลงไป โดยขึ้นอยู่กับกำลังของสัญญาณ เฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงไปโดยที่มีขนาดขึ้นอยู่กับกำลังเรียกว่า การเลื่อนเฟสอย่างไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear phase shift) เราสามารถแบ่งปราบกฎการที่มีผลต่อสัญญาณเดินทางในระบบเส้นใยแสงออกเป็นสามประเภทคือ SPM XPM และ FWM

2.3.3.1 self-phase modulation (SPM)

SPM เกิดจากการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณโดยกำลังของสัญญาณที่ความถี่เดียวกันกับสัญญาณเอง อันเป็นผลทำให้เกิดการเลื่อนเฟสของสัญญาณแสงด้วยกำลังของตัวสัญญาณเองซึ่งอัตราการเปลี่ยนแปลงเฟสเป็นไปดังสมการ (2.13)

$$\Delta \omega_{NL} = \frac{\partial f_{NL}(z, T)}{\partial T} \quad (2.13)$$

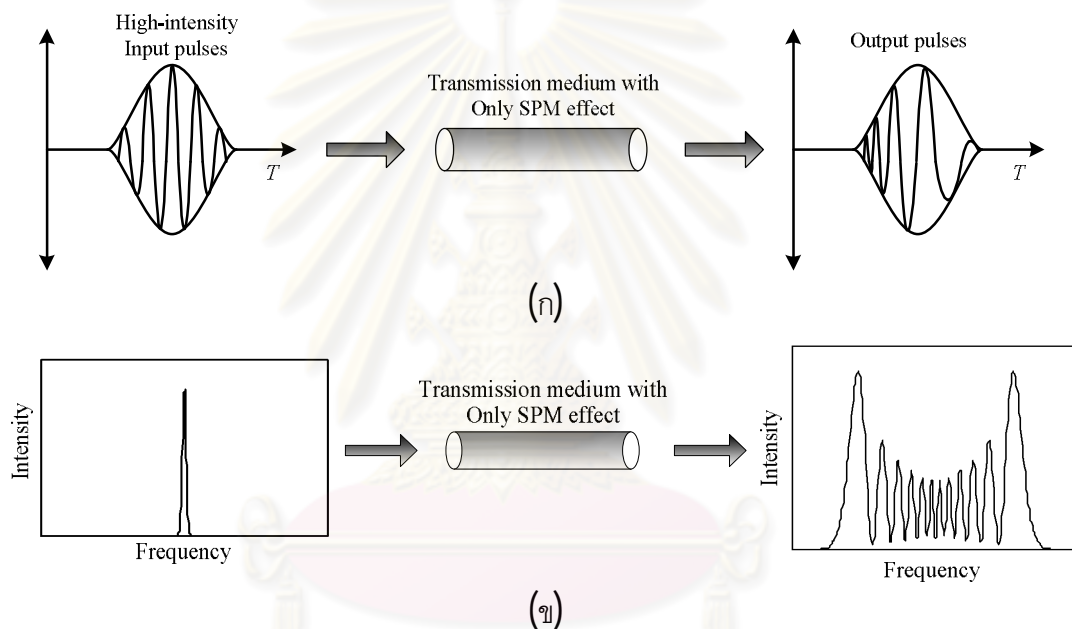
โดยที่ $\Delta \omega_{NL}$ คืออัตราการเปลี่ยนแปลงเฟสต่อหน่วยเวลา

f_{NL} คือเฟสของสัญญาณที่เลื่อนไปเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้น

จากสมการ (2.14) ปราบกฎการ SPM จะส่งผลให้สเปกตรัม (spectrum) ของสัญญาณขยายออก และเฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนไปจะถูกเหนี่ยวนำมากที่สุดบริเวณตรงกลางสัญญาณพัลส์ซึ่งเป็นบริเวณที่มีปริมาณกำลังสัญญาณสูงสุด

$$f_{NL,max} = L_{eff} P_0 g \quad (2.14)$$

โดยที่ P_0 เป็นกำลังงานของสัญญาณพัลส์ $f_{NL,max}$ เป็นเฟสที่เลื่อนออกไปมากที่สุด ณ บริเวณตรงกลางสัญญาณพัลส์ และ $L_{eff} = \frac{1 - \exp(-al)}{a}$ เป็นความยาวประสิทธิผลเนื่องจากการลดทอนของสัญญาณในเส้นใยแสง ซึ่งลักษณะการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่เกิดขึ้นเนื่องจากผลของ SPM แสดงได้ดัง ผลของ SPM ต่อสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสง (ก) ทางความถี่ (ข) สเปกตรัมสัญญาณ



รูปที่ 2.8 ผลของ SPM ต่อสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสง (ก) ทางความถี่ (ข) สเปกตรัมสัญญาณ

รูปที่ 2.8 แสดงถึงผลของ SPM ต่อสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสง โดยในรูปที่ 2.8 (ก) แสดงถึงผลของ SPM ต่อความถี่ของสัญญาณ จากรูปจะเห็นว่า SPM จะส่งผลให้ส่วนประกอบความถี่สูงของสัญญาณมีความเร็วกลุ่มน้อยกว่าส่วนประกอบความถี่ต่ำ และในรูปที่ 2.8(ข) แสดงถึงผลของ SPM ต่อสเปกตรัมของสัญญาณ จากรูปจะเห็นว่านอกจาก SPM จะทำให้ขนาดของสเปกตรัมสัญญาณแตกออกแล้วยังจะทำให้สเปกตรัมของสัญญาณขยายออกทางด้านข้างแบบสมมาตรกันด้วย

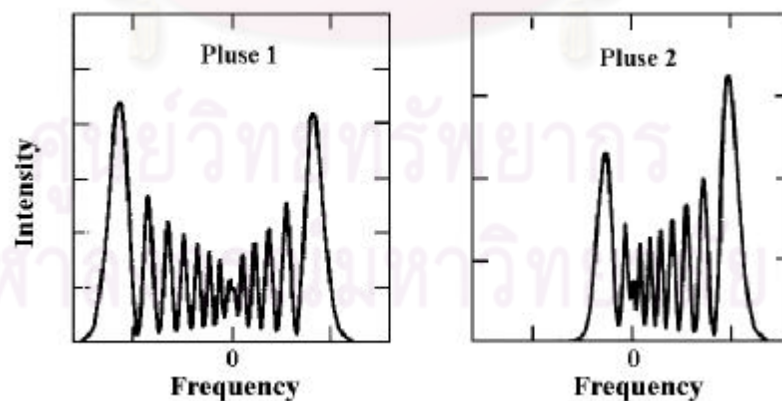
2.3.3.2 cross-phase modulation (XPM)

ปรากฏการณ์ XPM นี้จะเกิดขึ้นเมื่อมี 2 สัญญาณแสงที่มีความถี่คลื่นพาห์ ω_1 และ ω_2 ซึ่งมีค่าต่างกันร่วมเดินทางไปในเส้นใยแสง โดยแต่ละสัญญาณพัลส์ที่ช่องสัญญาณหนึ่งจะถูกเหนี่ยวนำให้เฟสเปลี่ยนไปจากผลของ XPM ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นเนื่องจากการก่อกำเนิดของสัญญาณแสงอื่นที่อยู่ถี่คลื่นพาห์ที่มีความถี่ที่ต่างออกไป เหนี่ยวนำให้เฟสของสัญญาณแสงเปลี่ยนไปจากเดิม โดยทั่วไปเมื่อมี 2 สัญญาณแสงที่มีความถี่คลื่นพาห์เป็น ω_1 และ ω_2 ร่วมเดินทางไปในเส้นใยแสง สัญญาณแสงทั้งสองจะมีความเร็วกลุ่มที่แตกต่างกัน ซึ่งการที่ความเร็วกลุ่มไม่ตรงกันนี้จะเป็ปัจจัยที่กำหนดการเหลื่อมล้ำของสัญญาณแสงทั้งสองในปรากฏการณ์ XPM โดยปรากฏการณ์นี้จะเกิดขึ้นในช่วงที่สัญญาณแสงทั้งสองวิ่งตัดกัน ซึ่งผลของมันจะมีค่ามากกว่าของ SPM ถึง 2 เท่า โดยมีเฟสของสัญญาณที่เลื่อนไปเนื่องจาก SPM และ XPM ดังสมการ (2.15)

$$f_{NL} = n_2 k_0 L (|E_0|^2 + 2|E_1|^2) \quad (2.15)$$

เมื่อ $|E_0|^2$ คือความเข้มของสัญญาณแสงที่ความถี่คลื่นพาห์ ω_1

$|E_1|^2$ คือความเข้มของสัญญาณแสงที่ความถี่คลื่นพาห์ ω_2



รูปที่ 2.9 ผลของ XPM ต่อสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสง

รูปที่ 2.9 แสดงถึงผลของ XPM ที่มีต่อสัญญาณแสง 2 สัญญาณแสงที่มีกำลังสัญญาณต่างกันในเส้นทางในเส้นใยแสงเส้นเดียวกัน โดยกำลังสัญญาณของพัลส์ที่ 1 มากกว่ากำลังสัญญาณของพัลส์ที่ 2 จากรูปจะเห็นว่าลักษณะการเปลี่ยนแปลงของสเปกตรัมสัญญาณจะคล้ายกันกับลักษณะการเปลี่ยนแปลงของสเปกตรัมสัญญาณที่เกิดจากผลของ SPM แต่จะต่างกันตรงที่สเปกตรัมของสัญญาณที่ได้รับผลจาก XPM จะขยายออกมากกว่า เนื่องจากผลของ XPM ต่อสัญญาณรุนแรงกว่า SPM ถึง 2 เท่า และการขยายออกยังเป็นแบบไม่สมมาตรด้วย โดยสัญญาณพัลส์ที่ 2 จะมีลักษณะการขยายออกของสเปกตรัมที่ไม่สมมาตรกว่าสัญญาณพัลส์ที่ 1 เนื่องจากกำลังสัญญาณของพัลส์ที่ 1 มากกว่า ส่งผลให้สัญญาณที่พัลส์ที่ 2 ได้รับผลจาก XPM มากกว่าเมื่อพิจารณาจากสมการ (2.1) ซึ่งเป็นสมการความไม่เป็นเชิงเส้นของชเรอดิงเงอร์ที่มีเพียงช่องสัญญาณเดียวเท่านั้น สามารถดัดแปลงเป็นสมการ (2.16) ที่ทำการเพิ่มสัญญาณเข้าไปอีกหนึ่งช่องสัญญาณ

$$\frac{\partial A_j}{\partial z} + \frac{a}{2} A_j + \frac{1}{n_{si}} \frac{\partial A_j}{\partial t} = ig \left(|A_j|^2 + 2|A_k|^2 \right) A_j \quad (2.16)$$

กำหนดให้ j คือสัญญาณที่เราสนใจ และ k คือสัญญาณอีกสัญญาณหนึ่งที่ส่งไปพร้อมกัน พจน์แรกทางขวามือของสมการ (2.16) คือผลของ SPM ดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น และพจน์ที่สองก็คือผลของ XPM นั่นเอง จะเห็นว่าพจน์ของ XPM จะมีค่าคงที่เท่ากับ 2 คูณอยู่ด้วยซึ่งเป็นค่าที่บ่งบอกถึงความรุนแรงของ XPM จะเป็น 2 เท่าของ SPM เมื่อสัญญาณทั้งสองมีกำลังที่เท่ากัน

2.3.3.3 four-wave mixing (FWM)

FWM เป็นปรากฏการณ์ของความไม่เป็นเชิงเส้นที่เกิดจากสัญญาณที่มีความถี่ต่างกัน 4 ความถี่ที่มีความสัมพันธ์ตามเงื่อนไขการจับคู่ความถี่ (frequency matching) จะทำให้เกิดการถ่ายเทพลังงานให้แก่กันและกัน การกำเนิดสัญญาณพัลส์ความถี่ใหม่ขึ้นมา โดยเกิดจากสัญญาณพัลส์หลาย ๆ ช่องสัญญาณที่มีความถี่ต่าง ๆ กันมาผสมผสานกัน สำหรับการเกิดสัญญาณความถี่ใหม่ (f_4) จากสัญญาณความถี่ f_1, f_2, f_3 เป็นไปตามสมการ (2.17)

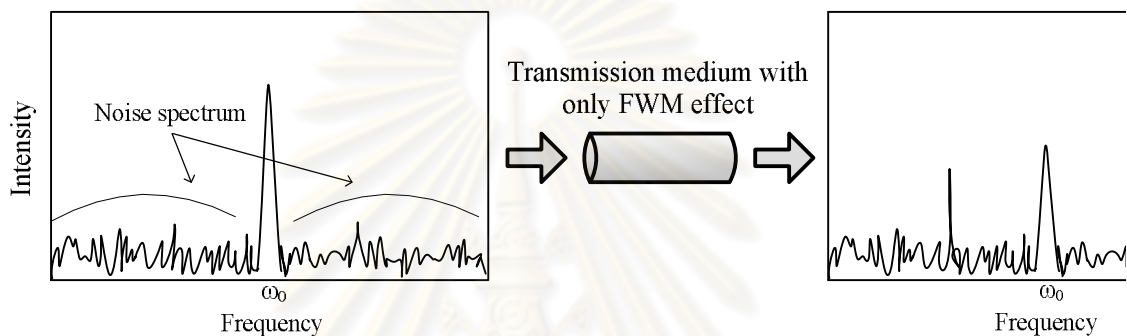
$$f_4 = f_1 + f_2 - f_3 \quad (2.17)$$

และเงื่อนไขของการจับคู่เฟส (phase matching condition) ดังสมการ (2.18)

$$k_4 = k_1 + k_2 - k_3 \quad (2.18)$$

โดยที่ k_n คือค่าคงตัวเฟส ณ ความถี่ที่ n

ผลของ FWM ในกรณีของช่องสัญญาณเดี่ยวเรียกว่า **intra-channel FWM (IFWM)** จะทำให้สัญญาณพัลส์ที่กระจายออกมาถ่ายเทกำลังงานซึ่งกันและกันจนทำให้เกิด **ghost pulse** ขึ้นมาในสัญญาณที่มีอคูเลตทางความเข้มแสงดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 ผลของ FWM ต่อสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสง

จากรูปที่ 2.10 แสดงสัญญาณอินพุตทางขวามือ ถ้าความถี่ของสัญญาณข้อมูลและความถี่ของสัญญาณรบกวนเป็นไปตามเงื่อนไขการจับคู่ความถี่ตามหลักของการเกิด FWM เมื่อสัญญาณข้อมูลที่มีสัญญาณรบกวนรวมอยู่ด้วย เดินทางไปในเส้นใยแสง จะทำให้เกิดการถ่ายเทกำลังสัญญาณจากสัญญาณข้อมูลไปที่สัญญาณรบกวน ทำให้กำลังของสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้น และกำลังของสัญญาณข้อมูลลดลง และจะมีการถ่ายเทลักษณะนี้ไปเรื่อยๆ และถ้าระยะในการสื่อสารสัญญาณมากขึ้น สัญญาณข้อมูลอาจจะกลายเป็นสัญญาณรบกวนไปได้ในที่สุด

สำหรับผลของ FWM ในกรณีของหลายช่องสัญญาณ จะมีสัญญาณความถี่ใหม่เกิดขึ้นมา และจะมีความรุนแรงเมื่อความถี่ใหม่ที่เกิดขึ้นมาทับซ้อนหรือว่าเชื่อมกับความถี่ของสัญญาณข้อมูลที่มีอยู่ซึ่งจะทำให้เกิดความผิดพลาดของข้อมูลขึ้น แต่ว่าผลที่เกิดขึ้นเนื่องจาก FWM จะมีความรุนแรงน้อยกว่า XPM

ประสิทธิภาพของปรากฏการณ์ FWM ยังขึ้นอยู่กับเงื่อนไขการจับคู่ของมุม (phase - matching) ของคลื่นสัญญาณด้วย ความสัมพันธ์ของมุมของคลื่นสัญญาณดังกล่าวนั้นได้รับผลกระทบโดยตรงจากการเกิดดิสเพอร์ชัน และความกว้างของแต่ละช่องสัญญาณ อีกทั้งประสิทธิภาพของปรากฏการณ์ FWM ยังขึ้นอยู่กับพลังงานแสงที่ป้อนเข้าสู่ระบบ (optical power) และการสูญเสียพลังงานในเส้นใยแสง การคำนวณหาพลังงานของความถี่ใหม่ที่เกิดขึ้นจะเริ่มพิจารณาจากการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงเป็นระยะทาง ค่าคงตัวของการลดทอนเท่ากับ พลังงานครอสทอล์ก (crosstalk power) ของการกำเนิดสัญญาณความถี่ใหม่อันเนื่องมาจากปรากฏการณ์ FWM ตามเงื่อนไขในสมการ (2.17) และพลังงานที่ป้อนเข้าสู่เส้นใยแสงที่ความถี่ f_1 , f_2 และ f_3 มีค่าเท่ากับ $P_1(0)$, $P_2(0)$ และ $P_3(0)$ ตามลำดับ

เราสามารถคำนวณหาความยาวของเส้นใยแสงที่ได้รับผลกระทบจากปรากฏการณ์ FWM L_{eff} (effective length) ได้จากสมการ (2.19) เมื่อพิจารณาการดูดกลืนพลังงานตลอดความยาวของเส้นใยแสง

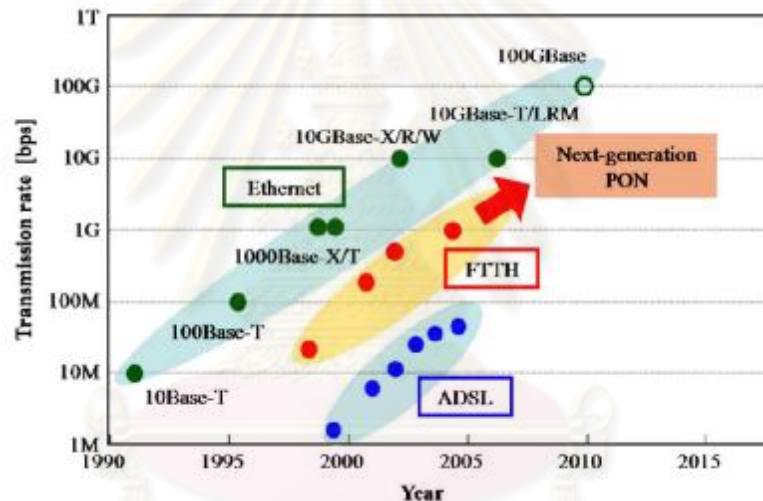
$$L_{eff} = \frac{1 - e^{-aL}}{a} \quad (2.19)$$

ดังนั้นการลดปัญหาจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสงสามารถทำได้โดยการจัดสรรความยาวคลื่นในแต่ละข่ายเชื่อมโยงให้มีระยะห่างของแต่ละความยาวคลื่นมากที่สุดเพื่อทำให้การวิ่งตัดกันของสัญญาณเนื่องจากความเร็วกลุ่มของสัญญาณที่แตกต่างกันเป็นไปได้ยากขึ้นพร้อมทั้งทำให้การจับคู่ความถี่เป็นไปได้ยากขึ้นด้วยเช่นกัน

2.4 โครงข่ายเข้าถึงเชิงแสงแบบพาสซีฟ

PON คือโครงข่ายเข้าถึงแบบพาสซีฟซึ่งในปัจจุบันมีการนำมาใช้ในโครงข่าย FTTH อย่างแพร่หลายโดยโครงข่ายแบบ PON นั้นมีมาตรฐานในทางปฏิบัติหลายมาตรฐานได้แก่ EPON ซึ่งใช้โปรโตคอล ethernet ส่งที่อัตราบิต 1 Gb/s ถูกกำหนดในมาตรฐาน IEEE 802.3ah BPON ใช้โปรโตคอล ATM ส่งที่อัตราบิต 1 Gb/s ถูกกำหนดในมาตรฐาน ITU-T G.983 GPON ใช้โปรโตคอล ATM ส่งที่อัตราบิต 1 Gb/s ถูกกำหนดในมาตรฐาน ITU-T G.984 และ 10G-EPON ใช้โปรโตคอล ethernet ส่งที่อัตราบิต 10 Gb/s ถูกกำหนดในมาตรฐาน IEEE 802.3av เนื่องจาก

ต้นทุนของ ethernet ต่ำและมีแนวโน้มว่าจะมีการใช้งานมาตรฐาน ethernet อย่างกว้างขวางอีก ทั้งการพัฒนาอย่างต่อเนื่องของ ethernet ทำให้สามารถส่งที่อัตราข้อมูลที่สูงขึ้นเรื่อยๆสอดคล้องกับการเพิ่มขึ้นของอัตราข้อมูลของโครงข่าย PON ซึ่งพบว่าในปี 2010 มาตรฐานของ ethernet จะเป็น 10GBase-T/LRM ซึ่งมีอัตราข้อมูลที่ 10 Gb/s ซึ่งจะสอดคล้องกับอัตราข้อมูลของ next-generation PON ดังแสดงในรูปที่ 2.11 ส่งผลให้มีการใช้งานมาตรฐาน EPON มากที่สุดในปัจจุบัน และเมื่อเดือนกันยายน 2009 ได้มีมาตรฐาน 10G-EPON ออกมาซึ่งจะเข้ามาแทนที่ EPON ในอนาคตโดยที่ยังมีความเข้ากันได้กับระบบ EPON เดิมอีกด้วยทำให้การเปลี่ยนระบบทำได้โดยไม่จำเป็นต้องสร้างระบบใหม่พร้อมกันทั้งหมด



รูปที่ 2.11 ความสัมพันธ์ระหว่างการพัฒนาของ Ethernet และ FTTH [29]

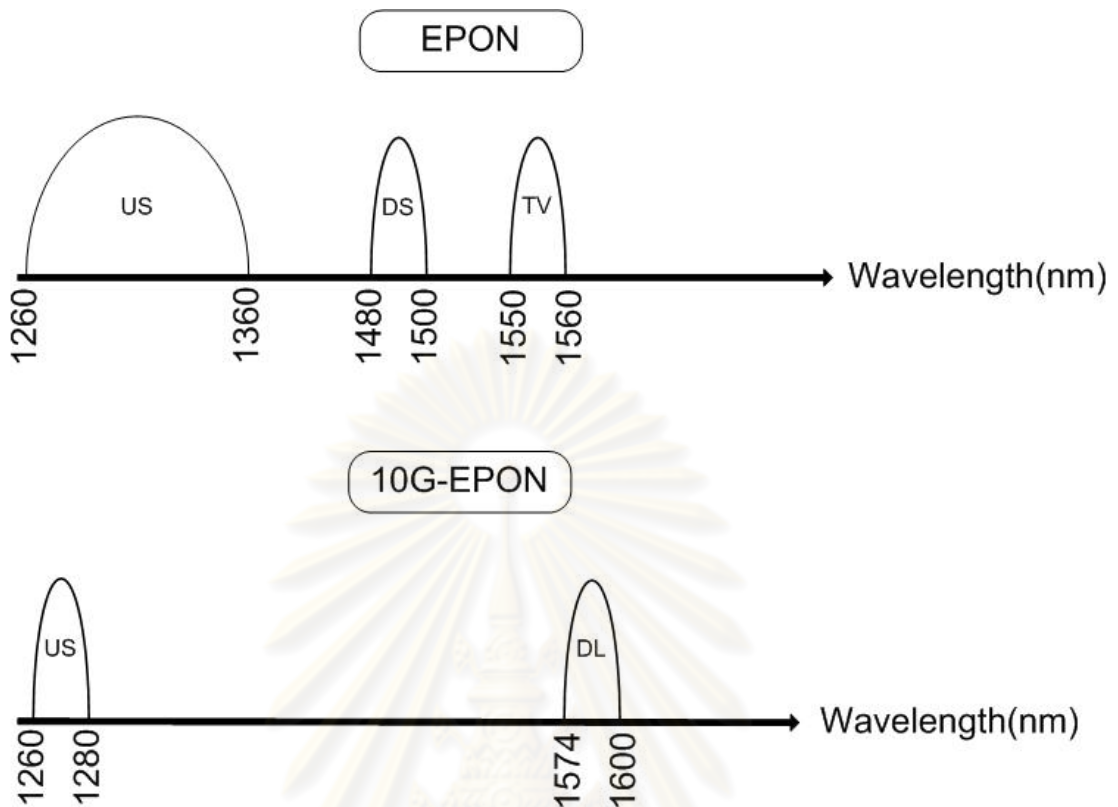
ความแตกต่างระหว่างมาตรฐาน EPON และ 10GEPON พิจารณาได้ดัง

ตาราง 2.1 ดังนี้คือ EPON มีอัตรารับส่งข้อมูลสูงสุด 1 Gb/s ซึ่งสมมาตรกันทั้งการดาวน์โหลดและอัปโหลด โปรโตคอลในชั้นเดต้าลิงค์คือ ethernet มี splitting ratio เท่ากับ 1:16 มีค่า power budget ที่ 20 dB และ 25 dB เมื่อส่งระยะทาง 20 km และใช้ความยาวคลื่นช่วง 1490 nm ในการดาวน์โหลด ความยาวคลื่นช่วง 1310nm ในการอัปโหลด และความยาวคลื่นช่วง 1550 nm ในการส่งสัญญาณแอนะล็อก 10G-EPON มีอัตรารับส่งข้อมูลสูงสุด 10 Gb/s ซึ่งมีทั้ง

แบบสมมาตรกันทั้งการดาวน์โหลดและอัปโหลด และ แบบไม่สมมาตรโดยมีอัตราการดาวน์โหลดที่ 10Gb/s อัปโหลดที่ 1 Gb/s โพรโตคอลในชั้นเดต้าลิงค์คือ Ethernet มี splitting ratio เท่ากับ 1:16 หรือ 1:32 มีค่า power budget ที่ 20 dB เมื่อส่งระยะ 10 km และ split 1:16 , 24 dBเมื่อส่งระยะ 10 km และ split 1:32 , 24 dBเมื่อส่งระยะ 20 km และ split 1:16 และ 29 dBเมื่อส่งระยะ 20 km เมื่อ split 1:32 และใช้ความยาวคลื่นช่วง 1575-1580 nm ในการดาวน์โหลด ความยาวคลื่นช่วง 1260-1280 nm ในการ อัปโหลด และไม่มีช่องสัญญาณที่เอาไว้ส่งสัญญาณโทรทัศน์ แบบแอนะล็อกและ รูปที่ 2.12 แสดงแบนด์วิดท์ที่ใช้ตามมาตรฐาน EPON และ 10 G-EPON ตามมาตรฐานที่กำหนด

ตาราง 2.1 เปรียบเทียบสมบัติของ 10 G-EPON และ 1G-EPON

standard	10G-EPON	1G-EPON
data rate(DS/US)	symmetric 10G/10G asymmetric 10G/1G	1G/1G symmetric
split ratio	1:16/1:32	1:16
power budget class	symmetric PR10/20/30 =20/24/29 dB asymmetric PRX10/20/30 =20/24/29 dB	PX10/20 = 20/25dB
wavelength	downlink 1575-1580 nm uplink 1260-1280 nm	downlink 1480-1500 nm uplink 1260-1360 nm

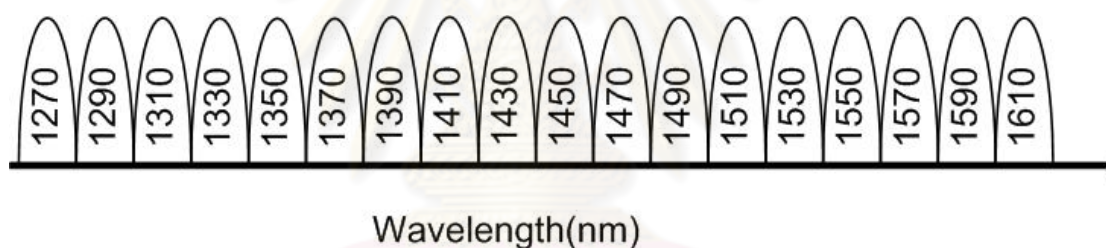


รูปที่ 2.12 การจัดสรรแบนด์วิดท์ของระบบ 10G-EPON ตามมาตรฐาน IEEE 802.3av

มาตรฐานของ BPON EPON GPON และ 10G-EPON ที่กล่าวมาใช้การเข้าถึงช่องสัญญาณแบบ TDMA ซึ่งเป็นการแบ่งกำลังสัญญาณโดยผ่านอุปกรณ์ power splitter ซึ่งส่งผลให้จำนวนของ ONU นั้นถูกจำกัดโดยกำลังสัญญาณที่ลดลงเนื่องจากการ split ทำให้มีการจำกัดจำนวนผู้ใช้งานอยู่ที่ 32 ONUs ที่ระยะทางไกลที่สุด 20 km จาก OLT หรืออาจส่งได้ 32 ONUs ที่ระยะทางไกลที่สุด 10 km จาก OLT ส่งผลให้จำกัดจำนวนผู้ใช้งาน โดยวิธีการแก้ปัญหานี้อาจทำได้โดยใช้ระบบ WDM PON ซึ่งระบบที่ง่ายต่อการเพิ่มจำนวนผู้ใช้งานเพราะสามารถเพิ่มความยาวคลื่นที่ใช้ส่งสัญญาณได้ในโครงข่ายเดิม ทำให้ได้อัตราข้อมูลที่สูงขึ้น และไม่ประสบกับปัญหาการลดต่ำลงของสัญญาณเนื่องจาก power splitter โดยระบบ WDM PON จะทำการแยกช่องสัญญาณโดยใช้ความถี่แต่ละ OLT และ ONU สำหรับภาคอัปลิงค์ (uplink) และ ภาคดาวลิงค์ (downlink) โดยวิธีการนี้จะเป็นการสร้างการเชื่อมต่อเสมือนระหว่าง OLT และ ONU แต่ละความยาวคลื่นที่ใช้ส่งสัญญาณอาจจะส่งที่อัตราข้อมูลหรือ service ต่างๆกันก็ได้ ในการส่งสัญญาณจะ

มีการค้นหาเส้นทางในการส่งสัญญาณโดยใช้อุปกรณ์ **arrayed waveguide grating (AWG)** ซึ่งเป็นอุปกรณ์แบบพาสซีฟทำหน้าที่รวม/แยกช่องสัญญาณ (**multiplex/de-multiplex**)

เนื่องจากระบบ **PON** เป็นโครงข่ายเข้าถึงทำให้ระบบต้องมีราคาถูกส่งผลให้ **course wavelength division multiplexing (CWDM)** จึงถูกนำไปใช้มากกว่า **dense wavelength division multiplexing (DWDM)** ซึ่งราคาสูงกว่าเนื่องจากต้องใช้ **laser** ที่มีราคาแพงและต้องการเสถียรภาพของระบบสูงทำให้ต้องมีค่าบำรุงรักษาสูงกว่าระบบ **CWDM** โดยการจัดสรรแบนด์วิดท์ของระบบ **CWDM** นั้นเป็นไปตามมาตรฐาน **ITU G 694.2** ซึ่งมีระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณ (**channel spacing**) **20 nm** และจัดเรียงตาม รูปที่ 2.13 โดยจะเริ่มจากความยาวคลื่นที่ **1271 nm** และมีระยะระหว่างช่องสัญญาณช่องสัญญาณละ **20 nm** ทุกช่องสัญญาณต่อเนื่องกันไปจนถึงช่องสัญญาณสุดท้ายที่ความยาวคลื่น **1611 nm**



รูปที่ 2.13 การจัดสรรช่องสัญญาณตามมาตรฐาน ITU G 694.2

2.5 ทฤษฎีการมอดูเลตสัญญาณเบื้องต้น

ในหัวข้อนี้กล่าวถึงทฤษฎีการมอดูเลตสัญญาณที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์นี้ได้แก่การมอดูเลตแบบ **โอเอฟดีเอ็ม (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM)** การมอดูเลตสัญญาณแบบ **ควอดเรตแอมพลิจูดมอดูเลชัน (quadrature amplitude modulation: QAM)** และการมอดูเลตสัญญาณแบบ **single sideband modulation (SSB)** ตามลำดับ

2.5.1 การมอดูเลตแบบ QAM

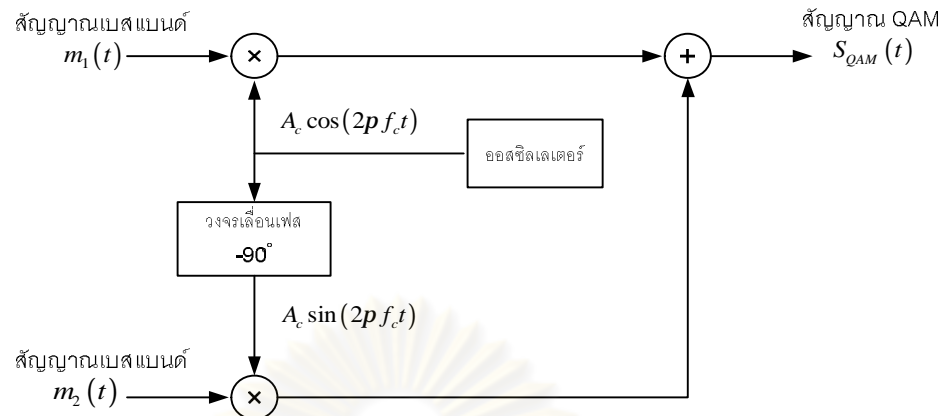
QAM เป็นการเทคนิคการมอดูเลตรูปแบบหนึ่งซึ่งเป็นที่นิยมมากที่สุดในการนำไปใช้ร่วมกับ **OFDM** โดยจะมอดูเลตก่อนที่จะนำไปทำการแปลงฟูเรียร์วิซุคกลับ (**inverse discrete**

fourier transform: IDFT) ในกระบวนการสร้างสัญญาณ OFDM เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานแบนด์วิดท์ QAM คือการผสมสัญญาณการแปลงเฟส (phase) และขนาด (amplitude) ของสัญญาณควบคู่กัน ซึ่งถ้าใช้การเปลี่ยนเฟสอย่างเดียว มุมที่เปลี่ยนจะมีค่าน้อยไม่เพียงพอ ทำให้เกิดความผิดพลาดได้ ถ้าใช้การเปลี่ยนเฟสและขนาดของสัญญาณประกอบด้วยกันจะทำให้อุปกรณ์ที่ภาครับสามารถแยกความแตกต่างระหว่างสัญญาณของข้อมูลได้ชัดเจน ปกติจะมีการมอดูเลตแบบ QAM หลายรูปแบบเช่น 4-QAM 8-QAM 16-QAM หรือ 32-QAM ทั้งนี้กระแสข้อมูลที่แสดงสถานะของแต่ละสัญญาณข้อมูลจะมีค่าเท่ากับ n บิต เมื่อรูปแบบของการมอดูเลตสัญญาณแบบ QAM สามารถเขียนแทนด้วย 2^n - QAM ตัวอย่างเช่น งานวิจัยนี้เลือกใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบ 4-QAM ดังนั้นในแต่ละสัญญาณจะมีจำนวนบิตข้อมูลที่แสดงสถานะของแต่ละสัญญาณที่ละ 2 บิต โดยสามารถระบุสัญลักษณ์บิตข้อมูลด้วยเลขเชิงซ้อน (complex number) และเฟสของสัญญาณอินพุตที่มอดูเลตแบบ 4-QAM นั้นแสดงในตาราง 2.2 และสัญญาณ 4-QAM constellation ตามลำดับ[30]

ตาราง 2.2 ค่าบิตข้อมูล สัญลักษณ์ที่ถูกมอดูเลต และเฟสของสัญญาณอินพุตที่มอดูเลตแบบ 4-QAM

Input data bits	Modulated symbols	Phase (degree)
11	1+j	45
01	-1+j	135
00	-1-j	225
10	1-j	315

หากสัญญาณเบสแบนด์สองสัญญาณคือ $m_1(t)$ และ $m_2(t)$ เราสามารถพิจารณาโครงสร้างของวงจรการกำเนิดสัญญาณ QAM ได้ดังแสดงในรูปที่ 2.14 [32]



รูปที่ 2.14 โครงสร้างวงจรมอดูเลตแบบ QAM

รูปที่ 2.14 แสดงสัญญาณเบสแบนด์ทั้งสองถูกป้อนเข้าสู่วงจรมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห์ 2 คลื่นพาห์ที่มีความถี่เดียวกันแต่มีเฟสต่างกัน -90 องศา จากนั้นนำสัญญาณที่ได้มารวมกัน ผลลัพธ์ที่ได้แสดงในรูปของสมการที่ (2.20)

$$S_{QAM}(t) = A_c m_1(t) \cos(2p f_c t) + A_c m_2(t) \sin(2p f_c t) \quad (2.20)$$

จากสมการสัญญาณ QAM นี้ $A_c m_1(t)$ จะถูกเรียกว่าเป็นองค์ประกอบอินเฟส (in-phase component) และเรียก $A_c m_2(t)$ ว่าเป็นองค์ประกอบควอดเรเจอร์ (quadrature component)

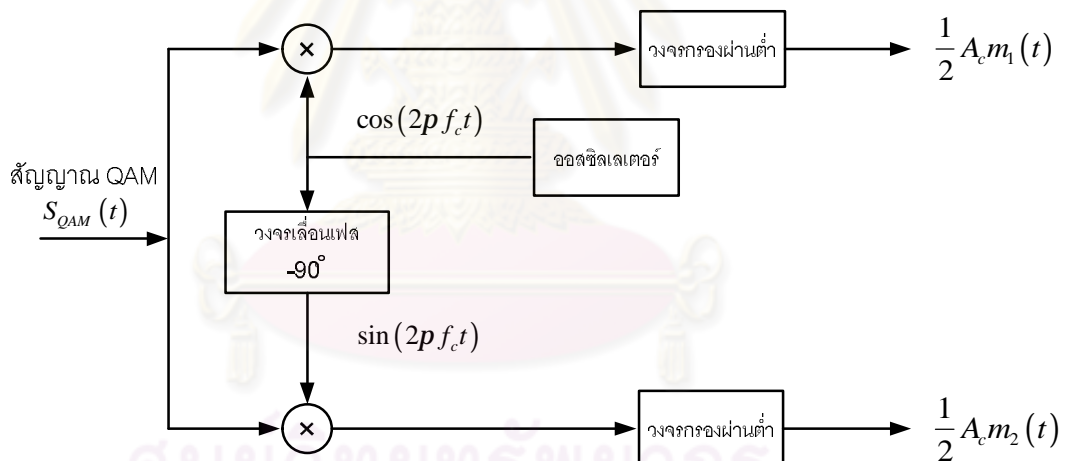
ส่วนวงจรมอดูเลตรับสัญญาณแบบ QAM มีโครงสร้างดังรูปที่ 2.15 แสดงสัญญาณ QAM ที่ได้ถูกแยกออกเป็นสองส่วน ส่วนแรกถูกนำไปคูณกับคลื่นสัญญาณ $\cos(2p f_c t)$ และนำไปผ่านวงจรรองผ่านต่ำก็จะได้สัญญาณเบสแบนด์ $\frac{1}{2} A_c m_1(t)$ สำหรับส่วนที่สองนำไปคูณกับคลื่นสัญญาณ $\sin(2p f_c t)$ และนำไปผ่านวงจรรองผ่านต่ำก็จะได้สัญญาณเบสแบนด์ $\frac{1}{2} A_c m_2(t)$ แต่ปัญหาหลักของการดีมอดูเลตสัญญาณ QAM คือการซิงโครไนซ์สัญญาณคลื่นพาห์ทั้งเชิงความถี่ และเฟสระหว่างสัญญาณ QAM กับสัญญาณที่กำเนิดจากโลคอลออสซิลเลเตอร์ให้ตรงกันตลอดเวลา มิฉะนั้นจะเกิดการรบกวนกันระหว่างสัญญาณที่ดีมอดูเลตได้ทั้งสอง ยกตัวอย่างเช่น หากมีความผิดพลาดเชิงเฟสของโลคอลออสซิลเลเตอร์ทั้งสองตัวไปด้วยค่าเท่ากับ

f_1 และ f_2 ตามลำดับ สัญญาณที่ได้จากวงจรถ่ายหลังจากผ่านวงจรกรองผ่านต่ำจะมีค่าเป็นดังสมการที่ (2.21) และ (2.22)

$$\frac{1}{2} A_c m_1(t) \cos(f_1) + \frac{1}{2} A_c m_2(t) \sin(f_1) \quad (2.21)$$

$$\frac{1}{2} A_c m_1(t) \sin(f_2) + \frac{1}{2} A_c m_2(t) \cos(f_2) \quad (2.22)$$

การแก้ปัญหาเรื่องการซิงโครไนซ์สามารถทำได้โดยอาศัยวงจร **costas loop** หรือในบางระบบอาจใช้การส่งสัญญาณความถี่คลื่นพาห้ที่มีกำลังต่ำควบคู่ไปกับสัญญาณ **QAM** พร้อมกัน สัญญาณแบบนี้เรียกว่า สัญญาณไพลอต (**pilot signal**) ที่ภาครับก็ต้องมีวงจรเพิ่มเติมที่ทำหน้าที่ดึงสัญญาณไพลอตออกมาใช้ในกระบวนการตีมอดูเลตแบบโคฮีเรนต์



รูปที่ 2.15 โครงสร้างวงจรถ่ายแบบ QAM

เนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณ **OFDM** ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นแบบ **QAM** จึงมีความจำเป็นที่จะต้องพิจารณาการวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดของการมอดูเลตแบบ **QAM** เพื่อใช้ในการวิเคราะห์คุณภาพของสัญญาณที่ส่งผ่านระบบ **PON**

การพิจารณาความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของการมอดูเลตแบบ **QAM** พิจารณาสัญญาณที่มอดูเลตแบบ **QAM** ในทริกนัลสเปซ โดยใช้ระเบียบวิธีของ **gram-schmidt** จะได้ว่า

สัญญาณ QAM แสดงได้ดังสมการ (2.23) โดย E คือ ค่าพลังงานของสัญญาณในหนึ่งบิต (signal energy per bit) และ T คือ คาบของการส่งหนึ่งบิตซึ่งมักจะกำหนดให้มีค่าเป็นจำนวนเท่าที่ลงตัวของคาบของสัญญาณคลื่นพาห้

$$s_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[2p f_c t + (2i-1)\frac{p}{4}] & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (2.23)$$

หรือใช้สูตรผลบวกของมุมทางตรีโกณมิติซึ่งสามารถเขียนสัญญาณ QAM ได้อีกรูปแบบหนึ่งดังสมการ (2.24)

$$s_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[(2i-1)\frac{p}{4}] \cos(2p f_c t) - \sqrt{\frac{2E}{T}} \sin[(2i-1)\frac{p}{4}] \sin(2p f_c t) & ; 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (2.24)$$

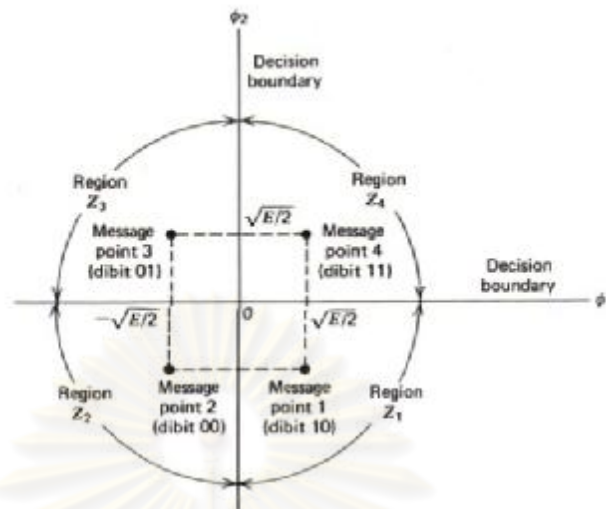
จะพบว่าฟังก์ชันเบซิสที่ orthonormal กันสองฟังก์ชันดังสมการ (2.25)

$$\begin{aligned} f_1(t) &= \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2p f_c t) & 0 \leq t \leq T \\ f_2(t) &= \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2p f_c t) & 0 \leq t \leq T \end{aligned} \quad (2.25)$$

นำสัญญาณ $s_i(t)$ มาเขียนในรูปของเวกเตอร์ที่มีฟังก์ชันเบซิส $f_1(t)$ และ $f_2(t)$ ได้ดังสมการที่ (2.26)

$$S_i = \begin{bmatrix} \sqrt{E} \cos\left((2i-1)\frac{p}{4}\right) \\ -\sqrt{E} \sin\left((2i-1)\frac{p}{4}\right) \end{bmatrix} \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (2.26)$$

รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะของสัญญาณ QAM ที่เกิดจากฟังก์ชันเบซิส $f_1(t)$ และ $f_2(t)$



รูปที่ 2.16 การมอดูเลตแบบ 4-QAM [30]

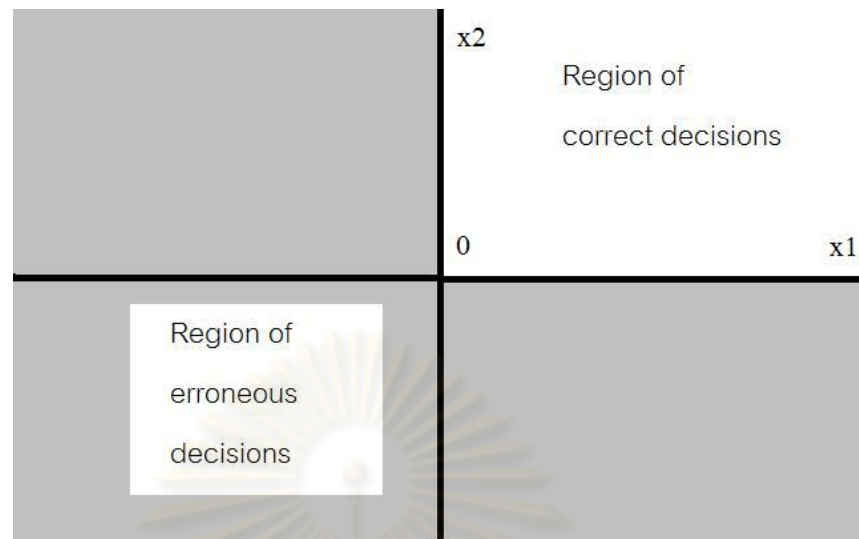
โดยสัญญาณที่รับได้สามารถแสดงได้ดังนี้โดย $w(t)$ คือสัญญาณรบกวนแบบไวท์เกาส์เซียน ที่มีค่าเฉลี่ยเป็น ศูนย์ และมี ความหนาแน่นเชิงความถี่ มีค่า $N_0/2$ ดังสมการที่ (2.27)

$$x(t) = s_i(t) + w(t) \quad 0 \leq t \leq T ; i=1,2,3,4 \quad (2.27)$$

สามารถแสดงค่าของ $x_1(t), x_2(t)$ ได้ดังสมการที่ (2.28)

$$\begin{aligned} x_1(t) &= \int_0^T x(t) f_1(t) dt = \sqrt{E} \cos \left[(2i-1) \frac{p}{4} \right] + w_1 \\ x_2(t) &= \int_0^T x(t) f_2(t) dt = -\sqrt{E} \sin \left[(2i-1) \frac{p}{4} \right] + w_2 \end{aligned} \quad (2.28)$$

รูปที่ 2.17 แสดงบริเวณที่สามารถตัดสินใจได้อย่างถูกต้องและบริเวณที่ตัดสินใจผิดพลาดโดยจะพิจารณาว่าส่งสัญญาณ $s_4(t)$



รูปที่ 2.17 บริเวณของการตัดสินใจตัดสินบิตเมื่อส่งสัญญาณ $s_4(t)$ [30]

เมื่อสมมติว่าส่งสัญญาณ $s_4(t)$ ออกไปจะได้ว่า ความน่าจะเป็นของการตัดสินใจถูกต้อง (probability of correct decision, P_c) จะมีค่า ดังสมการ (2.29) และ ความน่าจะเป็นในการตัดสินใจผิดพลาด (probability of error decision, P_e) จะมีค่าดังสมการ (2.33)

$$P_c = \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{pN_0}} \exp\left[-\frac{(x_1 - \sqrt{E/2})^2}{N_0}\right] dx_1 \cdot \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{pN_0}} \exp\left[-\frac{(x_2 - \sqrt{E/2})^2}{N_0}\right] dx_2 \quad (2.29)$$

$$z = \frac{(x_1 - \sqrt{E/2})}{N_0} = \frac{(x_2 - \sqrt{E/2})}{N_0} \quad (2.30)$$

$$P_c = \left[\frac{1}{\sqrt{p}} \int_{-\sqrt{E/2N_0}}^{\infty} \exp[-z^2] dz \right]^2 = \left(1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}} \right) \right)^2 \quad (2.31)$$

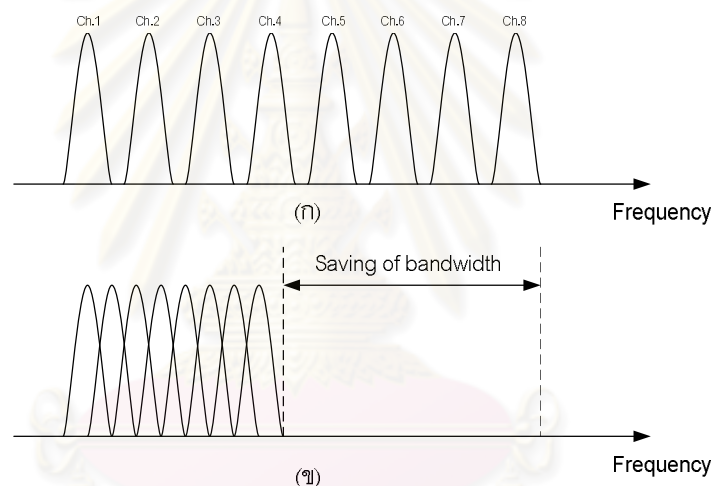
$$P_c = 1 - \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}} \right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}^2 \left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}} \right) \quad (2.32)$$

$$P_e = 1 - P_c = \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}} \right) - \frac{1}{4} \operatorname{erfc}^2 \left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}} \right) \quad (2.33)$$

2.5.2 การมอดูเลตสัญญาณแบบ OFDM

เมื่อความต้องการส่งข้อมูลด้วยอัตราข้อมูลสูง (high data rate) ทั้งการสื่อสารแบบไร้สาย และแบบมีสายมากยิ่งขึ้น ทำให้มีการพัฒนาเทคนิคการมอดูเลตเพื่อใช้ในการส่งข้อมูลเหล่านั้นคือ การใช้การมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ เช่น OFDM

เนื่องจาก OFDM เป็นการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ชนิดหนึ่งโดยจะส่งข้อมูลผ่านคลื่นพาห์ย่อยด้วยอัตราการส่งข้อมูลต่ำ แต่อาศัยจำนวนคลื่นพาห์ย่อยจำนวนมากทำให้สามารถส่งสัญญาณอัตราข้อมูลสูงได้ นอกจากนี้คลื่นพาห์ย่อยแต่ละคลื่นพาห์ที่ใช้สร้างสัญญาณ OFDM ยังสามารถมีการซ้อนทับกัน (overlapping) ของแถบความถี่ได้ดังแสดงในรูปที่ 2.18

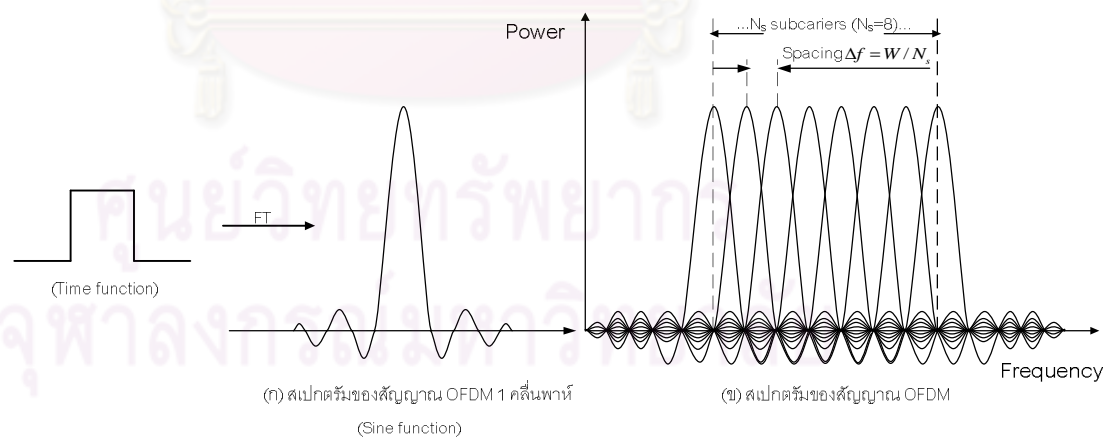


รูปที่ 2.18 หลักการสร้างสัญญาณ OFDM (ก) conventional nonoverlapping multicarrier technique(ข) overlapping multicarrier modulation technique

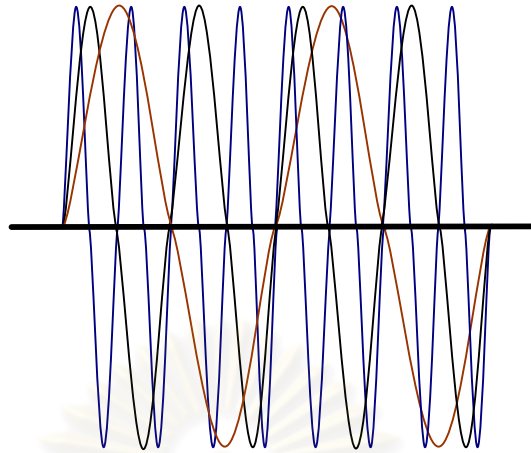
ในรูปที่ 2.18 (ก) แสดงสัญญาณจากคลื่นพาห์ย่อยที่ไม่มีการซ้อนทับกันแบบ conventional non-overlapping multicarrier technique และรูปที่ 2.18(ข) แสดงสัญญาณจากคลื่นพาห์ย่อยที่มีซ้อนทับกันแบบ overlapping multicarrier modulation technique โดยหลักการสร้างสัญญาณ OFDM นั้นใช้หลักการตามรูปที่ 2.18(ข) ทำให้ลดขนาดการใช้แบนด์วิดท์ได้ประมาณ 2 เท่า ดังนั้นการมอดูเลตสัญญาณแบบ OFDM สามารถใช้ประโยชน์จากสเปกตรัมที่มีอยู่อย่างจำกัดได้อย่างมีประสิทธิภาพเมื่อเทียบกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ (frequency division multiplexing: FDM) ดั้งเดิม แต่การซ้อนทับกันของคลื่นพาห์นั้น จำเป็นจะต้องมี

คุณสมบัติการตั้งฉาก (orthogonality) ซึ่งกันและกัน (โดยให้ความถี่ห่างกันเท่ากับ $\Delta f = 1/T_s$ เมื่อ T_s คือคาบเวลาของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม) โดยให้สเปกตรัมของคลื่นพาย่อยหนึ่ง ๆ มีค่าสูงที่สุดที่ความถี่กลางของคลื่นพาย่อยนั้น ในขณะที่คลื่นพาย่อยอื่น จะมีสเปกตรัมเป็นศูนย์ดังแสดงในรูปที่ 2.19 โดยในรูปที่ 2.19(ก) แสดงสเปกตรัมของสัญญาณ OFDM จำนวน 1 คลื่นพาย่อย และรูปที่ 2.19(ข) แสดงสเปกตรัมของสัญญาณ OFDM หลายคลื่นพาย่อยที่มีคุณสมบัติการซ้อนทับกันของแถบความถี่และมีความตั้งฉากซึ่งกันและกัน ทั้งนี้ลักษณะสเปกตรัมของคลื่นพาย่อยที่ซ้อนทับกันในลักษณะที่ตั้งฉากกันจะป้องกันไม่ให้เกิดการรบกวนจากการซ้อนทับกันของแถบความถี่แต่ละคลื่นพาย่อย ซึ่งทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาย่อย (inter-carrier interference: ICI) ได้

อีกทั้งการส่งสัญญาณผ่านคลื่นพาย่อยที่มีอัตราข้อมูลต่ำขนานกันไปสามารถลดความผิดพลาดในการรับส่งสัญญาณอันเนื่องมาจากดิสเพอร์ชัน ซึ่งส่งผลให้เกิด การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (inter symbol Interference: ISI) โดยความสัมพันธ์ของคลื่นในแต่ละคาบของสัญญาณ OFDM แสดงในรูปที่ 2.20 ซึ่งประกอบด้วยคลื่นพาย่อยจำนวน 3 คลื่นพาย่อย สังเกตได้ว่าช่วงเวลา 1 คาบของสัญลักษณ์คลื่นพาย่อยแต่ละตัวจะมีจำนวนคาบของคลื่นต่างกันเป็นจำนวนเต็มเสมอ [31]



รูปที่ 2.19 สเปกตรัมคลื่นพาย่อยของสัญญาณ OFDM



รูปที่ 2.20 สัญญาณ OFDM ที่ประกอบด้วยคลื่นพหุย่อย 3 คลื่นพหุ

2.5.2.1 กระบวนการสร้างสัญญาณ OFDM

การมอดูเลตชั้นแบบ OFDM ประกอบด้วยคลื่นพหุย่อย N_s คลื่น คลื่นพหุย่อยแต่ละคลื่นพหุจะถูกมอดูเลตในรูปสัญญาณเชิงซ้อน (d_i) แบบ M-phase shift keying (M-PSK) หรือ M-quadrature amplitude modulation (M-QAM) โดยให้ i เป็นดัชนีคลื่นพหุย่อย มี T_s เป็นคาบของสัญญาณ OFDM และ f_c เป็นความถี่คลื่นพหุหลัก โดยให้สัญญาณ OFDM เริ่มที่เวลา $t = t_s$ สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.34) [31]

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp \left(j2\pi \left(f_c - \frac{i+0.5}{T_s} \right) (t-t_s) \right) \right\}, t_s \leq t \leq t_s + T_s \quad (2.34)$$

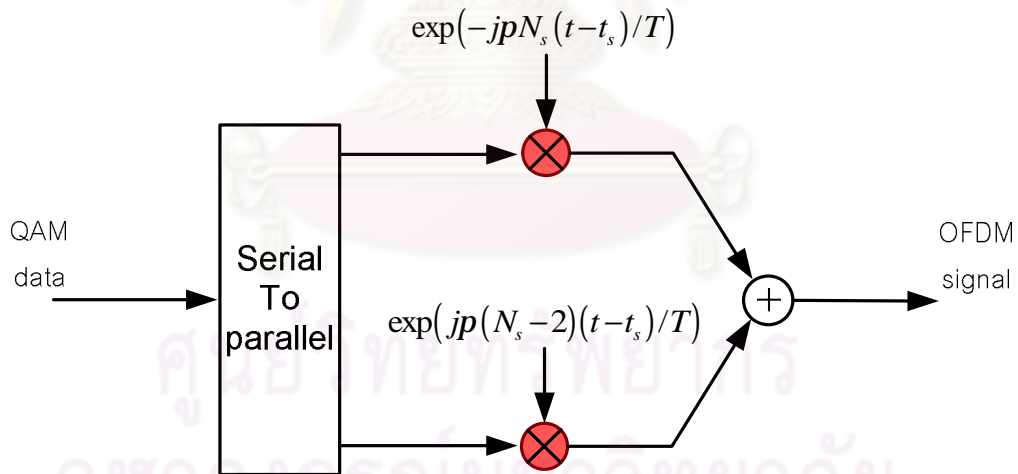
$$s(t) = 0, t < t_s \wedge t > t_s + T_s$$

โดยสามารถเขียนเป็นสมการสมมูลของสัญญาณเบสแบนด์ (baseband) ได้ดังสมการที่ (2.35)

$$s(t) = \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp \left(j2\pi \frac{i}{T_s} (t-t_s) \right), t_s \leq t \leq t_s + T_s \quad (2.35)$$

$$s(t) = 0, t < t_s \wedge t > t_s + T_s$$

โดยสมการที่ (2.35) คือสมการของสัญญาณเบสแบนด์ที่ใช้ในการส่งสัญญาณก่อนการมอดูเลตด้วยความถี่คลื่นพาห้หลัก f_c (ความถี่คลื่นวิทยุ (radio frequency) สำหรับการสื่อสารไร้สายหรือคลื่นพาห้แสงสำหรับการสื่อสารมีสายโดยระบบสัญญาณลักษณะของข้อมูลด้วยเลขเชิงซ้อนคือ $d_i = a_i^{(i)} + jb_q^{(i)}$, $i = 0, 1, \dots, N_s - 1$ และ $a_i^{(i)}, b_q^{(i)}$ คือองค์ประกอบของสัญญาณลักษณะข้อมูล d_i ในส่วนจริง และส่วนจินตภาพซึ่งแทนส่วนของอินเฟส (in phase) และควอดเรเจอร์เฟส (quadrature phase) ของสัญญาณ OFDM ตามลำดับ จากนั้นนำ $d_i, i = 0, 1, \dots, N_s - 1$ ไปคูณกับฟังก์ชัน cosine และ sine ของความถี่คลื่นพาห้หลักเพื่อสร้างสัญญาณ OFDM โครงสร้างการมอดูเลตสัญญาณ OFDM สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.21 เมื่อพิจารณาสัญญาณเชิงซ้อนเบสแบนด์ OFDM ตามสมการที่ (28) จะเห็นว่าเป็นการแปลงฟูเรียร์กลับ (inverse Fourier transform: IFT) ของสัญญาณอินพุต M-QAM จำนวน N_s คลื่นพาห้ย่อย ในกรณีที่สัญญาณไม่ต่อเนื่องจะทำการแปลงฟูเรียร์วิยุตกลับ (inverse discrete fourier transform: IDFT) ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.36)



รูปที่ 2.21 การมอดูเลตสัญญาณ OFDM

$$s(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i \exp\left(j2p \frac{in}{N}\right) \quad (2.36)$$

เมื่อแทนเวลา t ด้วยจำนวนการสุ่ม n และแทน N ด้วยจำนวนการคำนวณใน IDFT ซึ่งในทางปฏิบัติการแปลงนี้สามารถใช้ในการแปลงฟูเรียร์เร็วกลับ (inverse fast fourier transform: IFFT) แทนได้ โดยการใช้ IFFT จะช่วยลดความซับซ้อนของกระบวนการคำนวณใน IDFT ได้อีกทั้งยังส่งผลให้สามารถสร้างหน่วยประมวลผลสัญญาณ OFDM ได้ง่ายขึ้นอีกด้วย

หลักการดีมอดูเลตสัญญาณ OFDM ที่ภาครับมีกระบวนการที่ตรงข้ามกับการมอดูเลตสัญญาณที่ภาคส่ง การแปลงสัญญาณที่ภาครับนี้สัญญาณจะถูกส่งผ่านเข้าไปยังการแปลงฟูเรียร์เร็ว (fast fourier transform: FFT) โดยสัญญาณที่ถูกสร้างขึ้นจากการแปลง FFT สามารถเขียนแทนด้วยสมการที่ (2.37)

$$d'_i = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N_s-1} r(n) \exp\left(-j2\pi \frac{ni}{N}\right) \quad (2.37)$$

โดยมีความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุต-เอาต์พุตดังสมการที่ (2.38)

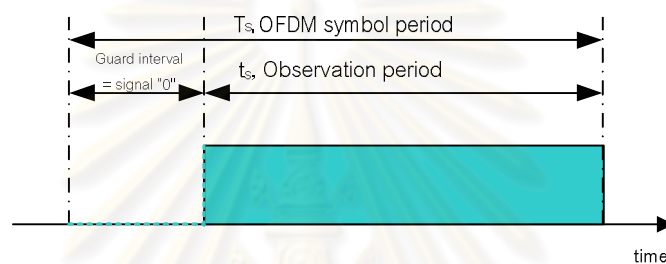
$$r(n) = h * s(n) + h(n) \quad (2.38)$$

เมื่อ $r(n)$ แทนสัญญาณ IFFT ที่ได้รับ (IFFT received symbols) h แทน convolution function $s(n)$ แทนสัญญาณ IFFT ที่ภาคส่ง (IFFT transmitted symbols) $h(n)$ แทนสัญญาณรบกวน (additive noise) การดีมอดูเลตสัญญาณ OFDM นั้นสัญญาณคลื่นพาห์จะอยู่ในโดเมนทางความถี่ ในทางปฏิบัติการแปลงสัญญาณแบบ FFT ที่ภาครับนี้จะถูกเลือกใช้แทนการแปลงสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่อง DFT (discrete fourier transform) ได้เช่นกัน

2.5.2.2 guard interval และ cyclic prefix extension

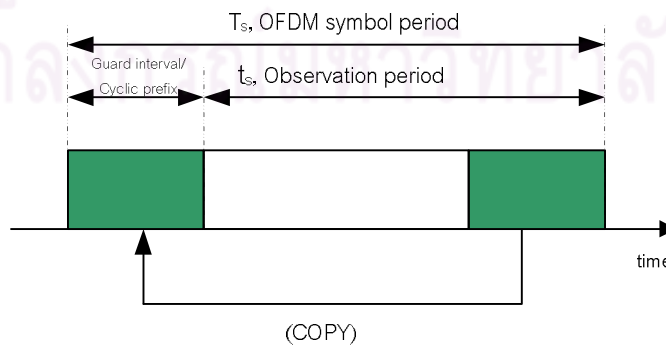
guard interval เป็นอีกหนึ่งวิธีที่สามารถแก้ไขปัญหาล้างในเรื่องเวลาประวิง (delay-spread) ในการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ ซึ่งการแบ่งกระแสข้อมูลอินพุตไปบนคลื่นพาห์ย่อย N_s ตัว จะทำให้คาบของสัญลักษณ์มีค่าเพิ่มเป็น N_s เท่าด้วย และเพื่อที่จะกำจัดผลของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ISI) โดยสมบรูณ์ guard interval ต้องมีขนาดใหญ่มากกว่าเวลาประวิงที่เกิดขึ้น เพื่อไม่ให้สัญญาณของสัญลักษณ์หนึ่งไปรบกวนสัญลักษณ์ถัดไป

รูปแบบของ **guard interval** สามารถมีได้หลายรูปแบบซึ่งอาจเป็นเติมสัญลักษณ์ค่า 0 อย่างต่อเนื่องเพิ่มเข้าไปในสัญลักษณ์ OFDM ก็ได้ดังตัวอย่างในรูปที่ 2.22 ซึ่งแสดงตัวอย่างของ สัญลักษณ์ OFDM ที่เป็นการเพิ่ม **guard interval** ในรูปแบบที่สัญลักษณ์เท่ากับ 0 โดยส่วนต้นของ สัญลักษณ์ OFDM จะไม่ประกอบด้วยสัญลักษณ์ใด ๆ ทำให้สิ้นเปลืองช่วงเวลาของการส่งสัญญาณ ไป โดยรูปแบบของ **guard interval** ลักษณะนี้จะก่อให้เกิดผลของการแทรกสอดระหว่าง ช่องสัญญาณ (ICI) ซึ่งเกิดจากการสูญเสียการตั้งฉากระหว่างคลื่นพาหีย่อยแต่ละตัว



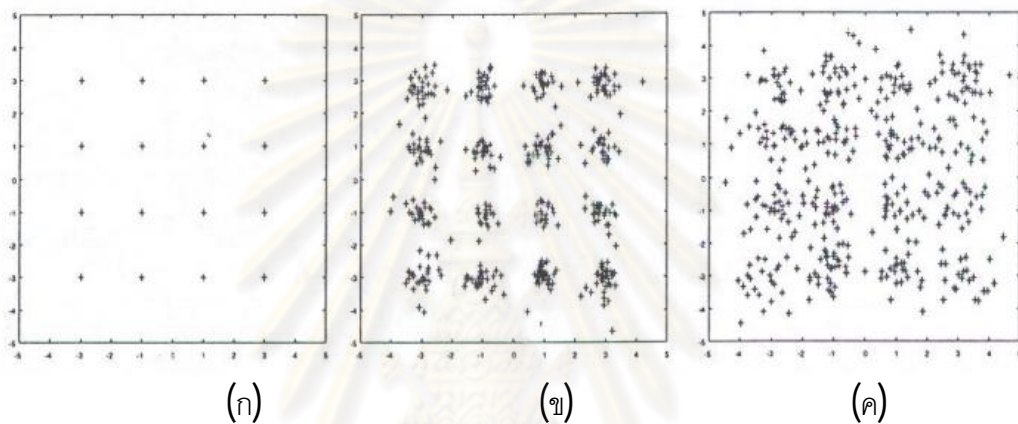
รูปที่ 2.22 การเติม **guard interval** โดยใช้สัญลักษณ์เท่ากับ 0

จากนั้นจึงได้มีการกำจัดการเกิด ICI โดยการเติม **guard interval** ในรูปแบบที่เป็นแบบ **cyclic extension** หรือ **cyclic prefix extension** ดังแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.23 ซึ่งเป็นการคัดลอก ส่วนท้ายสุดของสัญลักษณ์ OFDM แล้ววางลงส่วนหน้าของสัญลักษณ์ OFDM เพื่อทำหน้าที่เป็น **guard interval** โดยการเติม **guard interval** ที่เป็นแบบ **cyclic prefix extension** จะไม่ทำให้เกิด ICI



รูปที่ 2.23 การทำ **cyclic prefix extension**

รูปที่ 2.24 แสดงผลของเวลาประวิงต่อสัญญาณ 16-QAM มอดูเลตแบบ OFDM ใช้จำนวนคลื่นพาห่อย่อย 48 คลื่นพาห้ในการส่ง โดยรูปที่ 2.24 (ก) คือสัญญาณที่ภาครับในกรณีที่ค่าเวลาประวิงน้อยกว่า guard interval รูปที่ 2.24(ข) คือสัญญาณที่ภาครับในกรณีที่ค่าเวลาประวิงมากกว่า guard interval extension อยู่ 3% และ รูปที่ 2.24(ค) คือสัญญาณที่ภาครับในกรณีที่ค่าเวลาประวิงมากกว่า guard interval extension อยู่ 10% พบว่าหากค่าเวลาประวิงมีมากกว่า guard interval extension มากขึ้นจะทำให้ภาครับสัญญาณมีความผิดพลาดในการตัดสินใจข้อมูลมากขึ้นตามลำดับ

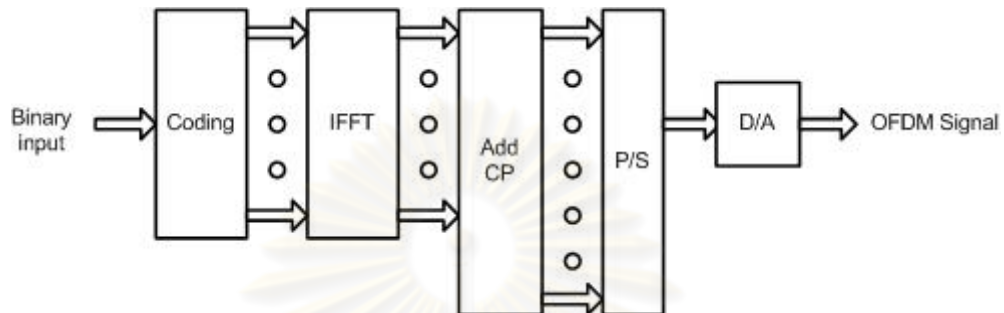


รูปที่ 2.24 ผลของเวลาประวิงต่อสัญญาณ OFDM เมื่อเวลาประวิงมีค่าต่างกัน

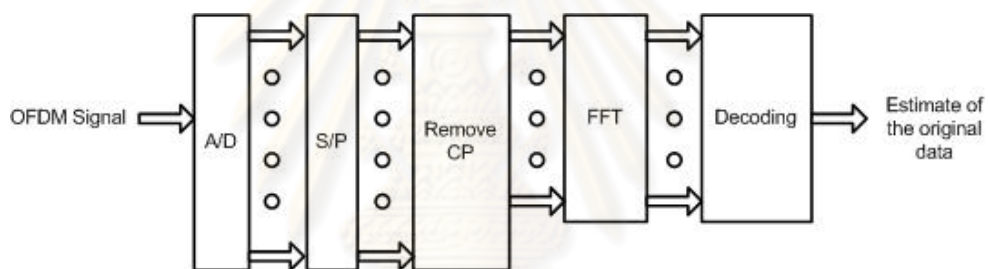
2.5.2.3 กระบวนการที่ภาคส่งและภาครับสัญญาณ OFDM

นอกจากการแปลง IFFT, FFT และการเติม cyclic prefix extension ดังที่ได้กล่าวไปแล้ว ในหัวข้อที่ผ่านมา ระบบ OFDM ยังมีกระบวนการต่าง ๆ ซึ่งสามารถเขียนเป็นไดอะแกรมแสดงกระบวนการในเครื่องรับ-ส่งสัญญาณ OFDM แสดงในรูปที่ 2.25 โดยรูปที่ 2.25(ก) แสดงโครงสร้างการมอดูเลตสัญญาณ OFDM ที่ภาคส่ง (transmitter) โดยเริ่มจากสัญญาณดิจิทัลที่มีความเร็วสูงถูกแบ่งเป็นกลุ่มย่อยที่มีความเร็วต่ำจำนวนหลายกลุ่ม ส่งแบบขนานไปเข้ารหัส (coding) จากนั้นกลุ่มข้อมูลที่เข้ารหัสแล้วจะถูกนำไปมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห่อย่อยเช่น QAM หรือ PSK แล้วสัญญาณถูกมอดูเลตแล้วจะส่งผ่านเข้าไปยังกระบวนการแปลงฟูเรียร์เร็วกลับ จากนั้นสัญญาณจะถูกแปลงจากรูปแบบขนานให้อยู่ในรูปแบบอนุกรม (parallel to serial: P/S) ข้อมูลในโดเมนเวลารูปแบบอนุกรมนี้จะถูกนำไป cyclic prefix extension เพื่อป้องกันการเกิด ISI

และICI แล้วจะถูกส่งผ่านการแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณแอนะล็อก (digital to analog convertor: DAC) จึงได้สัญญาณ OFDM ส่วนในภาครับ (receiver) แสดงในรูปที่ 2.25(ข)จะมีกระบวนการตรงข้ามกับกระบวนการส่งสัญญาณ



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.25 กระบวนการสร้างสัญญาณ OFDM ที่เครื่องส่ง (ก) และกระบวนการรับสัญญาณที่เครื่องรับ (ข)

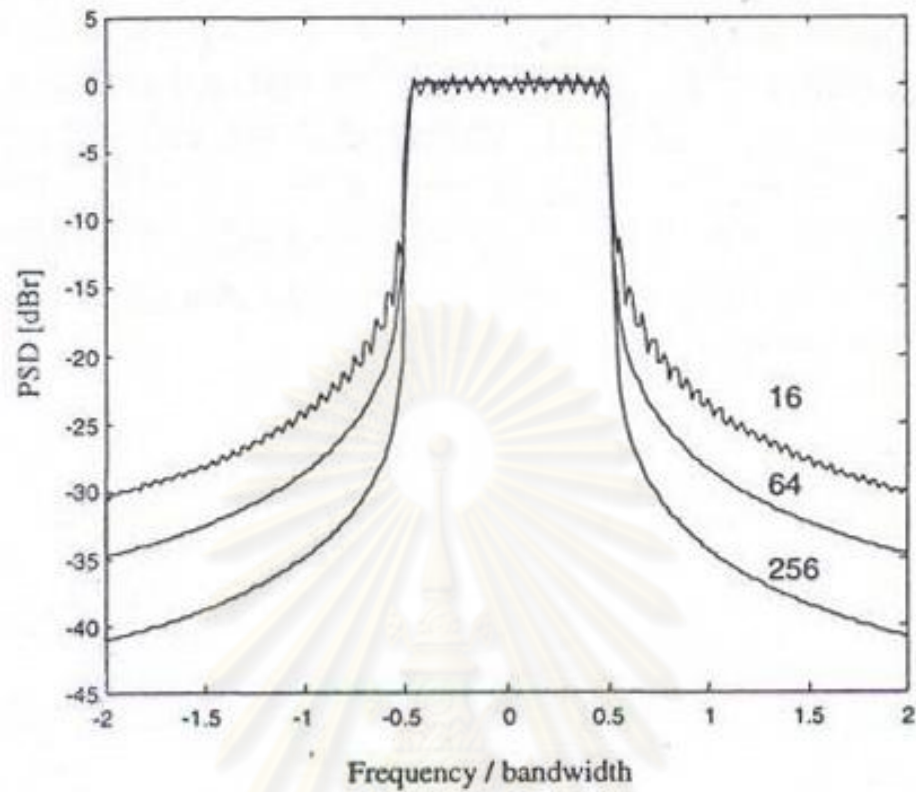
2.5.2.4 การทำ Windowing

จากที่ได้กล่าวถึงกระบวนการสร้างสัญญาณ OFDM ในหัวข้อที่ผ่านมาจะพบว่ากรรมมอดูเลตแบบ OFDM นั้นเป็นการส่งสัญญาณผ่านคลื่นพาห่อย่อยหลายคลื่นพาห่ด้วยอัตราข้อมูลต่ำแล้วนำสัญญาณนั้นไปผ่านกระบวนการ IFFT การส่งข้อมูลผ่านคลื่นพาห่อย่อยและการแปลงฟูเรียร์ของสัญญาณนั้นทำให้เกิดแบนด์วิดท์ส่วนเกิน (out of band) ได้ซึ่งหากพิจารณาการแปลงฟูเรียร์ของพัลส์สี่เหลี่ยมจะทำให้เกิดสัญญาณในทางความถี่อยู่ในรูปแบบของฟังก์ชันซิงก์ (sinc function) โดยถ้าคาบของพัลส์สี่เหลี่ยมมีค่าน้อยก็ทำให้ฟังก์ชันซิงก์มีพลังงานที่ความถี่ที่ฮาร์มอนิกต่างๆ

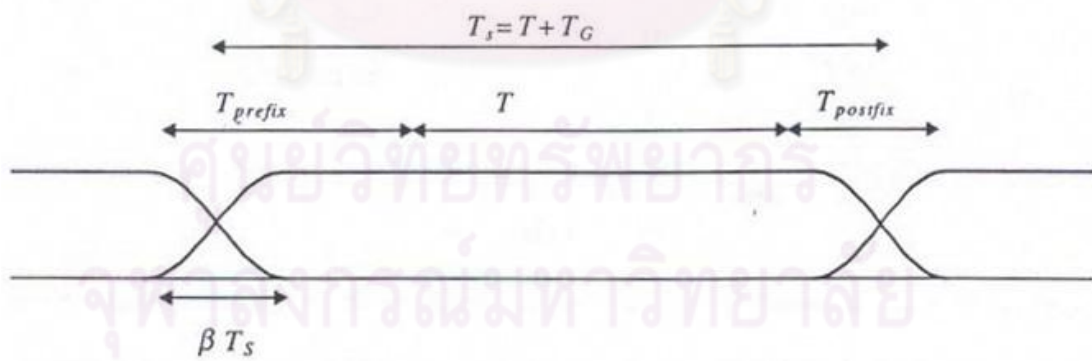
มากทำให้เกิด แบนด์วิดท์ส่วนเกิน อีกทั้งการเกิดเปลี่ยนแปลงเฟสที่ขอบของสัญลักษณ์ **ofdm** เนื่องจากการมอดูเลตเชิงเฟส ซึ่งเป็นสาเหตุของค้ประกอบความถี่สูงก็ทำให้เกิดแบนด์วิดท์ส่วนเกินได้ รูปที่ 2.26 แสดงแถบความถี่ส่วนเกินที่จำนวนคลื่นพาห่อย่อยจำนวนต่างๆกัน ที่ 16, 64 และ 256 จะเห็นว่าเมื่อเพิ่มจำนวนคลื่นพาห่อย่อยขึ้นจะทำให้แบนด์วิดท์ส่วนเกินน้อยลง โดยข้อเสียของการเกิดแบนด์วิดท์ส่วนเกินคือการใช้แบนด์วิดท์อย่างไม่มีประสิทธิภาพ ได้รับผลกระทบของสัญญาณรบกวนมากขึ้น และ สิ้นเปลืองพลังงานในการส่งสัญญาณ การลดแบนด์วิดท์ส่วนเกินสามารถทำได้โดยการคูณสัญญาณทางเวลาด้วยฟังก์ชัน **windowing** ซึ่งเป็นฟังก์ชันเรสโคไซน์ดังแสดงไว้ในสมการที่ (2.39) เมื่อ T_s คือคาบเวลาของสัญลักษณ์ และ b คือค่าสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชันเรสโคไซน์ การคูณทางเวลาด้วยฟังก์ชัน **windowing** นี้ทำให้แอมพลิจูดในช่วงที่เกิดการเปลี่ยนแปลงเฟสมีความราบเรียบแล้วเข้าใกล้ศูนย์ดังแสดงในรูปที่ 2.27 เมื่อแปรค่า b ต่างๆกันจะได้ลักษณะแบนด์วิดท์ดังรูปที่ 2.28 ซึ่งแสดงแบนด์วิดท์ของสัญญาณ **ofdm** ที่คูณทางเวลาด้วยฟังก์ชัน **windowing** ที่มีค่า b 0, 0.025, 0.05 และ 0.1 พบว่าเมื่อ b มีค่ามากขึ้นจะทำให้แบนด์วิดท์ส่วนเกินลดลง

$$w(t) = \begin{cases} 0.5 + 0.5 \cos\left(p + \frac{tp}{bT_s}\right); & 0 \leq t \leq bT_s \\ 1 & ; bT_s \leq t \leq T_s \\ 0.5 + 0.5 \cos\left(\frac{(t-T_s)p}{bT_s}\right) & ; T_s \leq t \leq (1+b)T_s \end{cases} \quad (2.39)$$

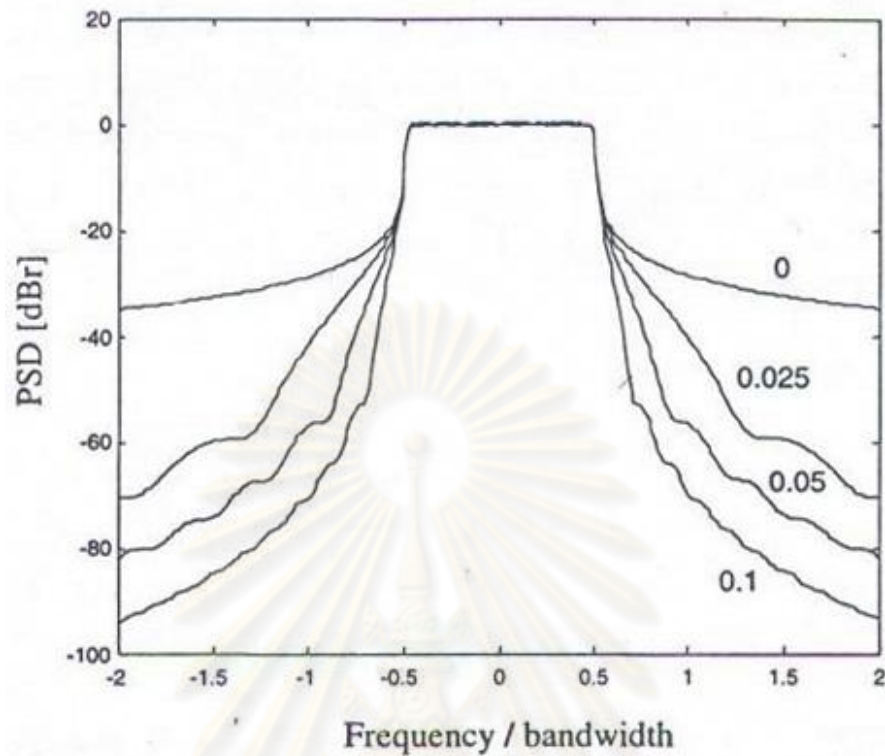
ศูนย์วิทยุทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 2.26 แบนด์วิดท์ของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่จำนวนคลื่นพาห่อย่อยเท่ากับ 16, 64 และ 256

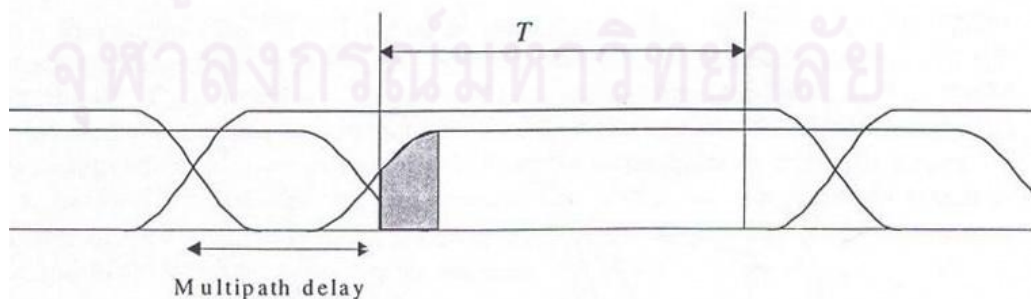


รูปที่ 2.27 สัญญาณ OFDM ทางเวลาเมื่อผ่านการคูณฟังก์ชัน windowing



รูปที่ 2.28 แบนด์วิดท์ของสัญญาณ OFDM ที่คุณฟังก์ชัน windowing โดย b มีค่า 0, 0.025, 0.05 และ 0.1

การทำ windowing นั้นนอกจากวิธีการคูณด้วยฟังก์ชันเรซโคไซน์ยังสามารถใช้วิธีการกรองความถี่ก็ได้ โดยผลกระทบในการทำ windowing นั้นจะส่งผลให้เกิดปัญหา ICI เนื่องจากแอมพลิจูดของสัญญาณที่ขอบของสัญลักษณ์ OFDM ต่ำลงทำให้เกิดความไม่ตั้งฉากของสัญญาณ OFDM ดังแสดงในรูปที่ 2.29



รูปที่ 2.29 การเกิด ICI เนื่องคุณสัญญาณ OFDM ด้วยฟังก์ชัน windowing

2.5.3 การมอดูเลตแบบ SSB

การมอดูเลตสัญญาณแบบ SSB คือการมอดูเลตสัญญาณวิธีหนึ่งที่ลดขนาดของแบนวิดท์ที่ต้องใช้ในการส่งสัญญาณเหลือเพียงครึ่งหนึ่งซึ่งเท่ากับ W (กำหนดให้แบนวิดท์ของสัญญาณเบสแบนด์เท่ากับ W) โดยปกติการส่งสัญญาณแบบ double sideband-suppressed carrier (DSB-SC) นั้นจะต้องใช้ขนาดแบนวิดท์ของสัญญาณเบสแบนด์เท่ากับ $2W$ ในการส่งสัญญาณ เมื่อพิจารณาจากสเปกตรัมของสัญญาณทั้ง 2 ประเภทจะพบว่าส่วนของไซด์แบนด์ด้านบน และด้านล่างจะมีข้อมูลของสัญญาณเบสแบนด์อยู่เหมือนกันทุกประการ ดังนั้นจุดเด่นในการเลือกใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบ SSB คือการเลือกส่งสัญญาณเพียงไซด์แบนด์เพียงด้านใดด้านหนึ่งเท่านั้น จะช่วยให้เราสามารถส่งสัญญาณได้ปริมาณมากขึ้นเป็นเท่าตัวเมื่อเทียบกับการมอดูเลตแบบ DSB-SC หรือวิธีการมอดูเลตสัญญาณแอมพลิจูด (amplitude modulation: AM) และการมอดูเลตสัญญาณแบบ SSB ยังมีประสิทธิภาพการใช้แบนด์วิดท์ที่คุ้มค่ามากกว่าการมอดูเลตแบบ DSB-SC หรือ การมอดูเลตแบบ AM อีกด้วย

บทที่ 3

การวิเคราะห์ปัจจัยที่เกี่ยวข้องกับการสื่อสารสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแสงบน

โครงข่ายเข้าถึงแบบพาสซีฟ

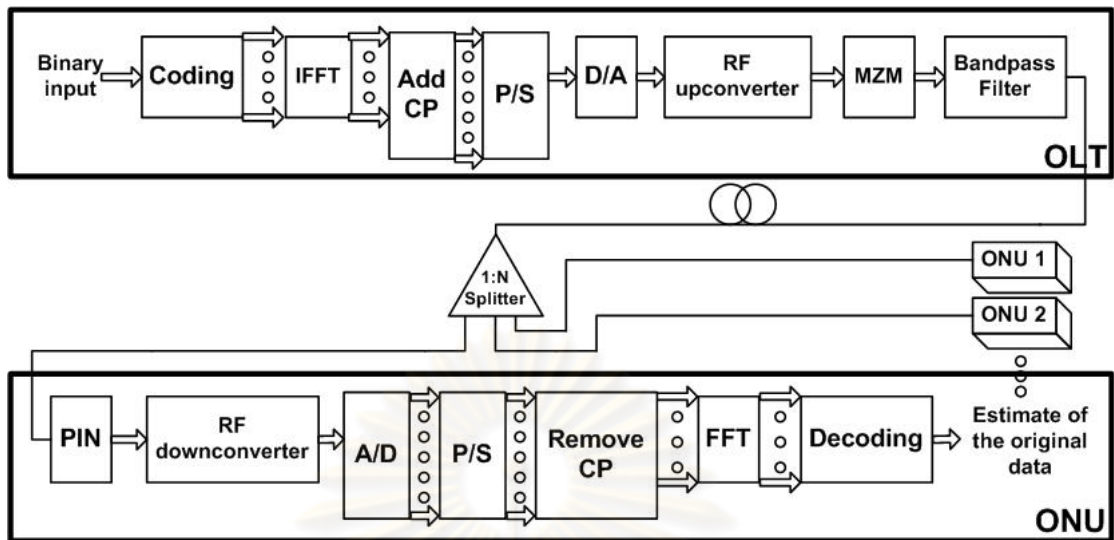
ในบทที่ 2 ได้กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็ม การสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสง และ โครงข่าย PON เบื้องต้นไปแล้ว และในบทนี้จะเป็น การวิเคราะห์เชิงทฤษฎีถึงปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อ การสื่อสารสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแสงบนโครงข่าย PON ซึ่งประกอบไปด้วย linewidth ของเครื่องกำเนิดสัญญาณแสง กำลังส่งของสัญญาณ จำนวนคลื่นพาห่อย่อยที่ใช้ ดิสเพอร์ชันและความชันของดิสเพอร์ชัน ปราคฏุกาการณ์เคอร์ cyclic prefix extension และ การทำ windowing โดยการวิเคราะห์ถึงปัจจัยข้างต้นซึ่งส่งผลกระทบต่อคุณภาพของสัญญาณ OFDM และเพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบโครงข่าย OFDM-PON ให้มีประสิทธิภาพสูงที่สุดและสอดคล้องกับอุปกรณ์ในทางปฏิบัติ นอกจากนี้ยังตรวจสอบผลของปัจจัยดังที่ได้กล่าวมาข้างต้นกับการจำลองระบบ OFDM-PON ด้วยโปรแกรม Optisys 8.0

3.1 แบบจำลองระบบสื่อสารสัญญาณโอเอฟดีเอ็มผ่านเส้นใยแสงบนโครงข่าย PON

เนื่องจากโครงข่าย OFDM-PON นั้นเป็นเรื่องที่นำเสนอขึ้นมาใหม่ในหัวข้อนี้จึงได้นำเสนอโครงสร้างของระบบ OFDM-PON ซึ่งเป็นการใช้การมอดูเลตแบบ OFDM บนโครงข่ายแบบ PON แทนการมอดูเลตสัญญาณแบบ NRZ ซึ่งใช้ทั่วไปในมาตรฐาน EPON, GPON, 10G-EPON โดยจะแยกพิจารณาเป็นกระบวนการในภาค downlink และ ภาค uplink ตามลำดับ

3.1.1 ภาค downlink

ในการสื่อสารสัญญาณจะมีการสื่อสารสัญญาณทั้งสองทิศทางประกอบไปด้วยภาค downlink และ uplink ทั้งนี้โครงสร้างโดยละเอียดในภาค downlink แสดงได้ดังรูปที่ 3.1



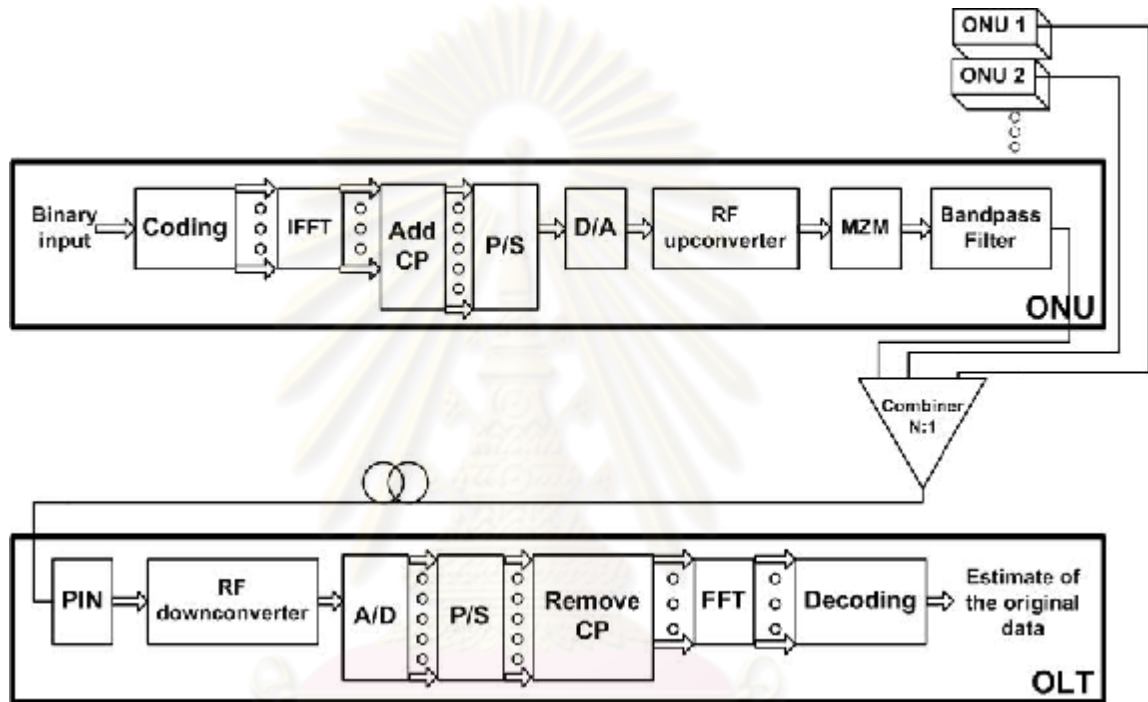
รูปที่ 3.1 แผนภาพโครงสร้างระบบ OFDM-PON ภาค downlink

โดยโครงสร้างของ OFDM-PON นั้นประกอบไปด้วยส่วนที่เป็น OLT เส้นใยแสง 1:N power splitter และ ONU เริ่มต้นจากส่งสัญญาณ OFDM ที่ OLT โดยการนำข้อมูลซึ่งเป็นเลขฐานสองมานั้นเข้ารหัสแบบ QAM แล้วแปลงเป็นข้อมูลแบบขนาน ส่งเข้าไปผ่านกระบวนการ IFFT ผลลัพธ์ที่ได้จากการแปลงสัญญาณด้วยกระบวนการ IFFT จะถูกเติม cyclic prefix และแปลงกลับไปเป็นข้อมูลแบบอนุกรมอีกครั้ง ต่อมานำข้อมูลเชิงเลขแบบอนุกรมที่ได้ไปผ่าน DAC จะได้ข้อมูลแบบต่อเนื่องแล้วจึงนำไปมอดูเลตแบบ QAM กับสัญญาณคลื่นพาห์ จากนั้นนำสัญญาณที่ได้ไปมอดูเลตแสงโดยจะทำการมอดูเลตภายนอกโดยใช้อุปกรณ์มาสเซนเดอร์ (mach-zender modulator : MZM) โดยจะมีการ normalize สัญญาณไฟฟ้าขาเข้าและไบแอสสัญญาณโดยตัวมอดูเลเตอร์เพื่อให้สัญญาณ OFDM มีค่ามากกว่าศูนย์เสมอเพื่อหลีกเลี่ยงการคลิพของสัญญาณ สุดท้ายนำสัญญาณแสงที่ได้ผ่านวงจรกรองผ่านแถบแบบเกาส์เซียนเพื่อเพื่อกำจัดแถบความถี่ที่ซ้ำซ้อนในสัญญาณ OFDM แสงออกไปจะได้สัญญาณแบบ OFDM แบบ SSB ออกมาจากนั้นส่งสัญญาณ OFDM ที่ได้ส่งผ่านเส้นใยแสงชนิด G652.D โดยไม่มีการชดเชยใดๆระหว่างการสื่อสารสัญญาณ ต่อมาสัญญาณจะต้องผ่าน power splitter โดยจะมีอัตราการแบ่งกำลังสัญญาณตามมาตรฐานของโครงข่าย PON โดยสัญญาณที่ได้จะส่งไปยัง ONU ทุกตัวด้วยกำลังของสัญญาณเท่าๆกัน จากนั้น ONU จะทำการรับสัญญาณแสงที่ได้โดยใช้ตัวแปลงสัญญาณแสง

เป็นไฟฟ้าแบบ PIN จากนั้นนำสัญญาณไฟฟ้าที่ได้ทำกระบวนการย้อนกลับจากขั้นตอนการสร้างสัญญาณที่ OLT จะได้บิตข้อมูลออกมา

3.1.2 โครงสร้างระบบ OFDM-PON ภาค Uplink

โครงสร้างระบบ OFDM-PON ภาค Uplink มีรายละเอียดดังแสดงในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 แผนภาพโครงสร้างระบบ OFDM-PON ภาค Uplink

รูปที่ 3.2 แสดงถึงแผนภาพบล็อกของโครงสร้างระบบ OFDM-PON ในภาค Uplink โดยโครงสร้างนั้นจะประกอบไปด้วยส่วนที่เป็น ONU เส้นใยแสง 1:N power Combiner และ OLT เริ่มต้นจากสร้างสัญญาณ OFDM ที่ ONU โดยใช้กระบวนการสร้างสัญญาณแบบเดียวกับที่ OLT ใช้ในภาค Downlink จากนั้นสัญญาณจาก ONU ทุกตัวจะมารวมกันที่ power combiner การรวมกันของสัญญาณนี้เป็นการเข้าถึงแบบแบ่งทางเวลา โดย ONU จะทำการส่งสัญญาณ signaling ไปยัง OLT เพื่อขอใช้ช่องสัญญาณ จากนั้น OLT จะตรวจสอบช่องสัญญาณจากนั้นจะจัดสรรช่องสัญญาณให้แก่ ONU แบบพลวัตรจึงทำให้การรวมสัญญาณที่ power combiner ไม่

เกิดการชนกันของสัญญาณ โดยจำนวนของ ONU ที่สามารถเข้าใช้ระบบเป็นไปตามมาตรฐานของโครงข่าย PON จากนั้นสัญญาณ OFDM ที่ได้จะถูกส่งผ่านเส้นใยแสงชนิด G652.D โดยไม่มีการชดเชยใดตลอดการสื่อสารสัญญาณ จากนั้น OLT จะทำการรับสัญญาณแสงที่ได้โดยใช้ตัวแปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าแบบ PIN แล้วทำกระบวนการย้อนกลับจากขั้นตอนการสร้างสัญญาณที่ ONU จะได้บิตข้อมูลออกมา

3.2 ปัจจัยที่ส่งผลต่อการสื่อสารสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแสง

การสื่อสารสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแสงมีปัจจัยหลายประการที่ส่งผลต่อความผิดเพี้ยนของสัญญาณซึ่งนำมาสู่การตัดสินใจผิดพลาดโดยในหัวข้อนี้จะพิจารณาเกี่ยวกับปัจจัยต่างๆดังนี้

3.2.1 Linewidth ของตัวกำเนิดสัญญาณแสง

การมอดูเลตสัญญาณแบบ OFDM อ่อนไหวต่อความผิดเพี้ยนทางเฟสเนื่องจากภาครับสัญญาณนั้นจะทำการแปลงสัญญาณเป็นข้อมูลจากเฟสของสัญญาณภาครับ ปัจจัยหนึ่งซึ่งก่อให้เกิดความผิดเพี้ยนเชิงเฟสก็คือ **phase noise** ซึ่งอาจหมายถึงความถี่ linewidth ของตัวกำเนิดสัญญาณแสงก็ได้ โดยหากพิจารณาอัตราการเปลี่ยนแปลงเฟสเทียบกับเวลาพบว่าค่าที่ได้คือความถี่ ดังนั้นการใช้ตัวกำเนิดสัญญาณแสงที่ไม่ได้ประกอบด้วยคลื่นความถี่เดียวจะก่อให้เกิดความผิดเพี้ยนเชิงเฟสอีกทั้งยังก่อให้เกิดปัญหา ICI อันเนื่องมาจากคลื่นพาร์ย่อยแต่ละคลื่นพาร์ไม่ได้มีความถี่ต่างกันอีกต่อไปโดยสามารถแสดงการลดต่ำลงของค่า S/N ในกรณีไม่ได้ส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณใดๆพิจารณาเฉพาะผลเนื่องมาจาก linewidth ได้ดังสมการ (3.1) [31]

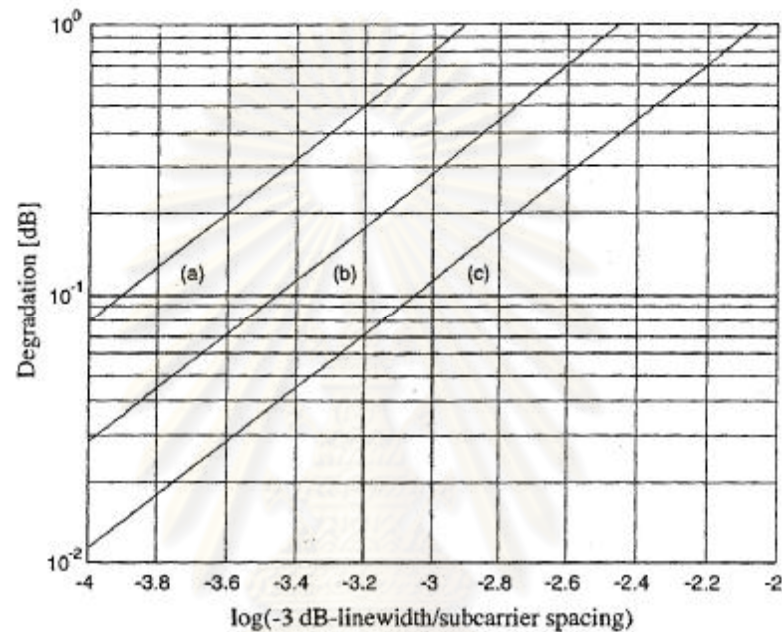
$$D_{phase} \cong \frac{11}{6 \ln 10} 4pbT \left(\frac{E_s}{N_0} \right) \quad (3.1)$$

เมื่อ b คือ linewidth ของคลื่นพาร์

T คือ คาบของสัญญาณลักษณะ OFDM

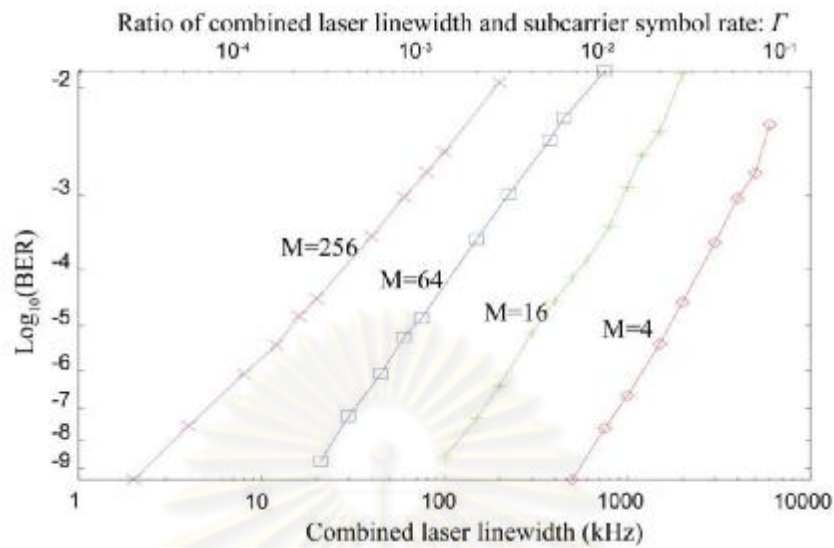
ผลอันเนื่องมาจาก linewidth ของคลื่นพาร์แสดงได้ดังรูปที่รูปที่ 3.3 โดยแกน Y แสดงการลดต่ำลงของค่า S/N ของสัญญาณ OFDM และ แกน X แสดงค่าอัตราส่วนของ linewidth ต่อระยะห่างระหว่างคลื่นพาร์ย่อยในสเกล log เส้น (a) มีการมอดูเลตแบบ 64-QAM ใช้ $E_s / N_0 = 19$ dB เส้น (b) มีการมอดูเลตแบบ 16-QAM ใช้ $E_s / N_0 = 14.5$ dB และเส้น (c) มีการมอดูเลต

แบบ 4-QAM ใช้ $E_s / N_0 = 10.5$ dB เพื่อให้ได้อัตราบิดผิดพลาดที่ 10^{-6} เท่ากันทั้งหมด พบว่า เมื่อเพิ่ม อัตราส่วนของ linewidth ต่อ ระยะห่างของคลื่นพาห์ย่อยมากขึ้นจะทำให้มีการลดลงของค่า S/N มากยิ่งขึ้น ดังนั้นหากใช้ตัวกำเนิดคลื่นแสงที่มี linewidth มากขึ้นก็จะส่งผลให้ภาครับสัญญาณมีความผิดพลาดในการตัดสินใจมากขึ้นด้วย



รูปที่ 3.3 ผลของ linewidth ต่อสัญญาณ OFDM [31]

โดยเมื่อพิจารณาการสื่อสารสัญญาณแสงใน [33] ได้แสดงผลกระทบของ linewidth ของตัวกำเนิดสัญญาณแสงในระบบ coherent optical OFDM transmission โดยเป็นการจำลองผลการมอดูเลต M-QAM-OFDM ที่ค่า M ต่างๆกัน ผลที่ได้แสดงได้ดังรูปที่ 3.4 พบว่าอัตราบิดผิดพลาดจะเพิ่มขึ้นเมื่อใช้ linewidth กว้างขึ้นสำหรับทุกๆค่า M โดยเมื่อมอดูเลตที่ M=4 จะต้องใช้ตัวกำเนิดสัญญาณแสงที่มี linewidth ในระดับ 1000 kHz-10000 kHz เพื่อสื่อสารสัญญาณ OFDM ที่ใช้คลื่นพาห์ย่อย 128 คลื่นพาห์ และ อัตราสัญลักษณ์สำหรับแต่ละคลื่นพาห์คือ 73.5 Msymbol/s ส่งสัญญาณแสงที่มีความยาวคลื่น 1550 nm

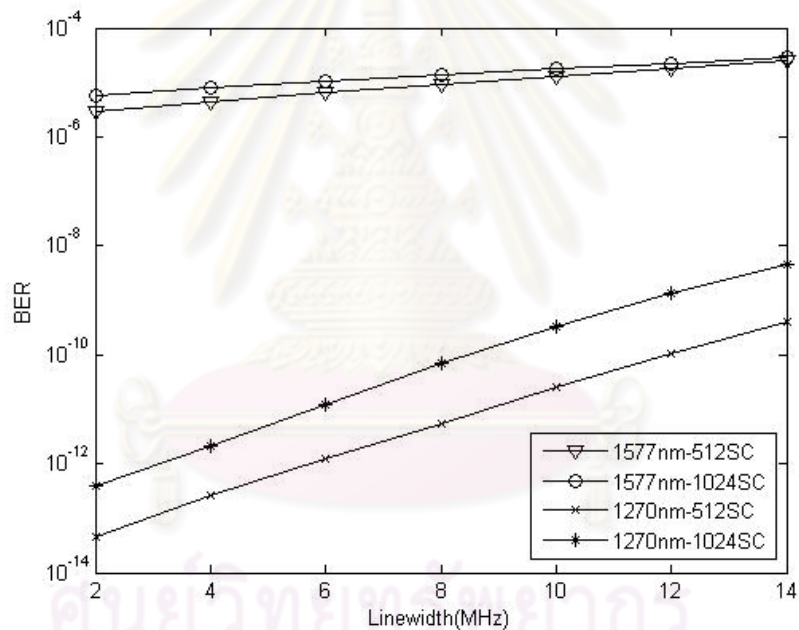


รูปที่ 3.4 ผลจาก linewidth สำหรับระบบ coherent optical OFDM transmission [33]

ผลของ phase noise หรือ linewidth จากการวิเคราะห์ข้างต้นทำให้สามารถพิจารณา ระบบ OFDM-PON ซึ่งมีการใช้ตัวกำเนิดสัญญาณแสงเพื่อมอดูเลตสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณ แสงเช่นเดียวกันดังนั้นผลของ linewidth ของตัวกำเนิดสัญญาณแสงย่อมส่งผลกระทบต่อความผิดเพี้ยน ทางเฟสของสัญญาณ และส่งผลกระทบต่ออัตราบิดเบือนผลจะมากขึ้นตามขนาดของ linewidth

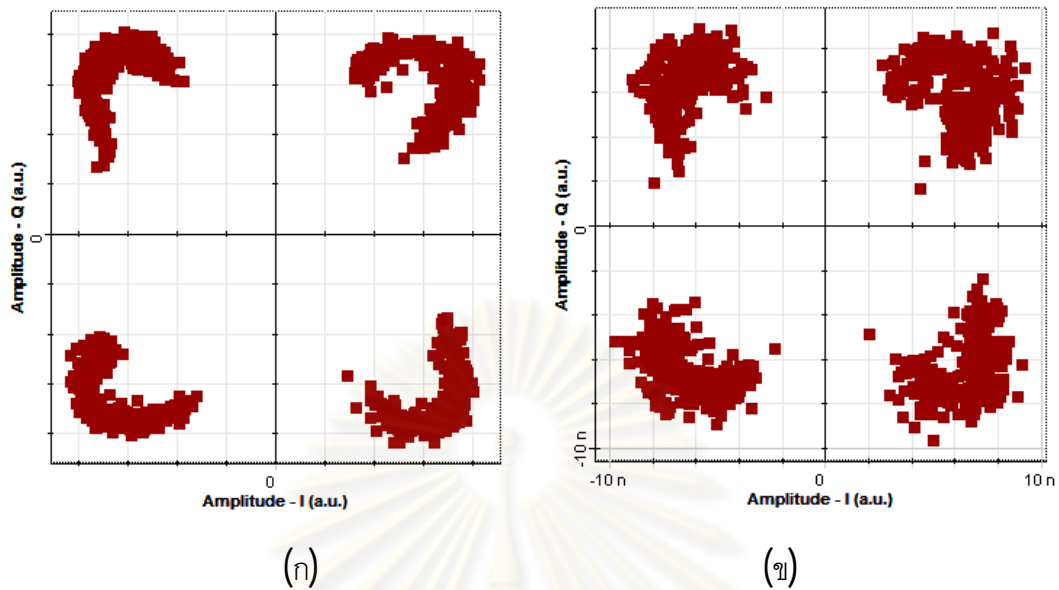
ทั้งนี้ จึงได้ทำการจำลองระบบในภาค downlink และ uplink ดังรูปที่ 3.1 และรูปที่ 3.2 โดยมีอัตราบิต 10 Gb/s ใช้สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ถูกมอดูเลตแบบ 4-QAM ใช้คลื่นพาห่อย่อยจำนวน 512 และ 1024 คลื่นพาห้โดยสัญญาณไฟฟ้าโอเอฟดีเอ็ม จะถูกมอดูเลต RF ที่ความถี่ 7.5 GHz (RF sideband ที่ความถี่ 5 GHz ถึง 10 GHz) มอดูเลตแสงที่ความยาวคลื่น 1577 nm และ 1270 nm ตามมาตรฐาน 10G-EPON ในภาค downlink และ uplink ตามลำดับ gaussian optical filter มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 10 GHz ทำหน้าที่กรองสัญญาณโอเอฟดีเอ็มให้เป็น single sideband และส่ง สัญญาณด้วยกำลังเฉลี่ย 3 dBm ผ่านเส้นใยแสง G.652.D ความยาว 20 km มี split ratio เท่ากับ 1:16 และเข้าสู่ภาครับสัญญาณโดยแปรค่า linewidth ระหว่าง 2MHz - 14MHz เพื่อพิจารณาผล ของ linewidth พบว่าเมื่อพิจารณาที่จำนวนคลื่นพาห่อย่อยจำนวนหนึ่งการเพิ่มค่า linewidth สูงขึ้น ส่งผลให้มีค่าอัตราบิดเบือนผลสูงขึ้น และเมื่อใช้จำนวนคลื่นพาห่อย่อยจำนวน 1024 จะทำให้ระบบ

มีค่าอัตราบิดผิดพลาดสูงกว่าใช้คลื่นพาห่อย่อยจำนวน 512 เมื่อใช้ **linewidth** ขนาดเท่ากัน และที่ความยาวคลื่น 1577 nm จะมีอัตราบิดผิดพลาดสูงกว่าความยาวคลื่น 1270 nm เพราะที่ความยาวคลื่น 1577 nm มีค่าดิสเพอร์ชันสูงกว่า 1270 nm ดังแสดงในรูปที่ 3.5 เมื่อพิจารณาตัวกำเนิดแสงควรรู้ที่มีค่า **linewidth** ต่ำที่สุด เพื่อลดผลกระทบจาก **phase noise** แต่ในทางปฏิบัติการตัวกำเนิดแสงที่มีค่า **linewidth** ต่ำจะมีราคาแพงมากจึงควรเลือกให้เหมาะสมกับการใช้งานเมื่อพิจารณาจากเงื่อนไขต่างๆข้างต้น จะเลือกใช้ตัวกำเนิดแสงที่มี **linewidth** เท่ากับ 10 MHz เนื่องจากมีการใช้กันในทางปฏิบัติและมีประสิทธิภาพที่ดีเมื่อนำไปใช้กับระบบ **OFDM-PON** เมื่อพิจารณาจากผลการจำลองระบบ



รูปที่ 3.5 ผลของ **linewidth** ต่อระบบ **OFDM-PON** จากการจำลอง

รูปที่ 3.6 แสดง **constellation** ของสัญญาณภาครับจากการจำลองระบบระบบ **OFDM-PON** รูปที่ 3.6(ก) ใช้ตัวกำเนิดแสง **linewidth** 2MHz และรูปที่ 3.6 (ข) ใช้ตัวกำเนิดแสง **linewidth** 10 MHz พบว่าเมื่อใช้ **linewidth** กว้างมากขึ้นจะส่งผลให้เกิด **phase noise** โดยสี่สัญญาณ **OFDM** แสงที่ความยาวคลื่น 1577 ผ่านเส้นใยแสง **G.652.D** ความยาว 20 km



รูปที่ 3.6 constellation ของสัญญาณภาครับจากการจำลองระบบระบบ OFDM-PON (ก) linewidth 2MHz และรูปที่ 3.6 (ข) linewidth 10 MHz

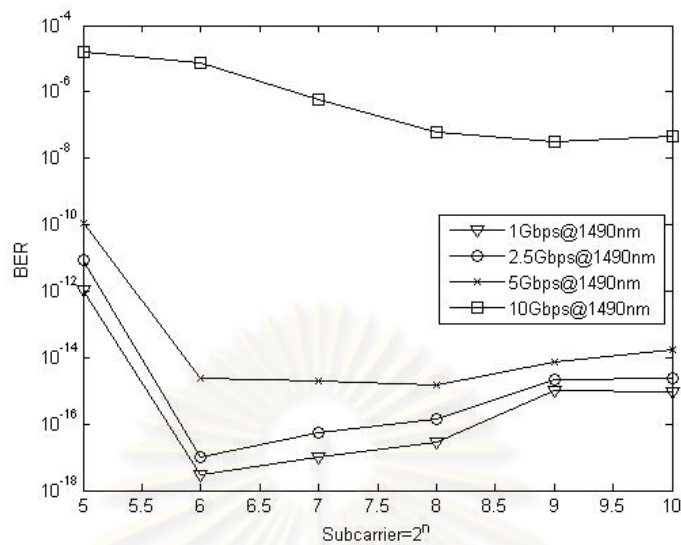
3.2.2 จำนวนคลื่นพหุย่อยที่ใช้

เนื่องจากการมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็มเป็นการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพหุซึ่งจะส่งผลให้เมื่อแทนเวลา t ด้วยจำนวนการสุ่ม n และแทน N ด้วยจำนวนการคำนวณใน IDFT ซึ่งในทางปฏิบัติการแปลงนี้สามารถใช้ในการแปลงฟูเรียร์เร็วกลับ IFFT แทนได้ ดังสมการที่ 2.36 โดยหากพิจารณาการแปลงฟูเรียร์ของพัลส์สี่เหลี่ยมจะทำให้เกิดสัญญาณในทางความถี่อยู่ในรูปแบบของฟังก์ชันซิงก์โดยถ้าคาบของพัลส์สี่เหลี่ยมมีค่าน้อยก็จะทำให้ฟังก์ชันซิงก์มีพลังงานที่ฮาร์มอนิกความถี่สูงทำให้เกิด แบนด์วิดท์ส่วนเกิน อีกทั้งการเกิดเปลี่ยนแปลงเฟสที่ขอบของสัญญาณ *ofdm* เนื่องจากการใช้การมอดูเลตเชิงเฟส ซึ่งเป็นสาเหตุของค้ประกอบความถี่สูงก็ส่งผลให้เกิดแบนด์วิดท์ส่วนเกินได้เช่นกัน รูปที่ 2.26 ในกรณีสื่อสัญญาณที่อัตราบิตสูงจะมีแบนด์วิดท์ส่วนเกินมากกว่าการสื่อสัญญาณที่อัตราบิตต่ำในกรณีที่ใช้จำนวนคลื่นพหุย่อยเท่ากันและ พบว่าเมื่อเพิ่มจำนวนคลื่นพหุย่อยขึ้นจะทำให้แต่ละคลื่นพหุย่อยส่งสัญญาณที่อัตราข้อมูลต่ำลงส่งผลให้แบนด์วิดท์ส่วนเกินน้อยลง โดยข้อเสียของการเกิดแบนด์วิดท์ส่วนเกินคือการใช้แบนด์วิดท์อย่างไม่มีประสิทธิภาพ ได้รับผลกระทบของสัญญาณรบกวนมากขึ้น และ สิ้นเปลืองพลังงานในการส่ง

สัญญาณ ดังนั้นการเพิ่มจำนวนคลื่นพาหีย่อยให้มีจำนวนมากขึ้นจะทำให้ปัญหาตั้งที่กล่าวมาลดลง อีกทั้งการเพิ่มจำนวนคลื่นพาหีย่อยยังทำให้ความยาวของสัญญาณ OFDM เพิ่มขึ้นทำให้สัญญาณทนทานต่อการประวิงเวลาของช่องสัญญาณได้มากขึ้นอีกด้วย ดังนั้นหากเพิ่มจำนวนคลื่นพาหีย่อยให้สูงขึ้นจะทำให้สัญญาณที่ภาครับมีอัตราบิดผิดพลาดต่ำลง แต่จะส่งผลให้ผลกระทบจาก linewidth มีมากยิ่งขึ้นอีกทั้งต้องมีการประมวลผลสูงทำให้อุปกรณ์ที่ใช้ในระบบมีราคาที่สูงขึ้นด้วย

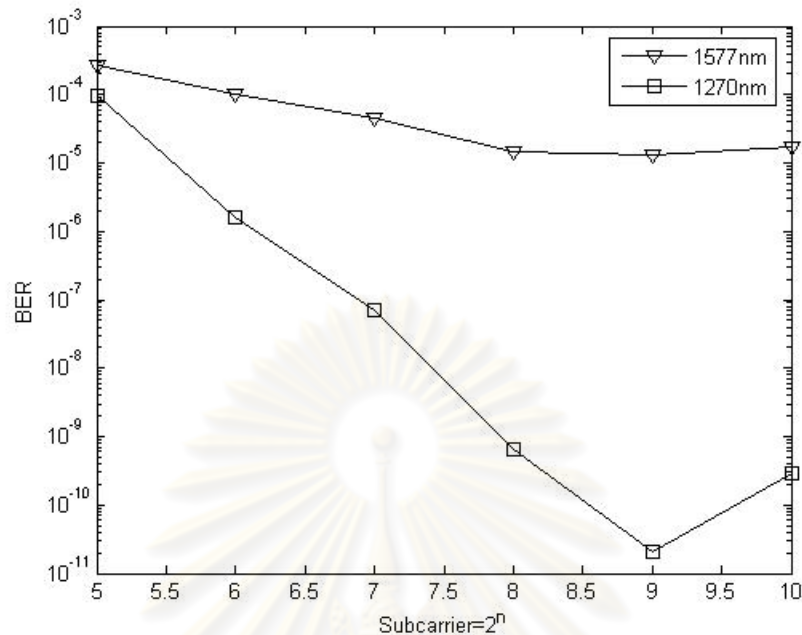
ทั้งนี้ได้ตรวจสอบสมมติฐานโดยการจำลองระบบ OFDM-PON โดยจำลองโดยมีสัญญาณอินพุตเป็นแบบ pseudo random จำนวน 2048 บิต สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ถูกมอดูเลตแบบ 4-QAM ใช้จำนวนคลื่นพาหีย่อยต่างค่ากันตั้งแต่ 32 64 128 256 512 และ 1024 คลื่นพาหีย่อย โดยสัญญาณไฟฟ้าโอเอฟดีเอ็มโดยแปรค่าอัตราบิตในการสื่อสารสัญญาณจาก 1 Gb/s 2.5Gb/s 5Gb/s และ 10Gb/s และถูกมอดูเลต RF ที่ความถี่ 0.75 GHz 1.875 GHz 3.75 GHz และ 7.5 GHz ตามลำดับ มอดูเลตแสงที่ความยาวคลื่น 1490 nm ซึ่งเป็นความยาวคลื่นมาตรฐาน E-PON ในการ uplink ด้วยตัวกำเนิดสัญญาณแสง linewidth 10 MHz และส่งสัญญาณด้วยกำลังรวม 3 dBm ผ่านเส้นใยแสง G652.D ความยาว 20 km มี split ratio เท่ากับ 1:16 พบว่าที่อัตราบิต 1 Gb/s 2.5Gb/s 5Gb/s และ 10Gb/s มีจำนวนคลื่นพาหีย่อยที่เหมาะสมที่สุดที่ 64 64 128 และ 512 ดังแสดงในรูปที่ 3.7

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.7 ผลของจำนวนคลื่นพาร์ย่อยที่อัตราบิตต่างกันจากการจำลองระบบ OFDM-PON

หากพิจารณาการสื่อสารสัญญาณตามมาตรฐาน 10G-EPON มีอัตราบิต 10 Gb/s โดยมีสัญญาณอินพุตเป็นแบบ pseudo random จำนวน 2048 บิต สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ถูกมอดูเลตแบบ 4-QAM ใช้จำนวนคลื่นพาร์ย่อยต่างค่ากันตั้งแต่ 32 64 128 256 512 และ 1024 คลื่นพาร์ โดยสัญญาณไฟฟ้าโอเอฟดีเอ็ม จะถูกมอดูเลต RF ที่ความถี่ 7.5 GHz มอดูเลตแสงที่มีความยาวคลื่น 1577 nm และ 1270 nm ด้วยตัวกำเนิดสัญญาณแสง linewidth 10 MHz ในภาค downlink และ uplink ตามลำดับ และส่งสัญญาณด้วยกำลังรวม 3 dBm ผ่านเส้นใยแสง G652.D ความยาว 20 km มี split ratio เท่ากับ 1:16 จำนวนคลื่นพาร์ย่อยที่เหมาะสมที่สุดที่ 512 ทั้งสองความยาวคลื่นดังแสดงในรูปที่ 3.8 โดยเมื่อส่งที่ความยาวคลื่น 1577 nm จะได้รับผลจากดิสเพอร์ชันซึ่งมีค่ามากกว่าที่ 1270 nm ส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดโดยรวมสูงกว่า



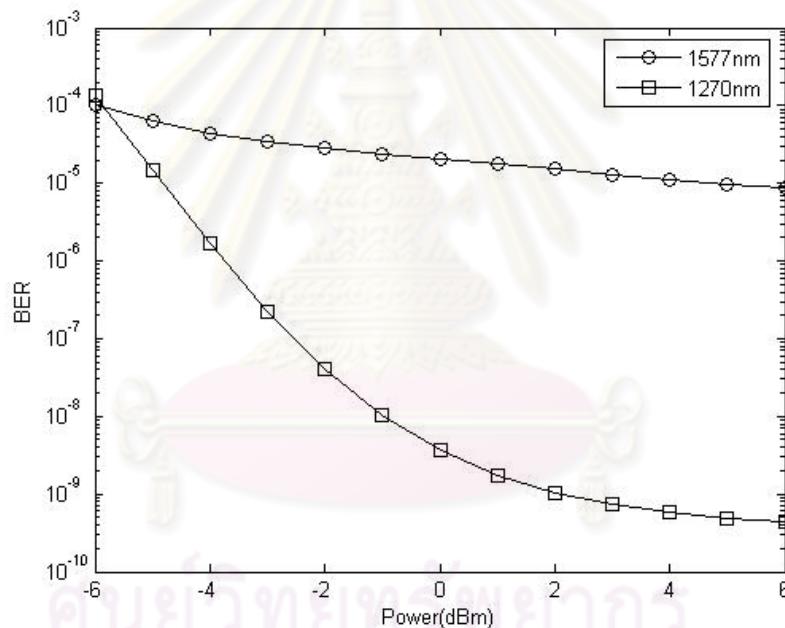
รูปที่ 3.8 ผลของจำนวนคลื่นพาห่อย่อยต่อระบบ OFDM-PON จากการจำลองที่ความยาวคลื่นต่างกัน

3.2.3 กำลังส่งของสัญญาณ OFDM แสง

กำลังส่งของสัญญาณส่งผลกระทบต่อรูปสัญญาณโดยตรงเมื่อส่งที่กำลังส่งสูงจะทำให้ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณมีค่าสูงด้วย ทำให้ทนทานต่อสัญญาณรบกวนที่กระทำต่อสัญญาณ ทั้งนี้รวมไปถึงการลดทอนสัญญาณอันเนื่องมาจากการส่งผ่านเส้นใยแสง หรือการสูญเสียกำลังจากการถูกแบ่งกำลังสัญญาณโดยอุปกรณ์ optical splitter และเนื่องจากอัตราการลดทอนกำลังในเส้นใยแสงนั้นเปลี่ยนแปลงไปตามความยาวคลื่น ดังนั้นเมื่อส่งสัญญาณความยาวคลื่นที่มีอัตราการลดทอนสูง การส่งระยะทางไกล หรือ มี split ratio ที่สูงย่อมทำให้การตัดสินใจมีความผิดพลาดมากยิ่งขึ้น ดังนั้นหากส่งสัญญาณ OFDM ที่กำลังส่งสูงขึ้นจะทำให้อัตราบิตผิดพลาดต่ำลง

ทั้งนี้ได้ตรวจสอบสมมติฐานโดยการจำลองระบบ OFDM-PON ที่อัตราบิต 10 Gb/s โดยจำลองโดยมีสัญญาณอินพุตเป็นแบบ pseudo random จำนวน 2048 บิต สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ถูกลมอดูเลตแบบ 4-QAM ใช้จำนวนคลื่นพาห่อย่อย 512 คลื่นพาห้ และถูกลมอดูเลต RF 7.5 GHz

มอดูเลตแสงที่มีความยาวคลื่น 1577 nm และ 1270 nm :ซึ่งมีอัตราการลดทอนเป็น 0.2 dB/km และ 0.325 dB/km ตามลำดับตัวกำเนิดสัญญาณแสง linewidth 10 MHz โดยแปรค่ากำลังสัญญาณรวม ระหว่าง -6 dBm ถึง 6 dBm ผ่านเส้นใยแสง G652.D ความยาว 20 km มี split ratio เท่ากับ 1:16 ผลการจำลองระบบเป็นไปตามรูปที่ รูปที่ 3.9 พิจารณาที่ความยาวคลื่น 1577 nm เมื่อเพิ่มกำลังสัญญาณขึ้นจะพบว่าได้ค่าอัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำลงเช่นเดียวกับความยาวคลื่นที่ 1270 nm โดยพบว่าการเพิ่มกำลังไฟฟ้รวมที่ในการส่งสัญญาณ OFDM แสงบนระบบ OFDM-PON นั้นส่งผลให้ระบบมีอัตราบิตผิดพลาดต่ำลง โดยเมื่อส่งที่ความยาวคลื่น 1577 nm จะได้รับผลจากดิสเพอร์ชันซึ่งมีค่ามากกว่าที่ 1270 nm ส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดโดยรวมสูงกว่า



รูปที่ 3.9 ผลของกำลังส่งจากการจำลองระบบ OFDM-PON

3.2.4 ดิสเพอร์ชัน

เนื่องจากการแพร่กระจายของสัญญาณผ่านเส้นใยแสง จะเป็นไปตามความไม่เป็นเชิงเส้นของสมการ NLSE ดังแสดงไว้แล้วในสมการ (2.1) เมื่อพิจารณาการสื่อสัญญาณโอเอฟดีเอ็มผ่านเส้นใยแสง ต้องพิจารณาผลกระทบเนื่องจากดิสเพอร์ชันซึ่งจะส่งผลกระทบต่อสัญญาณในแต่ละ

คลื่นพหุขั้วย่อย จึงทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่แตกต่างกัน หากพิจารณาความผิดเพี้ยนทางเฟสที่เกิดขึ้นในระบบการสื่อสารสัญญาณโอเอฟดีเอ็มอันเนื่องมาจากดิสเพอร์ชันรวม โดยมีหลักการวิเคราะห์ดังสมการ (3.2) เมื่อพจน์ที่สองทางขวามือของสมการ (3.2) อธิบายได้ว่า เมื่อสัญญาณเดินทางไปในเส้นใยแสงจะทำให้สัญญาณเกิดความผิดเพี้ยนทางเฟส เนื่องจากผลของ group velocity dispersion (GVD: b_2) โดยความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการ (3.1) ส่งผลให้ความเร็วกลุ่มของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไป และพจน์สุดท้ายทางขวามือของสมการ (3.2) คือ ผลของ higher order GVD (TOD: b_3)

$$\frac{\partial A}{\partial z} = -\frac{i}{2} b_2 \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} + \frac{1}{6} b_3 \frac{\partial^3 A}{\partial T^3}, \quad (3.2)$$

เมื่อ A เป็นกรอบคลื่น (Envelope) ของสัญญาณ

b_2 เป็นค่า group-velocity dispersion (GVD)

b_3 เป็นค่า third Order dispersion (TOD)

z เป็นระยะทางที่สัญญาณแสงเดินทางในเส้นใยแสง

ผลของดิสเพอร์ชันต่อความผิดเพี้ยนของเฟสแสดงได้ดังสมการที่ (3.3) และผลของ TOD ต่อความผิดเพี้ยนของเฟสแสดงได้ดังสมการที่ (3.4) ตามลำดับ และค่า b_2 b_3 สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (3.4) และ (3.5) [34]

$$f_{b_2} = \left[\frac{1}{2} b_2 (2\pi f)^2 \right] L \quad (3.3)$$

$$f_{b_3} = \left[\frac{1}{6} b_3 (2\pi f)^3 \right] L \quad (3.4)$$

$$b_2 = \frac{I^2 D}{-2pc} \quad (3.5)$$

$$b_3 = \left(\frac{I}{2pc} \right)^2 (I^2 S + 2ID) \quad (3.6)$$

เมื่อ D คือค่าดิสเพอร์ชันหน่วย [ps/nm/km]

$S = \frac{\partial D}{\partial I}$ คือความชันดิสเพอร์ชัน (dispersion slope) หน่วย [ps/nm²/km]

เมื่อพิจารณาความผิดเพี้ยนเฟสรวมของดิสเพอร์ชันอันเกิดจากผลของดิสเพอร์ชันและความชันดิสเพอร์ชันจะแสดงได้ดังสมการที่ (3.7) โดยเป็นการนำเอาความผิดเพี้ยนทางเฟสอันเกิดจากดิสเพอร์ชันและความชันดิสเพอร์ชันมารวมกันโดยเมื่อพิจารณาที่ความถี่คลื่นพาห်ย่อยแรกจะได้สมการความผิดเพี้ยนทางเฟสเป็นดังสมการที่ (3.8) ทำนองเดียวกันเมื่อพิจารณาที่ความถี่คลื่นพาห်ย่อยที่ n จะได้ค่าดังสมการที่ (3.9)

$$f_{DIS} = \left(\frac{1}{2} b_2 (2pf)^2 + \frac{1}{6} b_3 (2pf)^3 \right) L \quad (3.7)$$

เมื่อพิจารณาถึงความผิดเพี้ยนเชิงเฟสที่ความถี่คลื่นพาห်ย่อยแรกจะได้ว่า

$$f_{DIS1} = \left(\frac{1}{2} b_2 (2pf_1)^2 + \frac{1}{6} b_3 (2pf_1)^3 \right) L \quad (3.8)$$

เมื่อพิจารณาถึงความผิดเพี้ยนเชิงเฟสที่ความถี่คลื่นพาห်ย่อยที่ n จะได้ว่า

$$f_{DISn} = \left(\frac{1}{2} b_2 (2pf_n)^2 + \frac{1}{6} b_3 (2pf_n)^3 \right) L \quad (3.9)$$

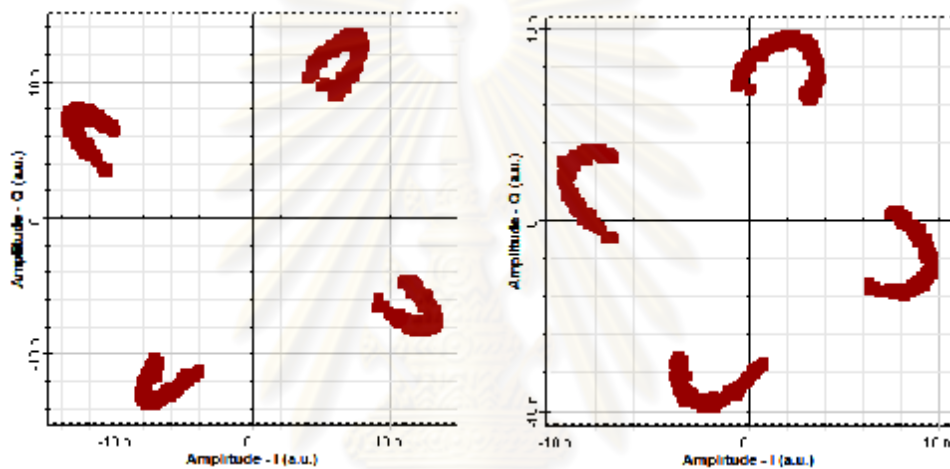
หากต้องการหาค่าความแตกต่างระหว่างเฟสที่ผิดเพี้ยนไประหว่างคลื่นพาห်ย่อยที่ n และคลื่นพาห်ย่อยแรกทำได้โดยการนำสมการที่ (3.9) หักลบด้วยสมการ (3.8) จะได้ความแตกต่างระหว่างเฟสของคลื่นพาห်ย่อยที่ n และคลื่นพาห်ย่อยแรกเป็นดังสมการที่ (3.10)

$$f_{DISn} - f_{DIS1} = \left(2b_2 p^2 (f_n^2 - f_1^2) + \frac{4}{3} b_3 p^3 (f_n^3 - f_1^3) \right) L \quad (3.10)$$

หากพิจารณาการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงโดยไม่มีการชดเชยดิสเพอร์ชันและความชันดิสเพอร์ชันระหว่างการสื่อสารสัญญาณพบว่าเฟสของสัญญาณ OFDM นั้นจะมีความผิดเพี้ยนมากขึ้นตามระยะทาง หากต้องการหาระยะทางมากที่สุดทางทฤษฎีเพื่อสื่อสารสัญญาณเฟสของสัญญาณคลื่นพาห်ย่อยสุดท้ายและคลื่นพาห်ย่อยแรกจะต้องมีความแตกต่างกันไม่เกิน $\frac{p}{2}$ เพื่อให้ภาครับยังสามารรถตัดสินใจได้ ดังนั้นสามารถเขียนสมการเพื่อหาค่าระยะทางไกลสุดที่สามารถสื่อสารสัญญาณ OFDM ได้โดยไม่มีการชดเชยดิสเพอร์ชันได้ดังสมการ (3.11)

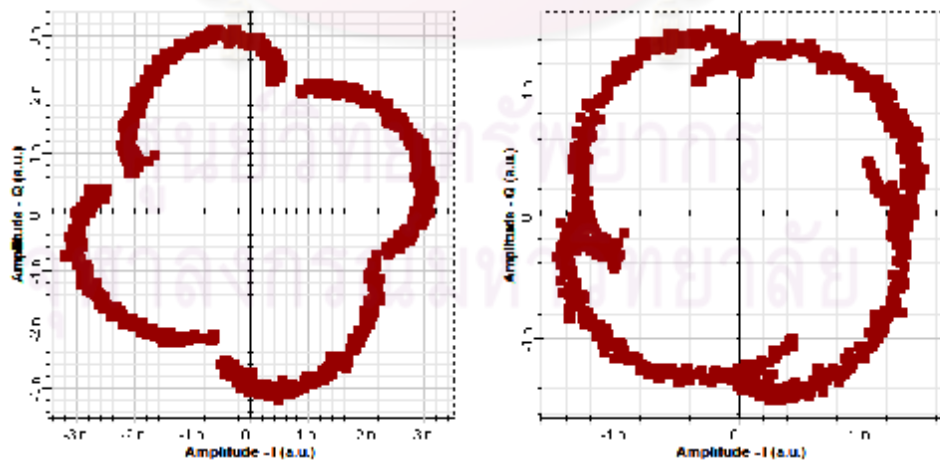
$$L_{\max} = \frac{p/2}{\left(2b_2 p^2 (f_n^2 - f_1^2) + \frac{4}{3} b_3 p^3 (f_n^3 - f_1^3) \right)} \quad (3.11)$$

หากพิจารณาการสื่อสารสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแสงที่อัตราบิต 10 Gb/s โดยใช้คลื่นพาห่อย่อยจำนวน 512 คลื่นพาห่มอดูเลตที่ความถี่ 7.5 GHz (แบนด์วิดท์อยู่ในช่วง 5- 10 GHz) มอดูเลตแสงด้วยความยาวคลื่น 1577 nm ผ่านเส้นใยแสง G652.D ซึ่งมีค่าดิสเพอร์ชัน 18.1 ps/nm/km ความชันดิสเพอร์ชัน 0.087 ps/nm²/km เมื่อคำนวณหาระยะทางไกลที่สุดตามสมการ (3.11) จะได้ระยะทางประมาณ 46 km ซึ่งที่ระยะทางนี้จะเป็นขีดจำกัดอันเนื่องมาจากความผิดเพี้ยนทางเฟสเนื่องจากดิสเพอร์ชันสำหรับระบบที่ไม่มีการชดเชยดิสเพอร์ชัน



(ก)

(ข)



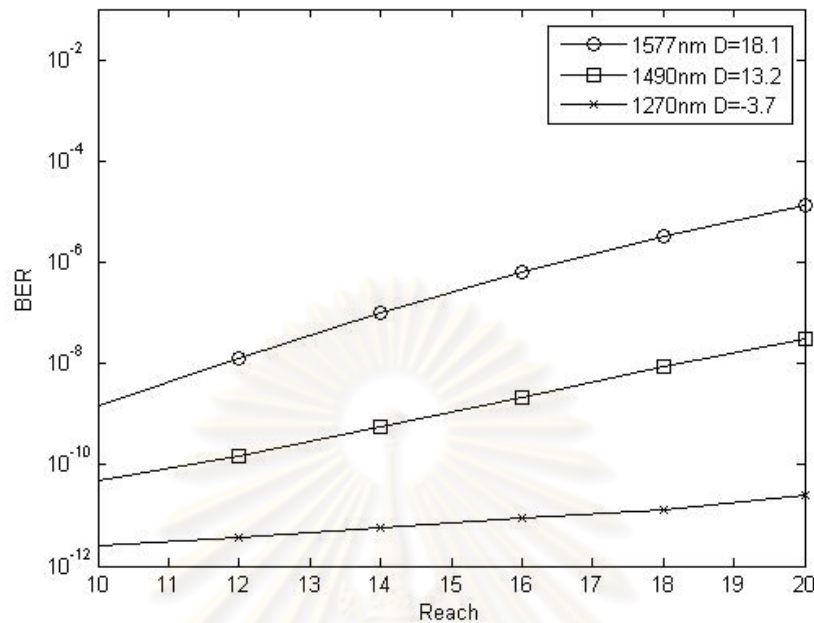
(ค)

(ง)

รูปที่ 3.10 constellation ของสัญญาณ OFDM แสงเมื่อส่งผ่านเส้นใยแสงที่ระยะทาง (ก) 10 km (ข) 20 km (ค) 45 km และ (ง) 60 km โดยไม่มีการชดเชยดิสเพอร์ชันที่ 1577 nm

รูปที่ 3.10 แสดงผลของการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงโดยการจำลองระบบโดยกำหนดให้ **linewidth** ของตัวกำเนิดสัญญาณแสงมีค่าเป็น 0 MHz เพื่อกำจัดผลความผิดเพี้ยนของเฟสจาก **linewidth** และไม่พิจารณาผลของปรากฏการณ์เคอร์พบว่าความผิดเพี้ยนเฟสสอดคล้องตามที่คำนวณได้ดังรูปที่ 3.10(ค) คือเมื่อส่งที่ระยะทาง 45 km เฟสของคลื่นพาร์ย่อยแรกและคลื่นพาร์ย่อยที่ 512 จะแตกต่างกันเท่ากับ $\frac{P}{2}$ ทำให้เกิดความผิดพลาดในการตัดสินใจได้ หากพิจารณาต่อไปยังรูปที่ 3.10(ง) คือเมื่อสื่อสารสัญญาณเป็นระยะทาง 60 km จะพบว่าเฟสของ **constellation** แต่มีการซ้อนทับกันจนไม่สามารถแยกแยะได้ นอกจากนั้นผลของการผิดเพี้ยนทางเฟสเนื่องจากดิสเพอร์ชัน และ ความชันดิสเพอร์ชันจะส่งผลให้ **constellation** ของสัญญาณ OFDM เปลี่ยนแปลงไปเมื่อพิจารณาจากตอนเริ่มส่งสัญญาณมากขึ้นตามระยะทาง เมื่อมีความผิดเพี้ยนมากขึ้นการค่าดิสเพอร์ชัน ความยาวคลื่นของสัญญาณที่ส่ง และ ระยะทางที่ส่งสัญญาณ ดังนั้นหากส่งสัญญาณที่มีความยาวคลื่นที่มีค่าดิสเพอร์ชันสูง หรือ ส่งที่ระยะทางไกลยิ่งขึ้น จะทำให้เกิดความผิดเพี้ยนทางเฟสของสัญญาณมากขึ้น และ ที่ภาครับสัญญาณก็จะมี การตัดสินใจผิดพลาดมากยิ่งขึ้น

ทั้งนี้ได้ตรวจสอบสมมติฐานโดยการจำลองระบบ OFDM-PON ที่อัตราบิต 10 Gb/s โดยมีสัญญาณอินพุตเป็นแบบ **pseudo random** จำนวน 2048 บิต สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ถูกมอดูเลตแบบ 4-QAM ใช้จำนวนคลื่นพาร์ย่อย 512 คลื่นพาร์ และถูกมอดูเลต RF 7.5 GHz มอดูเลตแสงที่มีความยาวคลื่น 1577 nm 1490 nm และ 1270 nm :ซึ่งมีค่าดิสเพอร์ชันเป็น 18.1 ps/nm/km 13.2 ps/nm/km และ -3.7 ps/nm/km ตามลำดับตัวกำเนิดสัญญาณแสง **linewidth** 10 MHz สื่อสัญญาณผ่านเส้นใยแสง G652.D มี **split ratio** เท่ากับ 1:16 โดยแปรความยาวของเส้นใยแสงตั้งแต่ 10 km - 20 km ผลการจำลองระบบเป็นดังรูปที่ 3.11 เมื่อพิจารณาที่ความยาวคลื่นแตกต่างกันพบว่าความยาวคลื่นที่มีค่าดิสเพอร์ชัน สูงที่สุดคือ 1577 nm นั้นมีอัตราบิตผิดพลาดสูงกว่าความยาวคลื่นที่มีค่าดิสเพอร์ชันที่มีค่าต่ำกว่าที่ 1490 nm และ 1270 nm ตามลำดับโดยเมื่อส่งที่ความยาวคลื่น 1577 nm จะได้รับผลจากดิสเพอร์ชันซึ่งมีค่ามากกว่าที่ 1490 nm และ 1270 nm ตามลำดับส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดโดยรวมสูงกว่า



รูปที่ 3.11 ผลของค่าดีสเพอร์ชันจากการจำลองระบบ OFDM-PON

3.2.5 ผลของปรากฏการณ์เคอร์

เนื่องจากภายในเส้นใยแสง ปรากฏการณ์เคอร์ เป็นปรากฏการณ์ที่ทำให้ค่าดัชนีหักเหเปลี่ยนแปลงไปตามกำลังงานของแต่ละสัญญาณจึงทำให้มีการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีหักเหที่ไม่เท่ากันส่งผลให้เฟสของสัญญาณที่ปลายทางมีการเปลี่ยนแปลงไปโดยขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณ ทั้งนี้เฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงไปเกิดจากขนาดของสัญญาณที่ขึ้นอยู่กับกำลังงานที่เรียกว่า การเลื่อนเฟสอันเนื่องมาจากปรากฏการณ์ self - phase modulation (SPM) และ cross-phase modulation (XPM) หากพิจารณาผลของความผิดเพี้ยนทางเฟสอันเนื่องมาจากปรากฏการณ์เคอร์เมื่อส่งสัญญาณ OFDM แสดงเป็นไปดังสมการ (3.12) [34]

$$f_m^{SPM+XPM} = \left(g\bar{P}_m + 2g \left(\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq m}}^M \bar{P}_k + \bar{P}_c \right) \right) z \quad (3.12)$$

เมื่อ \bar{P}_m แทนกำลังเฉลี่ยของสัญญาณของแต่ละคลื่นพหุย่อยลำดับที่ m

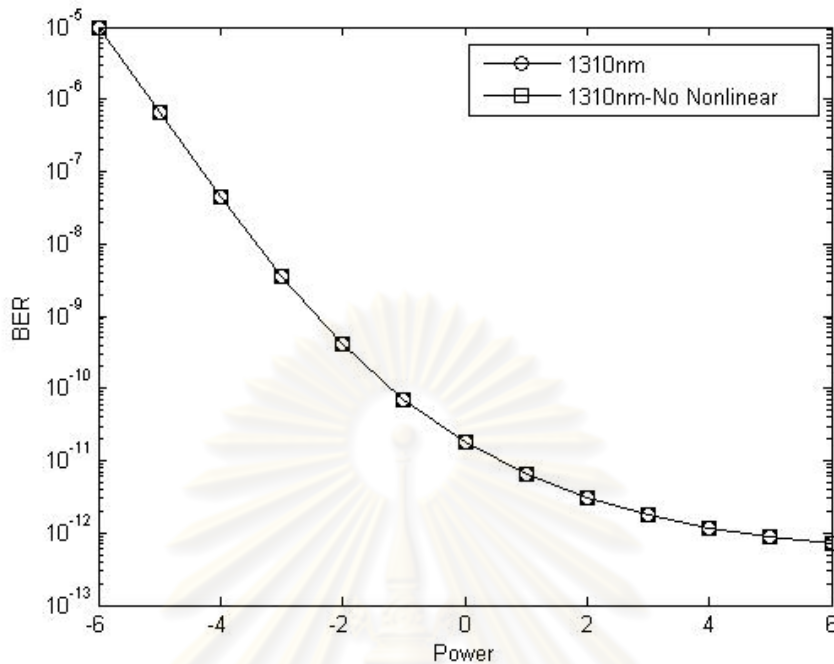
\bar{P}_k แทนกำลังเฉลี่ยของสัญญาณของแต่ละคลื่นพหุย่อยลำดับที่ $k \neq m$

\bar{P}_c แทนกำลังเฉลี่ยของสัญญาณคลื่นพาห้หลัก

จากสมการ (3.12) พบว่าปัจจัยที่ส่งผลต่อความผิดเพี้ยนทางเฟสของสัญญาณอันเนื่องมาจากผลของปรากฏการณ์เคอร์ประกอบไปด้วย กำลังส่งของสัญญาณ ค่าคงที่ความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง และ ความยาวของเส้นใยแสงที่ใช้ เมื่อคำนวณจากเส้นใยแสงแบบ G652.D มีความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสงเท่ากับ $1.4 \text{ W}^{-1} \cdot \text{km}$ โดยกำลังสัญญาณคลื่นพาห้หลักและคลื่นพาห้ย่อยก่อนส่งเข้าไปยังเส้นใยแสงประมาณ -1 dBm และ -45 dBm ตามลำดับ ระยะทาง 20 km เนื่องจากกำลังของสัญญาณ OFDM ที่ส่งเข้าไปยังเส้นใยแสงต่ำมากอีกทั้งระยะทางที่สัญญาณสั้น ทำให้ผลความผิดเพี้ยนเฟสเนื่องจากปรากฏการณ์เคอร์มีค่าต่ำจนสามารถละเลยผลของปรากฏการณ์เคอร์ได้

ทั้งนี้ได้ตรวจสอบสมมติฐานโดยการจำลองระบบ OFDM-PON ส่งที่อัตราบิต 10 Gb/s โดยใช้สัญญาณไอเอฟดีเอ็มที่ถูกมอดูเลตแบบ 4-QAM ใช้จำนวนคลื่นพาห้ย่อย 512 คลื่นพาห้ และถูกมอดูเลต RF 7.5 GHz มอดูเลตแสงที่มีความยาวคลื่น 1310 nm ซึ่งเป็นความยาวคลื่นที่มีค่าดิสเพอร์ชัน เป็น 0 ps/nm/km และเกิดปรากฏการณ์เคอร์รุนแรงที่สุดตัวกำเนิดสัญญาณแสง linewidth 10 MHz เส้นใยแสง G652.D ความยาว 20 km มี split ratio เท่ากับ 1:16 โดยแปรค่ากำลังรวมของสัญญาณตั้งแต่ -6 dBm ถึง 6 dBm ผลการจำลองระบบเป็นไปตามดังรูปที่ 3.12 อัตราบิตผิดพลาดของสัญญาณ OFDM แสงนั้นใกล้เคียงกันมากในกรณีพิจารณาผลของปรากฏการณ์เคอร์ และไม่พิจารณาผลของปรากฏการณ์เคอร์ในทุกค่ากำลังสัญญาณ

ศูนย์วิจัยโทรพยากรณ์
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.12 ผลของปรากฏการณ์โคเออร์จากการจำลองระบบ OFDM-PON

3.2.6 cyclic prefix extension

การทำ cyclic prefix extension นั้นก็เพื่อที่จะกำจัดผลที่เกิดจาก ISI โดยการเกิด ISI ในการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงนั้นเมื่อส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงแบบ SMF จะมีวิถีของคลื่นแสงที่เคลื่อนที่ผ่านเส้นใยแสงนั้นเพียงวิถีเดียว ดังนั้นการประวิงเวลาใน SMF จะเกิดจากผลของดิสเพอร์ชัน ซึ่งทำให้ความเร็วของสัญญาณแต่ละความยาวคลื่นมีค่าไม่เท่ากัน ส่งผลให้เกิดการขยายตัวของสัญลักษณ์ OFDM แสงโดยค่าเวลาประวิงที่เกิดจากดิสเพอร์ชันนั้นจะต้องมีขนาดน้อยกว่าความยาว guard interval length ตามเงื่อนไขในสมการที่ (3.13) จึงจะทำให้รับสัญญาณได้เหมือนกับต้นฉบับ

$$t_{\max} \leq \Delta_G \quad (3.13)$$

โดยที่ t_{\max} แทน เวลาประวิง (delay-spread) มากที่สุด หน่วย [s]

Δ_G แทน guard interval length หน่วย [s]

เมื่อพิจารณากรณีการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญญาณผ่านเส้นใยแสงสามารถคำนวณได้จากค่าดิสเพอร์ชันดังสมการ (3.14)

$$\frac{L|D|\Delta f I^2}{c} \leq \Delta_G \quad (3.14)$$

โดยที่ L คือความยาวของเส้นใยแสง หน่วย [km]

D คือค่าดิสเพอร์ชัน หน่วย [ps/nm/km]

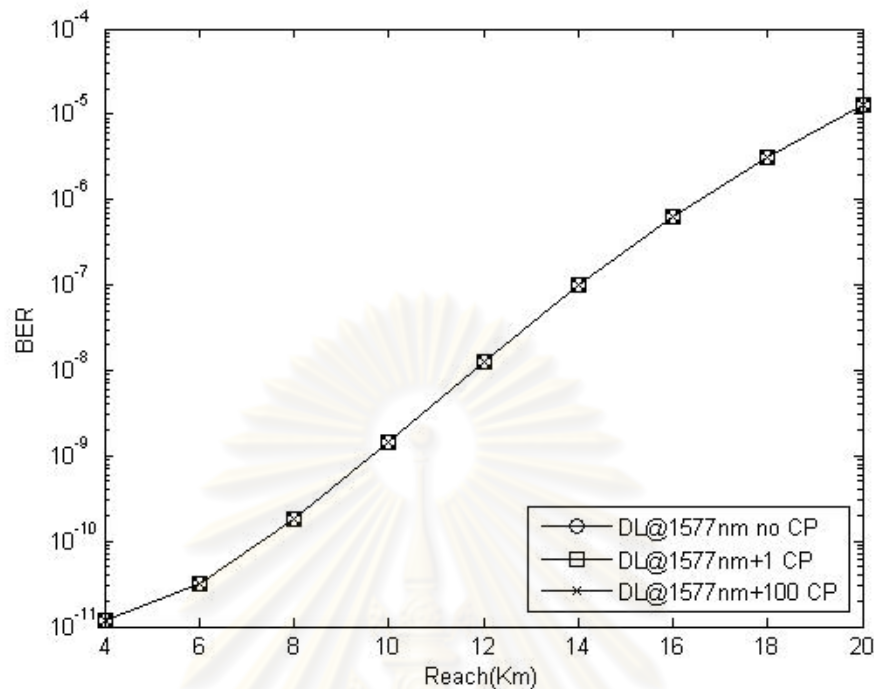
Δf คือแบนด์วิธของสัญญาณ หน่วย [Hz]

I คือความยาวคลื่นพาห์ หน่วย [m]

c คือความเร็วแสง หน่วย [m/s]

เมื่อพิจารณาการสื่อสารสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแสงที่อัตราบิต 10 Gb/s มอดูเลตแบบ 4-QAM โดยใช้คลื่นพาห์ย่อยจำนวน 512 คลื่นพาห์ มอดูเลตแสงด้วยความยาวคลื่น 1577 nm ผ่านเส้นใยแสง G652.D ซึ่งมีค่าดิสเพอร์ชัน 18.1 ps/nm/km เป็นระยะทาง 20 km เมื่อคำนวณหา guard interval ตามสมการที่ (3.14) จะมีค่า เท่ากับ 15.02 ps เมื่อเปรียบเทียบกับคาบเวลาของสัญญาณ 4-QAM OFDM ที่ใช้จำนวนคลื่นพาห์ย่อย 512 คลื่นพาห์ซึ่งมีค่า 102400 ps คิดเป็นร้อยละ 0.0147 :ซึ่งถือเป็นเวลาประวิงที่น้อยมากดังนั้นในระบบ OFDM จึงไม่มีความจำเป็นต้องเติม cyclic prefix extension เพื่อแก้ปัญหาเวลาประวิง

ทั้งนี้ได้ตรวจสอบสมมติฐานโดยการจำลองระบบ OFDM-PON ส่งที่อัตราบิต 10 Gb/s โดยใช้สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ถูกมอดูเลตแบบ 4-QAM ใช้จำนวนคลื่นพาห์ย่อย 512 คลื่นพาห์ และถูกมอดูเลต RF 7.5 GHz มอดูเลตแสงที่ความยาวคลื่น 1577 nm ซึ่ง linewidth 10 MHz เส้นใยแสง G652.D ความยาว 20 km และ split ratio เท่ากับ 1:16 ผลการจำลองระบบเป็นไปตามดังรูปที่ 3.13 อัตราบิตผิดพลาดของสัญญาณ OFDM แสงนั้นใกล้เคียงกันมากในกรณีที่เติม CP 1 จุด 100 จุด และไม่เติม CP เลย



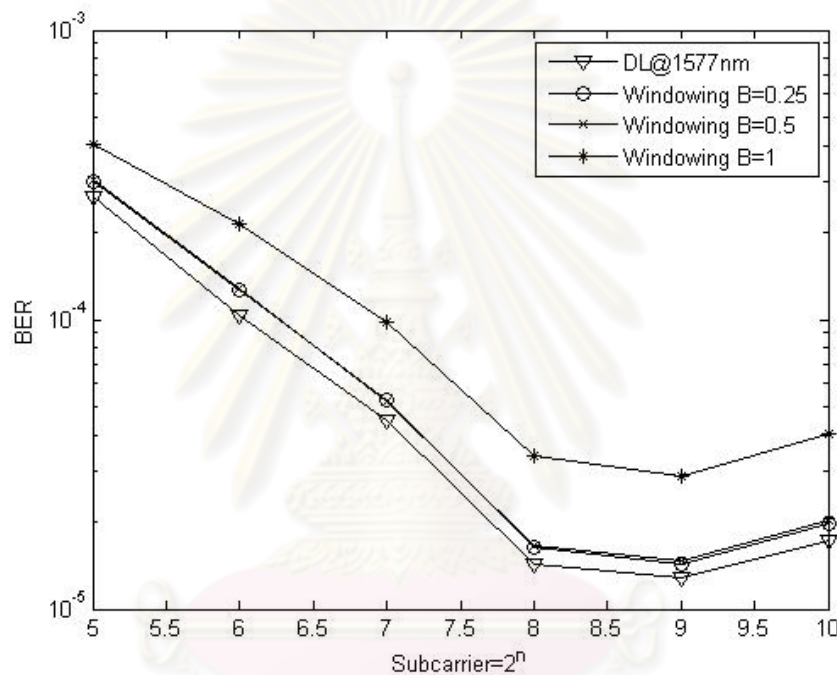
รูปที่ 3.13 ผลของการเติม CP จากการจำลองระบบ OFDM-PON

3.2.7 การทำ windowing

จากทฤษฎีในส่วนของเรื่องการทำ windowing นั้นจะพบว่าสามารถใช้ วงจรกรองผ่านแถบเพื่อทำ windowing ได้โดยผลของการทำ windowing นั้นจะส่งผลต่อไปทำให้เกิด ICI ดังรูปที่ 2.29 ดังนั้นการทำ windowing จะทำให้เกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณเสมอจึงส่งผลต่อการตัดสินใจผิดพลาดทั้งนี้ขึ้นอยู่กับวงจรกรองที่นำมาใช้ในการทำ windowing ด้วย โดยในทางทฤษฎีเมื่อมีการลดทอนองค์ประกอบความถี่สูงจะก่อให้เกิดปัญหา ICI อันเนื่องมาจากคลื่นพาร์ย่อยแต่ละคลื่นพาร์ที่ไม่ได้มีความถี่ต่างกันอีกต่อไป และ เมื่อมีการลดทอนในอัตราที่สูงขึ้นหรือค่า b มีค่ามากยิ่งขึ้นก็จะก่อให้เกิดปัญหาดังกล่าวรุนแรงขึ้นทำให้อัตราผิดพลาดของระบบสูงขึ้นไปด้วย

ทั้งนี้ได้ตรวจสอบสมมติฐานโดยการจำลองระบบ OFDM-PON ส่งที่อัตราบิต 10 Gb/s โดยใช้สัญญาณไอเอฟดีเอ็มที่ถูกมอดูเลตแบบ 4-QAM ใช้จำนวนคลื่นพาร์ย่อย 512 คลื่นพาร์ และถูกมอดูเลต RF 7.5 GHz มอดูเลตแสงที่มีความยาวคลื่น 1577 nm และ 1270 nm linewidth

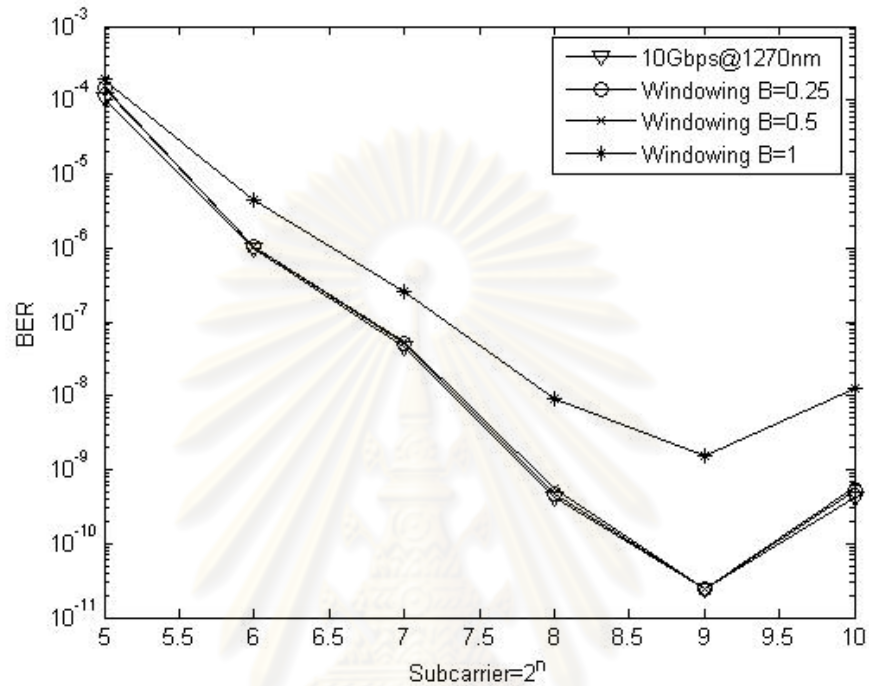
ยาว 10 MHz เส้นใยแสง G652.D ความยาว 20 km มี split ratio เท่ากับ 1:16 และกำลัง 4dBm ผลการจำลองระบบที่ความยาวคลื่น 1577 nm โดยพิจารณาที่ค่า b ต่างๆกัน ที่ b มีค่าเท่ากับ 0.25, 0.5 และ 1 ตามลำดับเป็นไปตามดังรูปที่ 3.14 พบว่าเมื่อใช้วงจรรองความถี่แบบ raise cosine ที่ค่า b มากขึ้นทำให้ระบบมีอัตราบิดผิดพลาดสูงขึ้น และ อัตราบิดผิดพลาดสูงขึ้นอย่างรุนแรงในกรณีที่ใช้วงจรรองความถี่ที่ค่า $b = 1$



รูปที่ 3.14 ผลของ windowing ที่ความยาวคลื่น 1577 nm จากการจำลองระบบ OFDM-PON

ผลการจำลองระบบที่ความยาวคลื่น 1270 nm โดยพิจารณาที่ค่า b ต่างๆกันดัง รูปที่ 3.15 พบว่าพบว่ามีแนวโน้มเช่นเดียวกับที่ความยาวคลื่น 1577 nm คือเมื่อค่า b มากขึ้นทำให้ระบบมีอัตราบิดผิดพลาดสูงขึ้น และ อัตราบิดผิดพลาดสูงขึ้นอย่างรุนแรงในกรณีที่ใช้วงจรรองความถี่ที่ค่า $b = 1$ จากผลพิจารณาผลของการทำ windowing ด้วยจำลองระบบ OFDM-PON พบว่าการทำ windowing นั้นส่งผลให้อัตราบิดผิดพลาดสูงขึ้นและเป็นการเพิ่มความซับซ้อนของระบบ ถึงแม้จะสามารถทำให้แบนด์วิดท์ที่ใช้ในการสื่อสารสัญญาณได้ แต่การสื่อสารสัญญาณแสงบนโครงข่าย

OFDM-PON นั้นไม่มีข้อจำกัดในเรื่องของแบนด์วิดท์จึงไม่มีความจำเป็นในการทำ windowing ในระบบ OFDM-PON



รูปที่ 3.15 ผลของการทำ windowing บนระบบ OFDM-PON จากการจำลองที่ความยาวคลื่น 1270 nm

จากปัจจัยซึ่งส่งผลกระทบต่อระบบที่ได้วิเคราะห์ ทำให้ทราบแนวทางเบื้องต้นในการออกแบบในระบบ OFDM-PON ดังนี้

linewidth ของตัวกำเนิดแสง พบว่าเมื่อใช้ตัวกำเนิดแสงที่มีค่า **linewidth** ต่ำจะส่งผลให้ **phase noise** ของสัญญาณมีค่าต่ำทำให้อัตราบิดเบือนต่ำกว่าการใช้ตัวกำเนิดแสงที่มีค่า **linewidth** สูง ดังนั้นการเลือกใช้ตัวกำเนิดแสง **linewidth** ต่ำย่อมจะส่งผลให้ระบบที่ออกแบบมีสมรรถนะที่ดีอย่างไรก็ตามตัวกำเนิดแสง **linewidth** ต่ำนั้นมีราคาแพงจึงได้เสนอการใช้ตัวกำเนิดแสง **linewidth 10 MHz** เพราะว่ามีประสิทธิภาพที่ดีและมีขายในท้องตลาดทั่วไป

การเลือกจำนวนคลื่นพาห้อย่อย พบว่าเมื่อเพิ่มจำนวนคลื่นพาห้อย่อยขึ้นจะทำให้แต่ละคลื่นพาห้อย่อยส่งสัญญาณที่อัตราข้อมูลต่ำลงส่งผลให้แบนด์วิดท์ส่วนเกินน้อยลง โดยข้อเสียของ

การเกิดแบนด์วิดท์ส่วนเกินคือการที่ใช้แบนด์วิดท์อย่างไม่มีประสิทธิภาพ ได้รับผลกระทบของสัญญาณรบกวนมากขึ้น และ สิ้นเปลืองพลังงานในการส่งสัญญาณ อีกทั้งการเพิ่มจำนวนคลื่นพาหีย่อยยังทำให้ความยาวของสัญลักษณ์ OFDM เพิ่มขึ้นทำให้สัญญาณทนทานต่อการประวิงเวลาของช่องสัญญาณได้มากขึ้นอีกด้วยจากผลการจำลองระบบที่อัตราบิต 10 Gb/s พบว่าจำนวนคลื่นพาหีย่อยที่เหมาะสมที่สุดคือ 512 คลื่นพาหีย่อย

กำลังส่งสัญญาณ OFDM แสดงพบว่าที่กำลังส่งสูงขึ้นไปจะทำให้อัตราบิตผิดพลาดลดลงจากการจำลองระบบ OFDM-PON ได้เสนอกำลังส่งรวม 3 dBm หรือเมื่อพิจารณากำลังส่งสูงสุดที่คลื่นพาหีย่อยจะมีค่าเท่ากับ -1 dBm

การทำ cyclic prefix extension เพราะว่าการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงแบบ SMF นั้น จะทำให้มีวิธีของสัญญาณเพียงวิธีเดียวและส่งในระยะทางไม่ไกลมาก ทำให้ผลของเวลาประวิงเกิดจากดิสเพอร์ชันซึ่งมีค่าต่ำมากจึงไม่มีความจำเป็นต้องเติม cyclic prefix extension เพื่อแก้ปัญหาเวลาประวิงในระบบ OFDM-PON

สุดท้ายคือการทำ windowing พบว่าการทำ windowing นั้นส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดสูงขึ้นและเป็นการเพิ่มความซับซ้อนของระบบ ถึงแม้จะสามารถลดแบนด์วิดท์ที่ใช้ในการสื่อสารสัญญาณได้ แต่การสื่อสารสัญญาณแสงบนโครงข่าย OFDM-PON นั้นไม่มีข้อจำกัดในเรื่องของแบนด์วิดท์จึงไม่มีความจำเป็นในการทำ windowing ในระบบ OFDM-PON

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 4

สมรรถนะของโครงข่ายเข้าถึงเชิงแสงแบบพาสซีฟที่ใช้การมอดูเลตแบบโอ เอฟดีเอ็มจากการจำลองทางคณิตศาสตร์

จากเนื้อหาในบทที่ 3 ได้ทำการวิเคราะห์ห้ปัจจัยที่ส่งผลต่อระบบโครงข่าย OFDM-PON ทางทฤษฎีและทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลองระบบด้วยโปรแกรม Optisys 8.0 สำหรับเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงความสามารถของระบบ OFDM-PON เพื่อวิเคราะห์ถึงความเป็นไปได้สำหรับการนำระบบ OFDM-PON มาใช้งาน

4.1 แบบจำลองระบบ OFDM-PON

โครงสร้าง OFDM-PON ที่ใช้เพื่อศึกษาถึงประสิทธิภาพของระบบซึ่งแยกพิจารณาเป็นภาค downlink และ ภาค uplink มีโครงสร้างเดียวกับในหัวข้อที่ 3.1 ทุกประการ โดยการจำลองระบบ OFDM-PON นั้นจะทำการแปรเปลี่ยนการสูญเสียกำลังจาก optical splitter เพื่อหาความสามารถในการรองรับจำนวนผู้ใช้งานสูงสุด แปรเปลี่ยนระยะสายสัญญาณเพื่อหาความสามารถทางด้านระยะทางในการให้บริการสูงสุด และ แปรเปลี่ยนอัตราบิตเพื่อหาความสามารถในการรองรับอัตราบิตข้อมูลสูงสุดของโครงข่าย OFDM-PON ตามลำดับโดยจะแสดงรายละเอียดของค่าพารามิเตอร์ต่างโดยละเอียดภายในหัวข้อนั้นๆ

4.2 พารามิเตอร์พื้นฐานที่ใช้ในระบบ OFDM-PON

การจำลองทางคณิตศาสตร์มีความจำเป็นในการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆอย่างเหมาะสม เพื่อให้ผลการจำลองระบบนั้นมีความถูกต้องแม่นยำและสอดคล้องกับความเป็นจริงในทางปฏิบัติมากที่สุด จึงจำเป็นต้องมีการอธิบายการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ รวมทั้งแสดงค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ โดยหัวข้อนี้จะกล่าวถึงค่าพารามิเตอร์พื้นฐาน โดยพิจารณาแยกเป็น 4 อุปกรณ์หลัก ได้แก่ เส้นใยแสงแบบ SMF, power splitter และ power combiner, ตัวส่งสัญญาณ OFDM แสง และ ตัวรับสัญญาณ OFDM แสงตามลำดับดังนี้

4.2.1 เส้นใยแสงแบบ SMF

การกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่ใช้กำหนดใน SMF ในระบบใช้ค่าพารามิเตอร์ตามเส้นใยแสงมาตรฐาน G652.D โดยใช้สายเส้นเดี่ยวที่ไม่มีการเชื่อมต่อสาย (splice) ซึ่งค่าพารามิเตอร์แสดงดังตาราง 4.1 ดังนี้

ตาราง 4.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ของเส้นใยแสงชนิด G652.D ที่ใช้ในการจำลองระบบ

ความยาวคลื่น	1310 nm	1550 nm
Attenuation (dB/km)	0.325	0.2
Dispersion (ps/nm/km)	0	16.70
Dispersion slope (ps/nm ² /km)	0.087	0.087
Nonlinearity coefficient (m ² /W)	22x10 ⁻²¹	22x10 ⁻²¹
Core effective area (μm ²)	65	65

ในการคำนวณค่าดิสเพอร์ชันของเส้นใยแสงที่ความยาวคลื่นต่างจากนี้สามารถคำนวณได้จากสมการ (4.1) [26]

$$D(l) = \frac{lS_0}{4} \left(1 - \left(\frac{l_0}{l} \right)^4 \right) \quad (4.1)$$

เมื่อค่า S_0 คือความชันดิสเพอร์ชันที่ความยาวคลื่นที่มีค่าดิสเพอร์ชันเป็นศูนย์จากตาราง 4.1 คือที่ความยาวคลื่น 1310 nm ดังแสดงในสมการ (4.2)

$$S_0 = \frac{dD}{dl} \Big|_{at l=l_0} \quad (4.2)$$

ดังนั้นที่ความยาวคลื่น 1270 nm และ ที่ความยาวคลื่น 1577 nm จะมีค่าดิสเพอร์ชันเท่ากับ -3.689 ps/nm/km และ 18.105 ps/nm/km ตามลำดับ

4.2.2 power splitter และ power combiner

อุปกรณ์ power splitter และ power combiner เป็นอุปกรณ์สำหรับแยก/รวมกำลังสัญญาณแต่ละช่องสัญญาณที่ส่งผ่านระบบ PON โดยการจำลองระบบกำหนดให้มีค่า additional loss เท่ากับ 1.5 dB และ อัตราการลดทอนจะเป็นไปตามอัตราการแบ่งกำลังของสัญญาณดังแสดงในตาราง 4.2

ตาราง 4.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราแบ่งกำลังต่อค่าการลดทอนกำลังของสัญญาณ

อัตราการแบ่งกำลังของสัญญาณ	ค่าการลดทอน(dB)
2	3
4	6
8	9
16	12
32	15
64	18
128	21
256	24

4.2.3 ตัวส่งสัญญาณ OFDM แสง

เนื่องจากการสื่อสารแบบสองทิศทางดังนั้นตัวส่งสัญญาณ OFDM แสงนั้นจะแยกพิจารณาเป็นสองส่วนได้แก่ ตัวส่งสัญญาณ OFDM แสงในภาค downlink และ ตัวส่งสัญญาณ OFDM แสงในภาค uplink โดยความถี่ที่ใช้ในการสื่อสารสัญญาณนั้นจะสอดคล้องกับมาตรฐาน IEEE 802.3av

4.2.3.1 ตัวส่งสัญญาณ OFDM แสงในภาค downlink

ตัวส่งสัญญาณ OFDM แสงในภาค downlink เมื่อส่งที่อัตราบิต 10 Gb/s โดยใช้การมอดูเลตแบบ 4-QAM OFDM มีพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้ จำนวนคลื่นพาย่อย 512 คลื่นพาย่อย มอดูเลต

RF 7.5 GHz มอดูเลตแสงที่ความยาวคลื่น 1577 nm ตัวกำเนิดแสงมี linewidth 10 MHz กำลังส่งสูงสุด -1 dBm ไม่มีการเติม CP และ ไม่มีการทำ windowing

4.2.3.2 ตัวส่งสัญญาณ OFDM แสงในภาค uplink

ตัวส่งสัญญาณ OFDM แสงในภาค uplink เมื่อส่งที่อัตราบิต 10 Gb/s โดยใช้การมอดูเลตแบบ 4-QAM OFDM มีพารามิเตอร์เช่นเดียวกับตัวส่งสัญญาณ OFDM แสงในภาค downlink ยกเว้นการมอดูเลตแสงจะทำได้ความยาวคลื่น 1270 nm

4.2.4 ตัวรับสัญญาณ OFDM แสง

เช่นเดียวกับหัวข้อตัวส่งสัญญาณ OFDM แสงเนื่องจากการสื่อสารแบบสองทิศทาง ดังนั้นตัวรับสัญญาณ OFDM แสงนั้นก็แยกพิจารณาเป็นสองส่วนได้แก่ ตัวรับสัญญาณ OFDM แสงในภาค downlink และ ตัวรับสัญญาณ OFDM แสงในภาค downlink

4.2.4.1 ตัวรับสัญญาณ OFDM แสงในภาค downlink

ประกอบไปด้วยตัวแปลงสัญญาณแสงเป็นไฟฟ้า PIN responsivity 1AW dark current 10 nA Thermal noise 2.3104×10^{-24} W/Hz การกระจายตัวของ noise เป็นลักษณะเกาส์เซียน และมี low pass filter ซึ่งมีค่า cutoff frequency ที่ 5 GHz

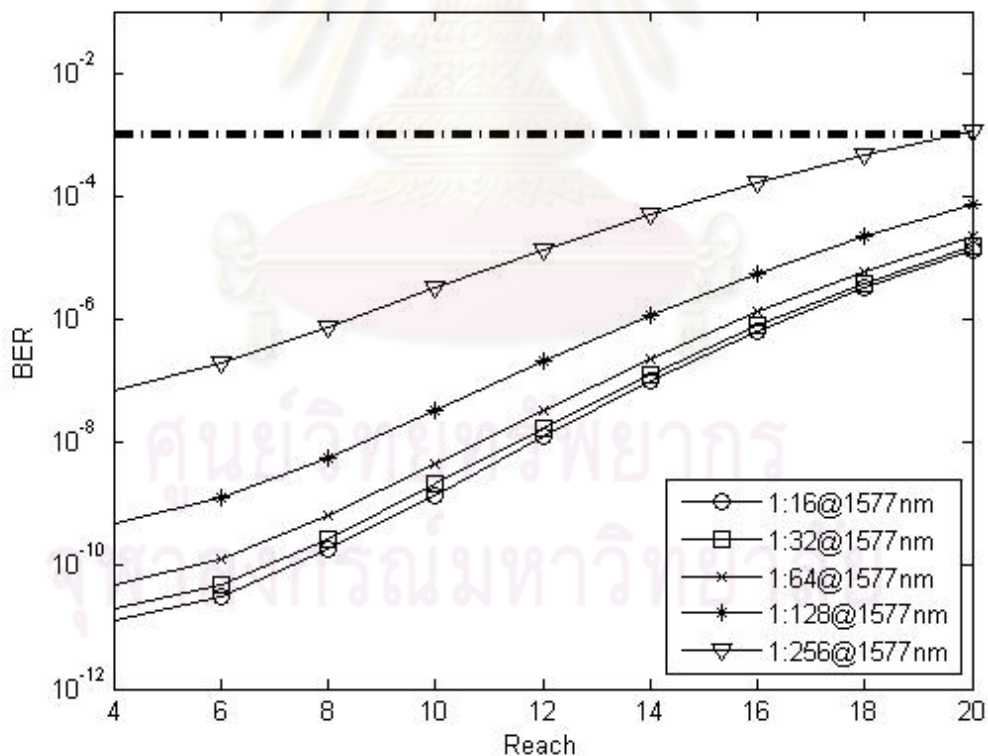
4.2.4.2 ตัวส่งสัญญาณ OFDM แสงในภาค uplink

มีลักษณะเช่นเดียวกับตัวรับสัญญาณ OFDM แสงในภาค downlink ทุกประการ

4.3 จำนวนผู้ใช้งานมากที่สุดสำหรับระบบ OFDM-PON

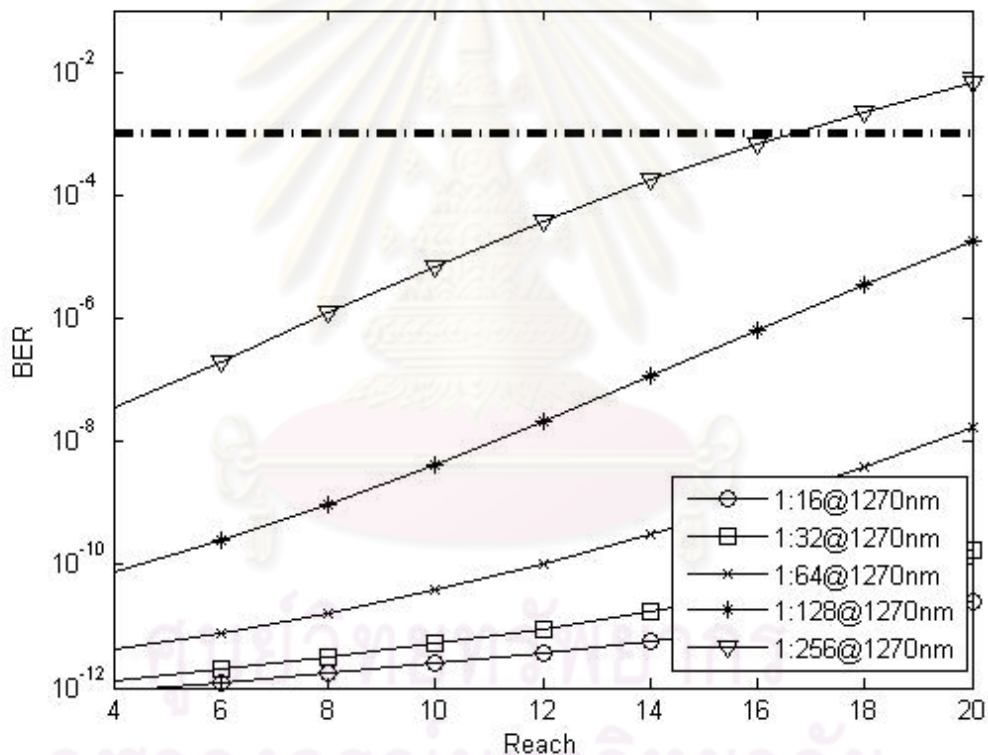
ประเด็นสำคัญข้อหนึ่งสำหรับการพิจารณาความสามารถของโครงข่ายเข้าถึงคือ ความสามารถในการรองรับจำนวนผู้ใช้บริการ โดยในหัวข้อนี้จะเป็นการจำลองระบบ OFDM-PON เพื่อหาจำนวนผู้ใช้งานมากที่สุดของระบบ OFDM-PON โดยจะแยกพิจารณาเป็นสองกรณีคือ ภาค downlink และ uplink เมื่อพิจารณาภาค downlink ก่อนโดยการกำหนดค่าพารามิเตอร์ในการจำลองระบบ OFDM-PON ที่อัตราบิต 10 Gb/s ดังนี้คือ สัญญาณอินพุตเป็นแบบ pseudo random

จำนวน 2048 บิต สัญญาณโอเอฟดีเอ็มถูกมอดูเลตแบบ 4-QAM ใช้จำนวนคลื่นพาห้อย่อย 512 คลื่นพาห้ และถูกมอดูเลต RF 7.5 GHz มอดูเลตแสงที่มีความยาวคลื่น 1577 nm ซึ่งมีค่าดิสเพอร์ชันเป็น 18.1 ps/nm/km และอัตราการลดทอน 0.2 dB/km ตัวกำเนิดสัญญาณแสง linewidth 10 MHz สื่อสัญญาณผ่านเส้นใยแสง G652.D ความยาว 20 km ก่อนถึง power splitter โดยคิดว่าความยาวเส้นใยแสงจาก power splitter ไปยัง ONU มีค่าน้อยมากสามารถละเลยผลในส่วนนี้ได้ ส่งที่กำลังส่งรวม 3 dBm และแปรค่า split ratio จาก 1:16 1:32 1:64 1:128 และ 1:256 ตามลำดับผลการจำลองระบบแสดงได้ดังรูปที่ 4.1 เมื่อพิจารณาอัตราบิตผิดพลาดที่ 10^{-3} ซึ่งเป็นมาตรฐานของอัตราบิตผิดพลาดสูงสุดของ IEEE802.3av ที่ภาครับ จากผลการจำลองระบบ OFDM-PON พบว่าสามารถมีผู้ใช้งานได้ไม่เกิน 128 รายที่ระยะทาง 20 km และหากมีผู้ใช้งาน 256 รายจะสามารถส่งได้ที่ระยะทาง 19 km



รูปที่ 4.1 จำนวนผู้ใช้งานมากที่สุดสำหรับระบบ OFDM-PON ภาค downlink

เมื่อพิจารณาในภาค **uplink** โดยการกำหนดค่าพารามิเตอร์ในการจำลองระบบ OFDM-PON เช่นเดียวกับภาค **downlink** แตกต่างกันที่ทำการมอดูเลตแสงที่มีความยาวคลื่น 1270 nm :ซึ่งมีค่าดิสเพอร์ชันเป็น -3.689 ps/nm/km และอัตราการลดทอน 0.325 dB/km แปรค่า split ratio จาก 1:16 1:32 1:64 1:128 และ 1:256 ตามลำดับผลการจำลองระบบแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 เมื่อพิจารณาอัตราผิดพลาดที่ 10^{-3} ที่ภาครับ จากผลการจำลองระบบ OFDM-PON พบว่าสามารถมีผู้ใช้งานได้ไม่เกิน 128 รายที่ระยะทาง 20 km และหากมีผู้ใช้งาน 256 รายจะสามารถส่งได้ที่ระยะทาง 16 km



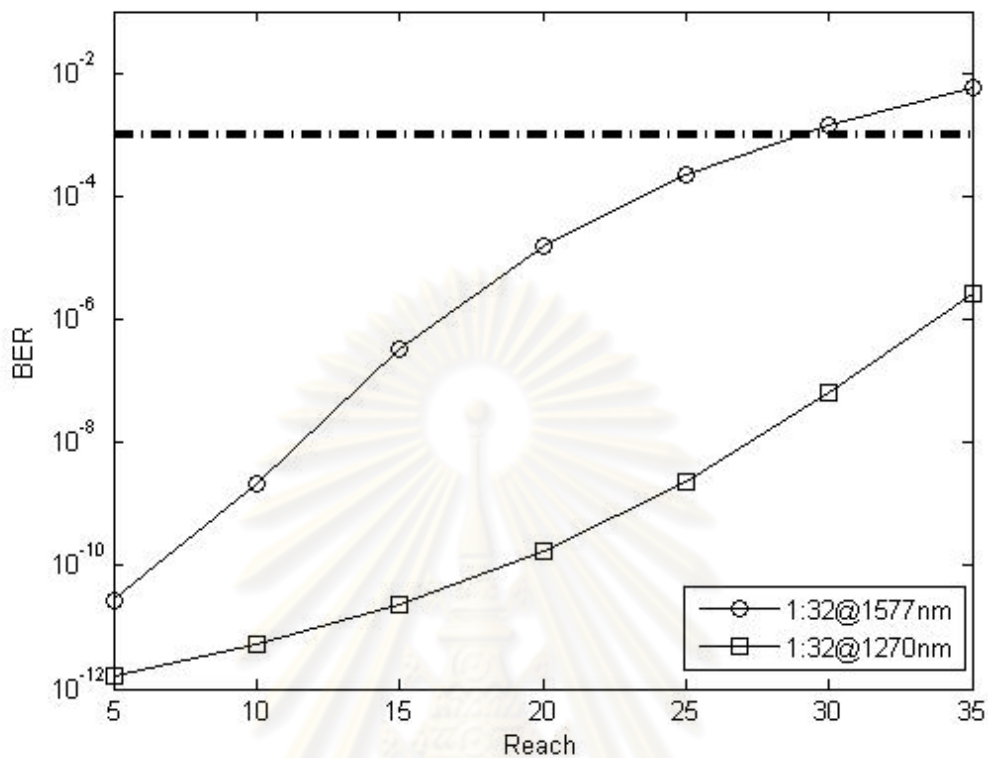
รูปที่ 4.2 จำนวนผู้ใช้งานมากที่สุดสำหรับระบบ OFDM-PON ภาค uplink

หากพิจารณาผลการจำลองระบบโดยรวมทั้งภาค **downlink** และ ภาค **uplink** พบว่าระบบ OFDM-PON นั้นสามารถมีผู้ใช้งานมากที่สุด 128 รายในการสื่อสารสัญญาณเป็นระยะทาง 20 km

4.4 ระยะเวลาไกลที่สุดสำหรับระบบ OFDM-PON

ระยะเวลาให้บริการเป็นอีกหนึ่งประเด็นสำหรับการพิจารณาความสามารถของโครงข่าย โดยในหัวข้อนี้จะเป็นการจำลองระบบ OFDM-PON เพื่อหาระยะเวลาให้บริการไกลที่สุดสำหรับระบบ OFDM-PON โดยจะแยกพิจารณาเป็นสองกรณีคือ ภาค **downlink** และ **uplink** ก่อนโดยค่าพารามิเตอร์ในการจำลองระบบ OFDM-PON ที่อัตราบิต 10 Gb/s ดังนี้คือ สัญญาณอินพุตเป็นแบบ **pseudo random** จำนวน 2048 บิต สัญญาณโอเอฟดีเอ็มถูกมอดูเลตแบบ 4-QAM ใช้จำนวนคลื่นพาห์ย่อย 512 คลื่นพาห์ และถูกมอดูเลต RF 7.5 GHz มอดูเลตแสงที่ความยาวคลื่นในภาค **downlink** 1577 nm และความยาวคลื่นในภาค **uplink** 1270 nm :ซึ่งมีค่าดิสเพอร์ชันเป็น 18.1 ps/nm/km อัตราการลดทอน 0.2 dB/km และมีค่าดิสเพอร์ชันเป็น -3.689 ps/nm/km อัตราการลดทอน 0.325 dB/km ตามลำดับ ตัวกำเนิดสัญญาณแสง linewidth 10 MHz สื่อสัญญาณผ่านเส้นใยแสง G652.D ส่งที่กำลังส่งรวม 3 dBm และ split ratio 1:32 ตามมาตรฐานตาม IEEE 802.3av [29] ผลการจำลองระบบแสดงได้ดังรูปที่ 4.3

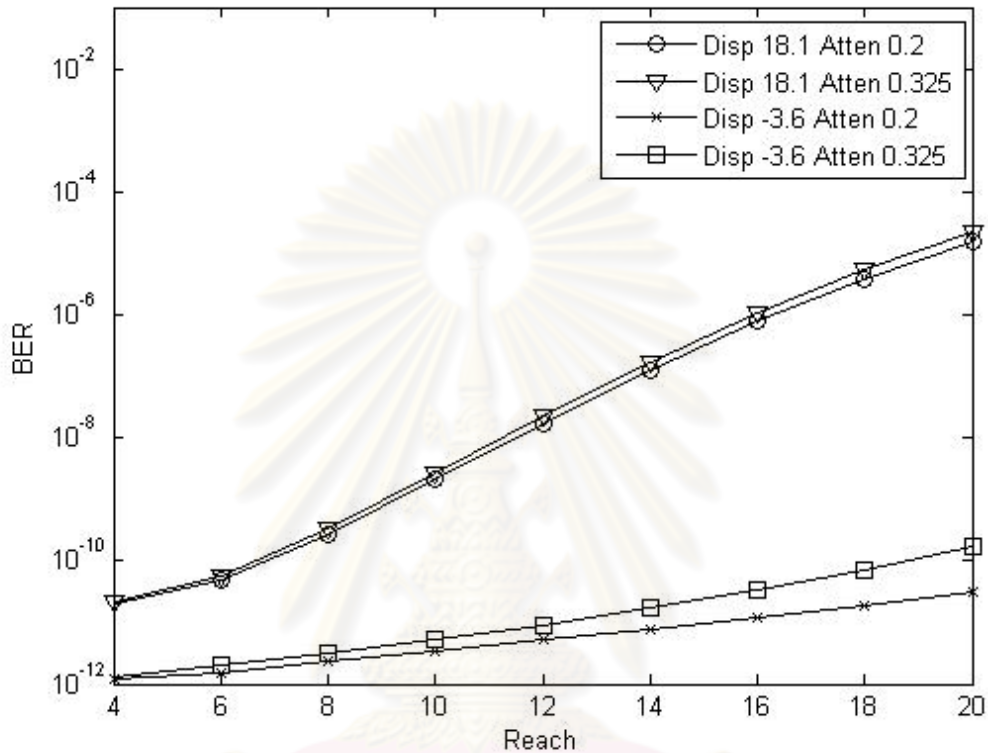
เมื่อพิจารณาผลการจำลองระบบ OFDM-PON เพื่อหาความสามารถด้านระยะเวลาให้บริการไกลสุดพบว่าขีดจำกัดของระบบอยู่ที่ภาค **downlink** ซึ่งสามารถสื่อสัญญาณได้ที่ระยะทาง 29 km



รูปที่ 4.3 ระยะทางไกลสุดสำหรับระบบ OFDM-PON ภาค uplink

ปัจจัยที่จำกัดความสามารถการสื่อสารสัญญาณ OFDM-PON เมื่อกำหนดให้ linewidth ของตัวกำเนิดแสงมีค่าคงที่มี 2 ชนิดคือ ความผิดเพี้ยนเชิงเฟสจากผลของดิสเพอร์ชัน และ อัตราการลดทอนกำลังสัญญาณ เพื่อเป็นการพิจารณาถึงความรุนแรงของปัจจัยทั้งสองข้างต้นจึงได้ทดลองเปรียบเทียบโดยพิจารณาเป็นสองกรณีย่อยคือ มีค่าดิสเพอร์ชันเท่ากันแต่มีอัตราการลดทอนต่างกัน และมีอัตราการลดทอนเท่ากันแต่มีค่าดิสเพอร์ชันต่างกัน เมื่อกำหนดค่าพารามิเตอร์ในการจำลองระบบ OFDM-PON ที่อัตราบิต 10 Gb/s ดังนี้คือ สัญญาณอินพุตเป็นแบบ pseudo random จำนวน 2048 บิต สัญญาณโอเอฟดีเอ็มถูกมอดูเลตแบบ 4-QAM ใช้จำนวนคลื่นพาห่อย่อย 512 คลื่นพาห้ และถูกมอดูเลต RF 7.5 GHz ตัวกำเนิดสัญญาณแสง linewidth 10 MHz สื่อสัญญาณผ่านเส้นใยแสง G652.D ส่งที่กำลังส่งรวม 3 dBm และ split ratio 1:32 เมื่อกำหนดค่าดิสเพอร์ชัน

เป็น 18.1 ps/nm/km อัตราการลดทอน 0.2 dB/km และมีค่าดิสเพอร์ชันเป็น -3.689 ps/nm/km อัตราการลดทอน 0.325 dB/km ตามลำดับ ผลการจำลองระบบแสดงดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 ผลของปัจจัยที่จำกัดความสามารถของระบบ OFDM-PON

กรณีแรกเมื่อพิจารณาค่าดิสเพอร์ชันเดียวกันแต่ค่าอัตราการลดทอนแตกต่างกันเพื่อพิจารณาผลของอัตราการลดทอนพบว่าเมื่อสื่อสัญญาณความยาวคลื่นที่มีค่าดิสเพอร์ชันสูงคือที่ 18.1 ps/nm/km ความแตกต่างของอัตราการลดทอนจะมีน้อยกว่าเมื่อเทียบกับการสื่อสัญญาณความยาวคลื่นที่มีค่าดิสเพอร์ชันต่ำคือที่ -3.6 ps/nm/km

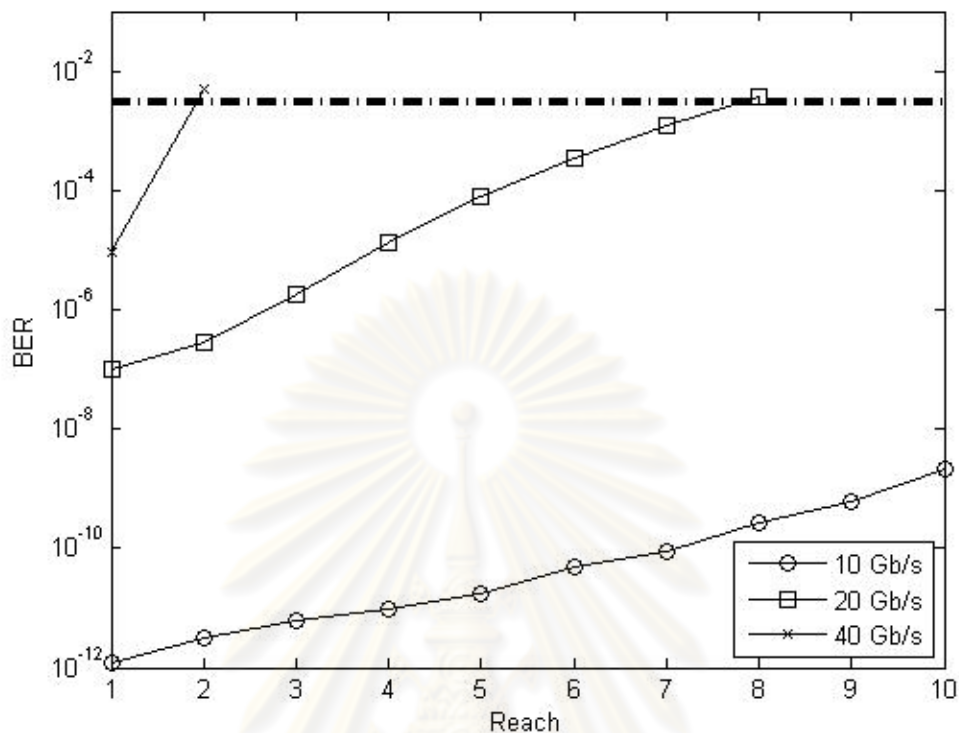
กรณีที่สองเมื่อพิจารณาค่าอัตราการลดทอนเดียวกันแต่ค่าดิสเพอร์ชันต่างเพื่อพิจารณาผลของค่าดิสเพอร์ชันพบว่าที่อัตราการลดทอนสัญญาณต่ำค่าดิสเพอร์ชันจะส่งผลทำให้อัตราบิดผิดพลาดสูงชันมากกว่าที่อัตราการลดทอนสัญญาณสูง

จากผลการจำลองระบบนี้ทำให้สรุปได้ว่าการสื่อสารสัญญาณผ่านความยาวคลื่นที่มีค่าดิสเพอร์ชันสูงเป็นปัจจัยที่จำกัดความสามารถของระบบ

4.5 อัตราบิดสูงสุดสำหรับระบบ OFDM-PON

อัตราบิดสูงสุดเป็นประเด็นสุดท้ายสำหรับการพิจารณาความสามารถของโครงข่ายในบนี้ โดยในหัวข้อนี้จะเป็นการจำลองระบบ OFDM-PON โดยจะพิจารณาเฉพาะภาค **downlink** เนื่องจากผลการวิเคราะห์จากหัวข้อ 4.4 จึงพิจารณาเฉพาะกรณีที่มีค่าดิสเพอร์ชันสูงสุดเท่านั้นซึ่งก็คือภาค **downlink** โดยค่าพารามิเตอร์ในการจำลองระบบ OFDM-PON ที่อัตราบิด 10 Gb/s 20 Gb/s และ 40 Gb/s เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นแบบ **pseudo random** จำนวน 2048 บิต สัญญาณไอเอฟดีเอ็มถูกมอดูเลตแบบ 4-QAM ใช้จำนวนคลื่นพาห่อย่อย 512 คลื่นพาห้ และถูกมอดูเลต RF 7.5 GHz 15GHz และ 60 GHz ตามลำดับ ขนาดของ **band pass filter** เท่ากับ 10 GHz 20 GHz และ 40 GHz ตามลำดับ มอดูเลตแสงที่ความยาวคลื่นในภาค **downlink** 1577 nm ซึ่งมีค่าดิสเพอร์ชันเป็น 18.1 ps/nm/km อัตราการลดทอน 0.2 dB/km ตัวกำเนิดสัญญาณแสง **linewidth** 10 MHz สื่อสัญญาณผ่านเส้นใยแสง G652.D ส่งที่กำลังส่งรวม 3 dBm และ **split ratio** 1:32 ผลการจำลองระบบแสดงได้ดังรูปที่ 4.5

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

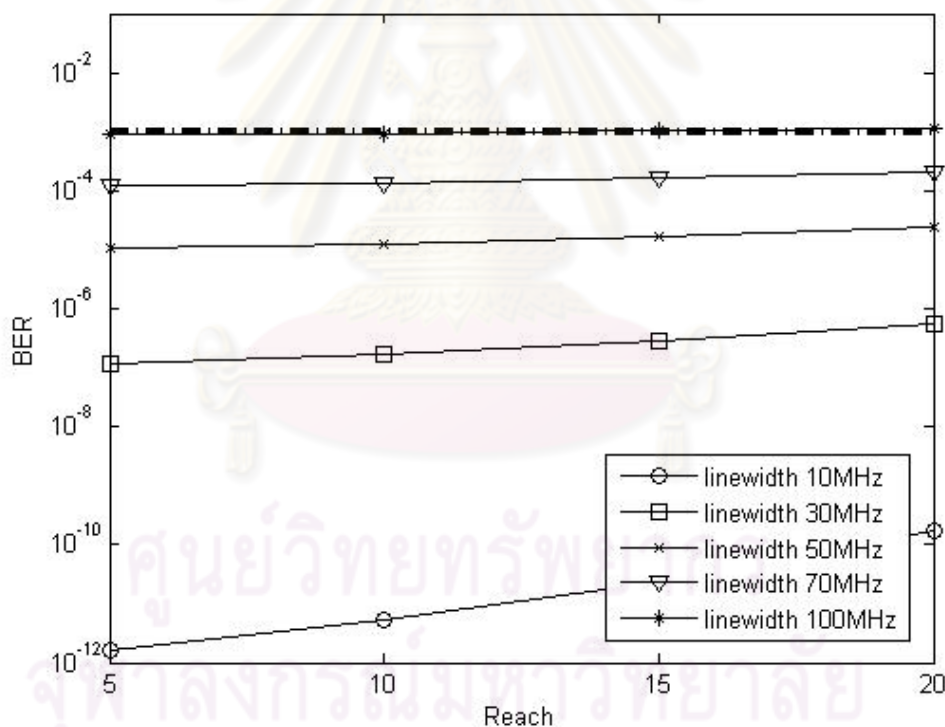


รูปที่ 4.5 อัตราบิตสูงสุดสำหรับระบบ OFDM-PON ภาค downlink

เมื่อพิจารณาผลการจำลองระบบที่อัตราบิต 20 Gb/s พบว่าสามารถสื่อสารสัญญาณได้ระยะทางประมาณ 8 km และที่อัตราบิต 40 Gb/s สามารถสื่อสารสัญญาณได้ระยะทางประมาณ 2 km สาเหตุที่ทำให้เมื่อส่งที่อัตราบิตสูงขึ้นแล้วส่งได้ระยะทางลดลงอย่างรวดเร็ว นั้นเนื่องมาจากผลของความผิดเพี้ยนเชิงเฟสเนื่องจากดิสเพอร์ชัน ที่สูงขึ้นอย่างรวดเร็วเมื่อสื่อสารสัญญาณอัตราบิตสูงต้องมีการใช้แบนด์วิดท์สูงขึ้นส่งผลให้ระยะทางในการสื่อสารสัญญาณลดลงอย่างรวดเร็ว

แนวทางหนึ่งในการลดราคาอุปกรณ์ใน ONU เพื่อให้ราคาของระบบโดยรวมต่ำลงคือการใช้ตัวกำเนิดแสงที่มีค่า linewidth สูงขึ้น โดยพิจารณาตัวส่งสัญญาณ OFDM แสงในภาค uplink โดยค่าพารามิเตอร์ในการจำลองระบบ OFDM-PON ที่อัตราบิต 10 Gb/s ดังนี้คือ สัญญาณอินพุตเป็นแบบ pseudo random จำนวน 2048 บิต สัญญาณโอเอฟดีเอ็มถูกมอดูเลตแบบ 4-QAM ใช้จำนวนคลื่นพาห์ย่อย 512 คลื่นพาห์ และถูกมอดูเลต RF 7.5 GHz มอดูเลตแสงที่มีความยาวคลื่น

ในภาค downlink 1270 nm มีค่าดิสเพอร์ชันเป็น -3.689 ps/nm/km อัตราการลดทอน 0.325 dB/km สื่อสัญญาณผ่านเส้นใยแสง G652.D เป็นระยะ 20 km ส่งที่กำลังส่งรวม 3 dBm และ split ratio 1:32 เมื่อแปรค่า linewidth ของตัวกำเนิดสัญญาณแสง 10 MHz 30 MHz 50 MHz และ 100 MHz ผลการจำลองระบบแสดงได้ดังรูปที่ 4.6 พบว่า เมื่อเพิ่ม linewidth ให้สูงขึ้นก็จะส่งผลให้อัตราบิตผิดพลาดสูงขึ้นตามไปด้วยสาเหตุเนื่องจากค่า phase noise ที่เพิ่มขึ้น โดยหากจะสื่อสัญญาณที่ระยะทาง 20 km จะต้องใช้ตัวกำเนิดแสงที่มี linewidth ต่ำกว่า 100 nm เพื่อที่ภาครับสัญญาณที่ OLT สามารถรับสัญญาณได้ที่อัตราบิตผิดพลาดต่ำกว่า 10^{-3}



รูปที่ 4.6 ผลของ linewidth ต่ออัตราบิตผิดพลาดสำหรับตัวส่งสัญญาณที่ ONU

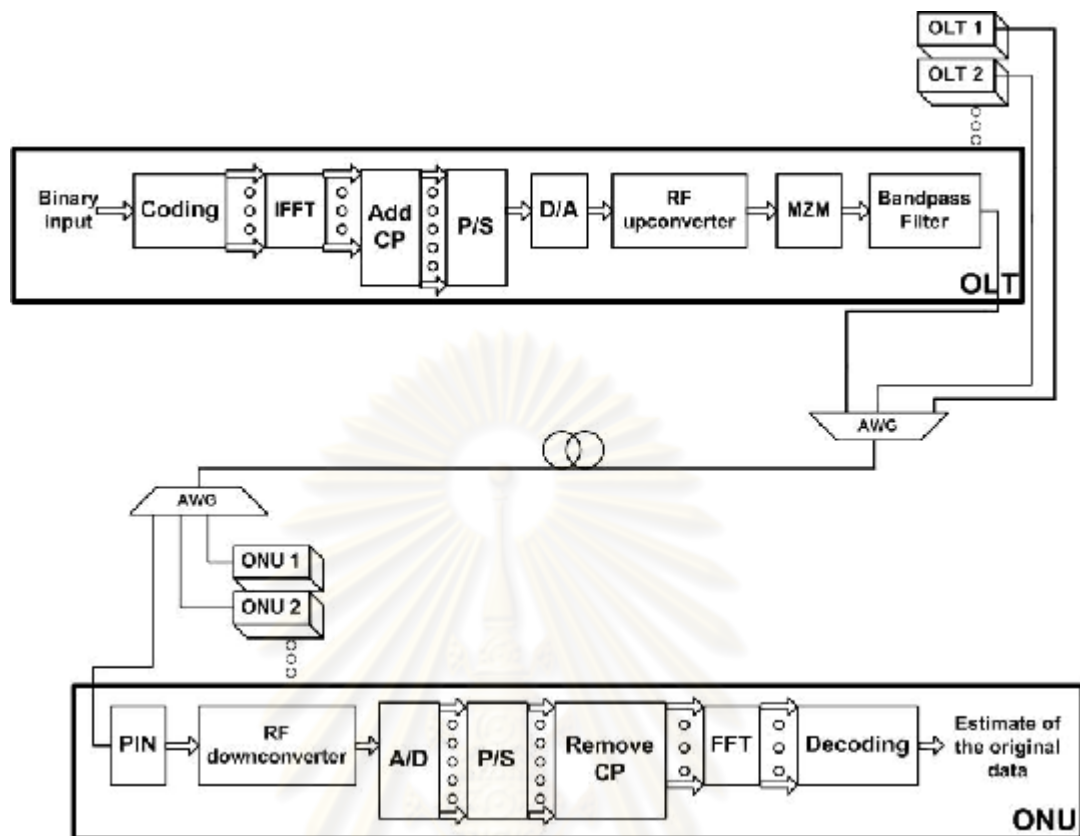
บทที่ 5

ความสามารถของระบบ CWDM OFDM-PON ที่ใช้การมอดูเลตแบบโอเอฟดีเอ็ม จากการศึกษาการจำลองทางคณิตศาสตร์

เนื่องจากระบบ WDM เป็นระบบสื่อสารความเร็วสูงและเป็นเทคนิคในการเพิ่มอัตราบิตของระบบโดยการเพิ่มความยาวคลื่นในการส่งสัญญาณจึงส่งผลให้ระบบ WDM PON เป็นระบบที่ง่ายต่อการเพิ่มจำนวนผู้ใช้งานเพราะสามารถเพิ่มความยาวคลื่นที่ใช้ส่งสัญญาณได้ในโครงข่ายเดิม ทำให้ได้อัตราข้อมูลที่สูงขึ้น และไม่ประสบกับปัญหาการลดต่ำลงของสัญญาณเนื่องจาก power splitter โดยระบบ WDM PON จะทำการแยกช่องสัญญาณโดยใช้ความถี่แต่ละ OLT และ ONU สำหรับภาคอัพลิงค์ (uplink) และ ภาคดาวลิงค์ (downlink) โดยวิธีการนี้จะเป็นการสร้างการเชื่อมต่อเสมือนระหว่าง OLT และ ONU แต่ละความยาวคลื่นที่ใช้ส่งสัญญาณอาจจะส่งที่อัตราข้อมูลหรือ service ต่างๆกันก็ได้ เมื่อพิจารณานำมาใช้ร่วมกับโครงข่ายเข้าถึง ปัจจัยสำคัญที่ต้องพิจารณาคือเรื่องราคาของระบบจึงได้เลือกใช้ระบบ CWDM ซึ่งมีราคาถูกกว่าระบบ DWDM ทั้งในด้านอุปกรณ์โครงข่าย และการดูแลรักษาระบบ จึงได้มีแนวคิดในการสร้างระบบ CWDM OFDM-PON ขึ้นมาโดยในบทนี้กล่าวถึงการจำลองระบบ CWDM OFDM-PON เพื่อวิเคราะห์ความสามารถและความเป็นไปได้ในการนำมาใช้งานสำหรับระบบ CWDM OFDM-PON อีกทั้งวิเคราะห์ถึงปัญหาและข้อจำกัดของระบบอีกด้วย

5.1 แบบจำลองระบบ CWDM-OFDM-PON

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างของระบบ CWDM OFDM-PON ที่ใช้เพื่อศึกษาถึงความสามารถของโครงข่าย CWDM-OFDM-PON โดยแสดงได้ดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 โครงสร้างระบบ CWDM OFDM-PON

รูปที่ 5.1 แสดงถึงแผนภาพของโครงสร้างระบบ CWDM OFDM-PON โดยระบบนี้จะเสมือนแยกช่องสัญญาณแต่ละ OLT และ ONU สำหรับภาคอัปลิงค์ (uplink) และ ภาคดาวลิงค์ (downlink) ที่ส่งผ่านเส้นใยแสงโดยใช้ความยาวคลื่นที่แตกต่างกันในการสื่อสารสัญญาณ การรวมหรือแยกช่องสัญญาณจะทำได้โดยผ่านอุปกรณ์พาสซีฟซึ่งทำหน้าที่เป็น MUX หรือ DEMUX ซึ่งในระบบที่สร้างขึ้นนี้ใช้ AWG ทำหน้าที่ทั้งสอง ทั้งนี้โครงสร้างระบบ CWDM OFDM-PON ประกอบไปด้วยส่วนที่เป็น OLT เส้นใยแสง AWG และ ONU โดยจะเริ่มต้นพิจารณาจากภาค downlink ก่อน เริ่มต้นจากสร้างสัญญาณ OFDM ที่ OLT โดยการนำข้อมูลซึ่งเป็นเลขฐานสองมานั้นเข้ารหัสแบบ QAM แล้วแปลงเป็นข้อมูลแบบขนาน ส่งเข้าไปผ่านกระบวนการ IFFT ผลลัพธ์ที่ได้จากการแปลงสัญญาณด้วยกระบวนการ IFFT แล้วแปลงกลับไปเป็นข้อมูลแบบอนุกรมอีกครั้ง ต่อมานำข้อมูลเชิงเลขแบบอนุกรมที่ได้ไปผ่าน DAC จะได้ข้อมูลแบบต่อเนื่องแล้วจึงนำไปมอดูเลตแบบ QAM กับ

สัญญาณคลื่นพาห้ จากนั้นนำสัญญาณที่ได้ไปมอดูเลตแสงที่ความยาวคลื่นต่างกันตามมาตรฐานที่กำหนดไว้ใน ITU G 694.2 ซึ่งเป็นมาตรฐานสำหรับระบบ CWDM และใช้วิธีการมอดูเลตภายนอกโดยใช้อุปกรณ์มาสเซนเดอร์ (Mach-Zehnder modulator : MZM) โดยจะมีการ normalize สัญญาณไฟฟ้าขาเข้าและไบแอสสัญญาณโดยตัวมอดูเลเตอร์เพื่อให้สัญญาณ OFDM มีค่ามากกว่าศูนย์เสมอเพื่อหลีกเลี่ยงการคลิบของสัญญาณ สุดท้ายนำสัญญาณแสงที่ได้ผ่านวงจรกรองผ่านแถบแบบเกาส์เซียนเพื่อเพื่อกำจัดแถบความถี่ที่ซ้ำซ้อนในสัญญาณ OFDM แสงซึ่งวงจรกรองนี้จะมีช่วงความยาวคลื่นที่กรองแตกต่างกันออกไปตามแต่ความยาวคลื่นที่ใช้สัญญาณ จะได้สัญญาณแบบ OFDM แบบ SSB ออกมา จากนั้นส่งสัญญาณ OFDM ที่ได้ส่งผ่านเส้นใยแสงชนิด G652.D โดยไม่มีการชดเชยใดๆระหว่างการส่งสัญญาณ จากนั้นนำสัญญาณ OFDM แสงที่สร้างขึ้นมาผ่าน AWG เพื่อเป็นการ MUX ช่องสัญญาณแล้วส่งผ่านเส้นใยแสงเพียงเส้นเดียวต่อมาผ่านสัญญาณเข้าไปยัง AWG อีกครั้งเพื่อเป็นการ DEMUX ช่องสัญญาณที่ส่งผ่านเส้นใยแสงมาเพื่อแยกสัญญาณในแต่ละช่องสัญญาณไปยังปลายทางคือ ONU จากนั้น ONU จะทำการรับสัญญาณแสงที่ได้โดยใช้ตัวแปลงสัญญาณแสงเป็นไฟฟ้าแบบ PIN จากนั้นนำสัญญาณไฟฟ้าที่ได้ทำกระบวนการย้อนกลับจากขั้นตอนการสร้างสัญญาณที่ OLT จะได้บิตข้อมูลออกมาจากนั้นพิจารณาการส่งสัญญาณในภาค uplink เริ่มต้นจากสร้างสัญญาณ OFDM ที่ ONU โดยใช้กระบวนการสร้างสัญญาณแบบเดียวกับที่ OLT ใช้ในภาค downlink จากนั้นสัญญาณจาก ONU ทุกช่องสัญญาณจะมาผ่านอุปกรณ์ AWG เพื่อเป็นการ MUX ช่องสัญญาณก่อนที่จะส่งสัญญาณ ส่งผ่านเส้นใยแสงชนิด G652.D โดยไม่มีการชดเชยใดแล้วผ่าน AWG เพื่อเป็นการ DEMUX สัญญาณแต่ละช่องสัญญาณเพื่อส่งไปยัง OLT โดยจะทำการรับสัญญาณแสงที่ได้โดยใช้ตัวแปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าแบบ PIN แล้วทำกระบวนการย้อนกลับจากขั้นตอนการสร้างสัญญาณที่ ONU จะได้บิตข้อมูลออกมาทั้งนี้การจำลองทางคณิตศาสตร์นั้นจะมีการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ภายในกระบวนการของการส่งสัญญาณโดยจะกล่าวถึงในส่วนของการจำลองระบบและผลการจำลองระบบต่อไป

5.2 พารามิเตอร์พื้นฐานที่ใช้ในระบบ CWDM OFDM-PON

การจำลองทางคณิตศาสตร์มีความจำเป็นในการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆอย่างเหมาะสม เพื่อให้ผลการจำลองระบบนั้นมีความถูกต้องแม่นยำและสอดคล้องกับความเป็นจริงในทางปฏิบัติ จึงมีการแสดงค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ โดยหัวข้อนี้จะกล่าวถึงค่าพารามิเตอร์พื้นฐาน โดยพิจารณาแยกเป็น 4 อุปกรณ์หลัก ได้แก่ เส้นใยแสงแบบ SMF ตัวส่งสัญญาณ OFDM แสง ตัวรับสัญญาณ OFDM และ AWG ตามลำดับดังนี้

5.2.1 เส้นใยแสง

พารามิเตอร์ของเส้นใยแสงมาตรฐาน G652.D เมื่อไม่มีการ splice ซึ่งค่าพารามิเตอร์แสดงดังตารางที่ 5.1 ดังนี้

ตารางที่ 5.1 สมบัติของเส้นใยแสงแต่ละความยาวคลื่น

ความยาวคลื่น (nm)	Dispersion (ps/nm/km)	Dispersion slope (ps/nm ² /km)	Attenuation (dB/km)	Nonlinearity coefficient (m ² /W)
1270	-3.69	0.087	0.325	22x10 ⁻²¹
1290	-1.80	0.087	0.325	22x10 ⁻²¹
1310	0.00	0.087	0.325	22x10 ⁻²¹
1330	1.72	0.087	0.325	22x10 ⁻²¹
1350	3.37	0.087	0.325	22x10 ⁻²¹
1370	4.94	0.087	0.325	22x10 ⁻²¹
1390	6.46	0.087	0.325	22x10 ⁻²¹
1410	7.91	0.087	0.30	22x10 ⁻²¹
1430	9.30	0.087	0.30	22x10 ⁻²¹
1450	10.65	0.087	0.25	22x10 ⁻²¹
1470	11.94	0.087	0.25	22x10 ⁻²¹
1490	13.19	0.087	0.2	22x10 ⁻²¹
1510	14.40	0.087	0.2	22x10 ⁻²¹
1530	15.57	0.087	0.2	22x10 ⁻²¹
1550	16.70	0.087	0.2	22x10 ⁻²¹

1570	17.80	0.087	0.2	22×10^{-21}
1590	18.86	0.087	0.2	22×10^{-21}
1610	19.90	0.087	0.25	22×10^{-21}

5.2.2 ตัวส่งสัญญาณ OFDM แสง ในระบบ CWDM OFDM-PON

เนื่องจากการสื่อสารแบบสองทิศทางดังนั้นตัวส่งสัญญาณ OFDM แสงในระบบ CWDM OFDM-PON นั้นจะแยกพิจารณาเป็นสองส่วนได้แก่ ตัวส่งสัญญาณ OFDM แสงในภาค **downlink** และ ตัวส่งสัญญาณ OFDM แสงในภาค **uplink**

5.2.2.1 ตัวส่งสัญญาณ OFDM แสงในภาค **downlink** ในระบบ CWDM OFDM-PON

ตัวส่งสัญญาณ OFDM แสงในภาค **downlink** เมื่อส่งที่อัตราบิต 10 Gb/s โดยใช้การมอดูเลตแบบ 4-QAM OFDM มีพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้ จำนวนคลื่นพาห่อย่อย 512 คลื่นพาห้ มอดูเลต RF 7.5 GHz มอดูเลตแสงที่ความยาวคลื่นที่แตกต่างกันตามมาตรฐาน ITU G694.2 ตัวกำเนิดแสงมี linewidth 10 MHz กำลังส่งสูงสุด -1 dBm ไม่มีการเติม CP และ ไม่มีการทำ windowing

5.2.2.2 ตัวส่งสัญญาณ OFDM แสงในภาค **uplink** ในระบบ CWDM OFDM-PON

ตัวส่งสัญญาณ OFDM แสงในภาค **uplink** เมื่อส่งที่อัตราบิต 10 Gb/s โดยใช้การมอดูเลตแบบ 4-QAM OFDM มีพารามิเตอร์เช่นเดียวกับตัวส่งสัญญาณ OFDM แสงในภาค **downlink** ยกเว้นการมอดูเลตแสงที่ความยาวคลื่นต่างกัน

5.2.3 ตัวรับสัญญาณ OFDM แสง ในระบบ CWDM OFDM-PON

ตัวรับสัญญาณ OFDM แสงในระบบ CWDM OFDM-PON นั้นแยกพิจารณาเป็นสองส่วนได้แก่ ตัวรับสัญญาณ OFDM แสงในภาค **downlink** และ ตัวรับสัญญาณ OFDM แสงในภาค **uplink**

5.2.3.1 ตัวรับสัญญาณ OFDM แสงในภาค **downlink** ในระบบ CWDM OFDM-PON

ประกอบไปด้วยตัวแปลงสัญญาณแสงเป็นไฟฟ้า PIN responsivity 1AW dark current 10 nA Thermal noise 2.3104×10^{-24} W/Hz การกระจายตัวของ noise เป็นลักษณะเกาส์เซียน และมี low pass filter ซึ่งมีค่า cutoff frequency ที่ 5 GHz

5.2.3.2 ตัวส่งสัญญาณ OFDM แสงในภาค uplink ในระบบ CWDM OFDM-PON

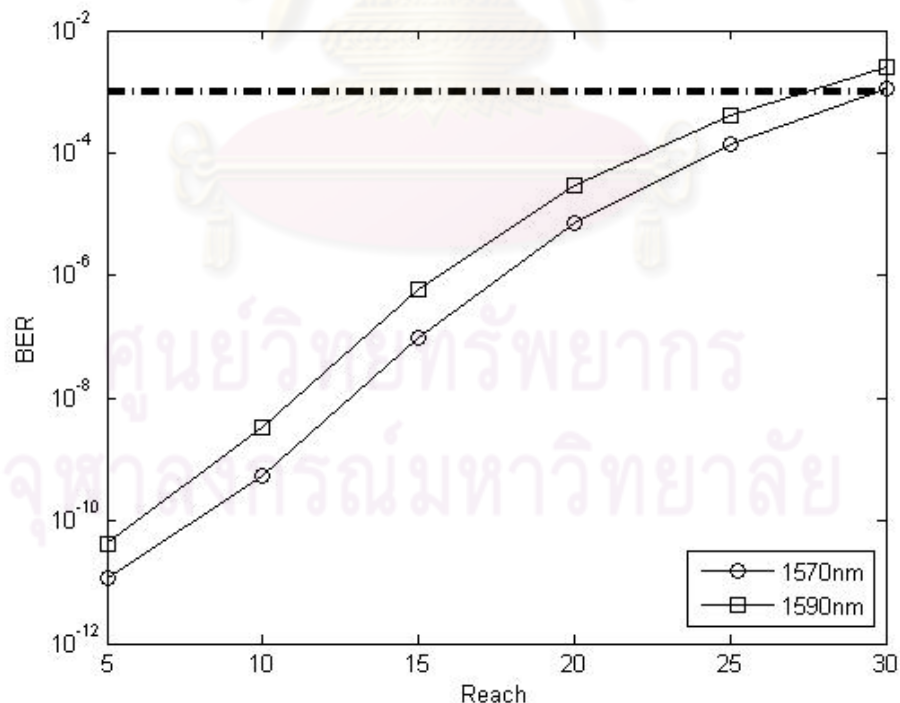
มีลักษณะเช่นเดียวกับตัวรับสัญญาณ OFDM แสงในภาค downlink ทุกประการ

5.2.4 AWG

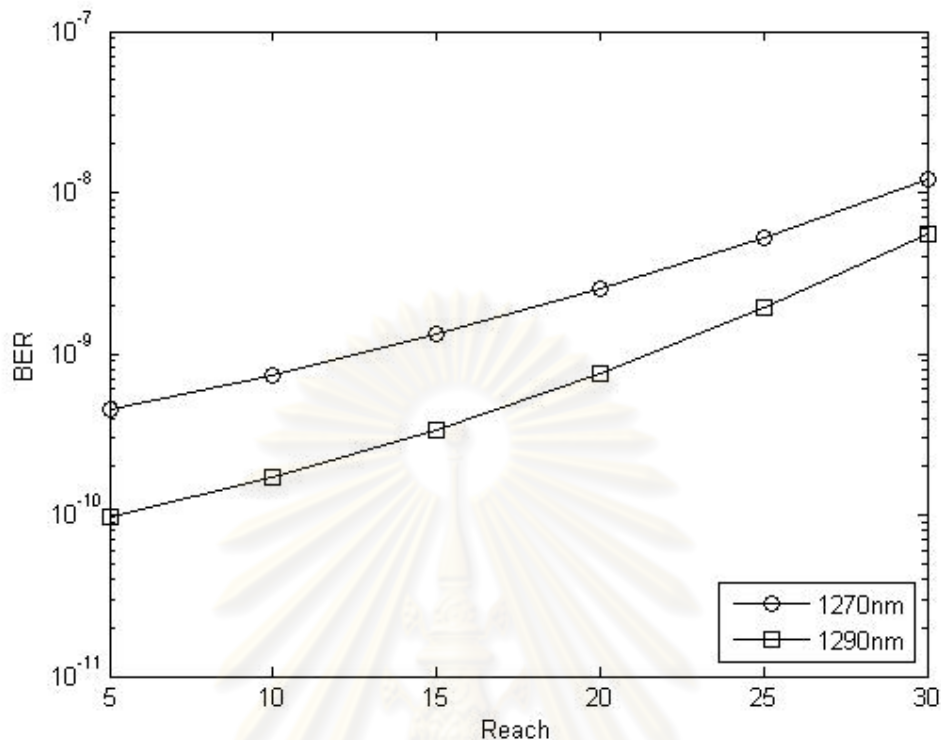
AWG ที่ใช้เป็นอุปกรณ์ MUX/DEMUX ช่องสัญญาณที่ใช้มีลักษณะเป็นแบบเกาส์เซียนโปรไฟล์ โดยมี frequency spacing 20 nm ตามมาตรฐาน ITU G.694.2 insertion loss 5 dB และมี bandwidth 7 nm

5.3 ผลการจำลองระบบ CWDM OFDM-PON 2 ความยาวคลื่น

หัวข้อนี้กล่าวถึงผลการจำลองระบบ CWDM OFDM-PON โดยมีความยาวคลื่น downlink 2 ความยาวคลื่นที่ 1570 nm และ 1590 nm และ มีความยาวคลื่น uplink 2 ความยาวคลื่นที่ 1270 nm และ 1290 nm เมื่อผลการจำลองระบบ CWDM OFDM-PON ภาค downlink แสดงดังรูปที่ 5.2 และภาค uplink แสดงดังรูปที่ 5.3 ตามลำดับ



รูปที่ 5.2 ผลการจำลองระบบ CWDM OFDM-PON ในภาค downlink แบบ 2 ความยาวคลื่น

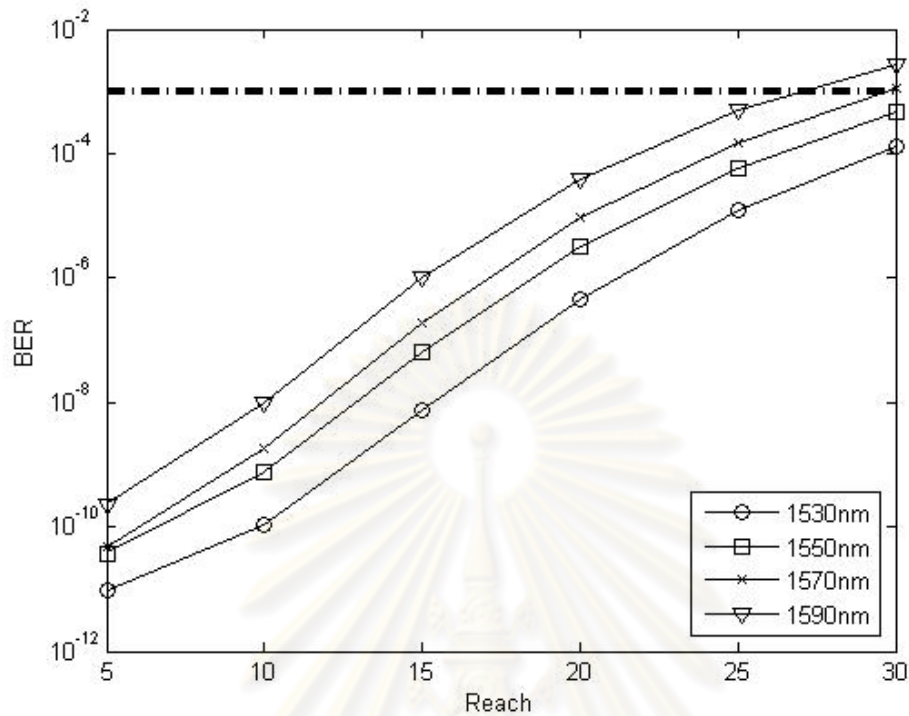


รูปที่ 5.3 ผลการจำลองระบบ CWDM OFDM-PON ในภาค uplink แบบ 2 ความยาวคลื่น

พิจารณารูปที่ 5.2 ซึ่งเป็นการสื่อสารสัญญาณในภาค downlink พบว่าที่ความยาวคลื่น 1590 nm มีอัตราบิดเบือนผลาด สูงกว่าที่ความยาวคลื่น 1570 nm ซึ่งเป็นผลอันเนื่องมาจากค่าดิสเพอร์ชันที่ความยาวคลื่น 1590 nm มีค่ามากกว่าที่ความยาวคลื่น 1570 nm เมื่อที่ความยาวคลื่นทั้งสองมีค่าอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณเท่ากัน เช่นเดียวกันกับที่ภาค uplink และเมื่อพิจารณา รูปที่ 5.3 ที่ความยาวคลื่น 1270 nm มีอัตราบิดเบือนผลาดมากกว่าที่ความยาวคลื่น 1290 nm สังเกตว่าข้อจำกัดของระบบอยู่ที่ภาค downlink ซึ่งสามารถสื่อสารสัญญาณได้ที่ระยะทางประมาณ 27 km ที่ความยาวคลื่น 1590 nm โดยมีอัตราบิดเบือนผลาดที่ใช้ตัดสินเท่ากับ 10^{-3}

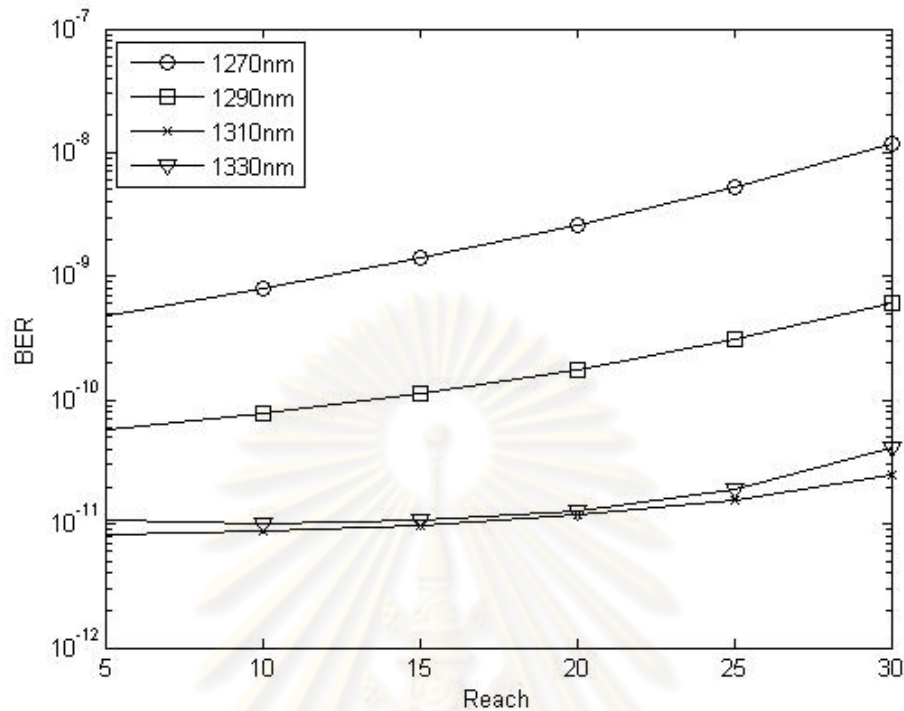
5.4 ผลการจำลองระบบ CWDM OFDM-PON 4 ความยาวคลื่น

หัวข้อนี้กล่าวถึงผลการจำลองระบบ CWDM OFDM-PON โดยมีความยาวคลื่น downlink 4 ความยาวคลื่นที่ 1530 nm 1550 nm 1570 nm และ 1590 nm มีความยาวคลื่น uplink 4 ความยาวคลื่นที่ 1270 nm 1290 nm 1310 nm และ 1330 nm เมื่อผลการจำลองระบบ CWDM OFDM-PON ภาค downlink แสดงดังรูปที่ 5.4 และภาค uplink แสดงดังรูปที่ 5.5 ตามลำดับ



รูปที่ 5.4 ผลการจำลองระบบ CWDM OFDM-PON ในภาค downlink แบบ 4 ความยาวคลื่น

พิจารณารูปที่ 5.4 ซึ่งเป็นการสื่อสัญญาณในภาค downlink พบว่าที่ความยาวคลื่น 1590 nm มีอัตราบิดผิดพลาดสูงกว่าที่ความยาว 1570 nm 1550 nm และ 1530 nm ตามลำดับซึ่งเป็นผลอันเนื่องมาจากค่าดิสเพอร์ชันที่ความยาวคลื่น 1590 nm มีค่ามากกว่าที่ความถี่อื่นที่ใช้สัญญาณ เมื่อทุกความยาวคลื่นมีค่าอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณเท่ากัน โดยขีดจำกัดด้านระยะทางอยู่ที่ประมาณ 27 km ที่ความยาวคลื่น 1590 nm

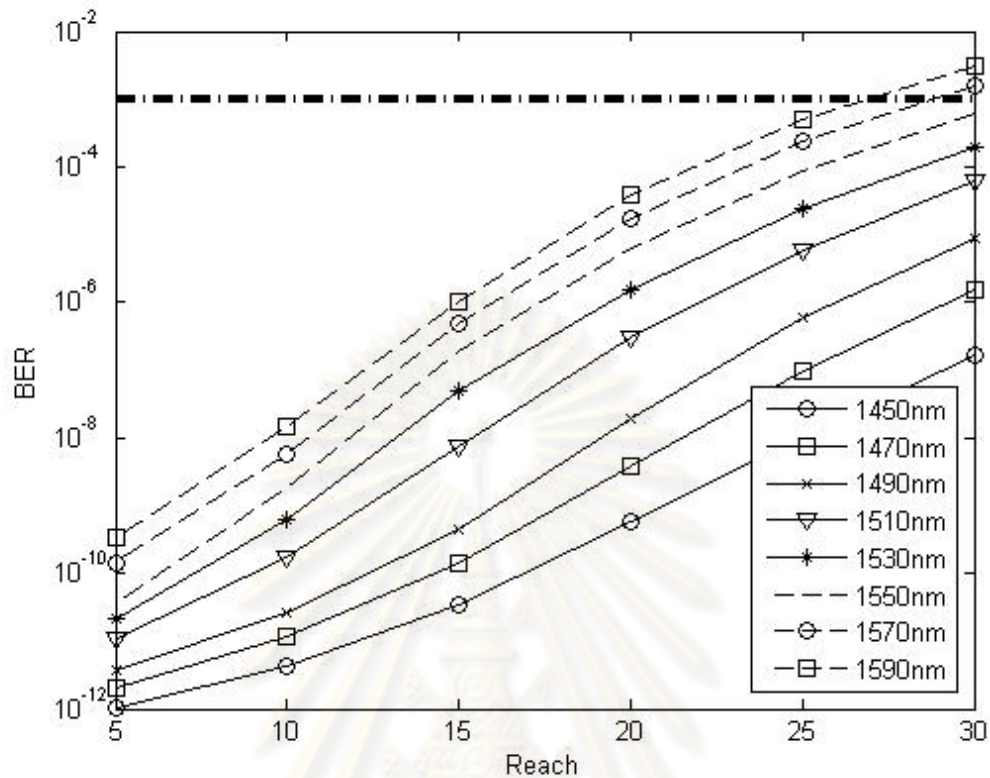


รูปที่ 5.5 ผลการจำลองระบบ CWDM OFDM-PON ในภาค uplink แบบ 4 ความยาวคลื่น

พิจารณารูปที่ 5.5 ซึ่งเป็นการสื่อสัญญาณในภาค uplink พบว่าที่ความยาวคลื่น 1270 nm มีอัตราบิดผิดพลาดสูงกว่าที่ความยาวคลื่น 1290 nm 1330nm และ 1310 nm ซึ่งเป็นผลอันเนื่องมาจากค่าดิสเพอร์ชันที่ความยาวคลื่น 1270 nm มีค่ามากกว่าความถี่อื่น

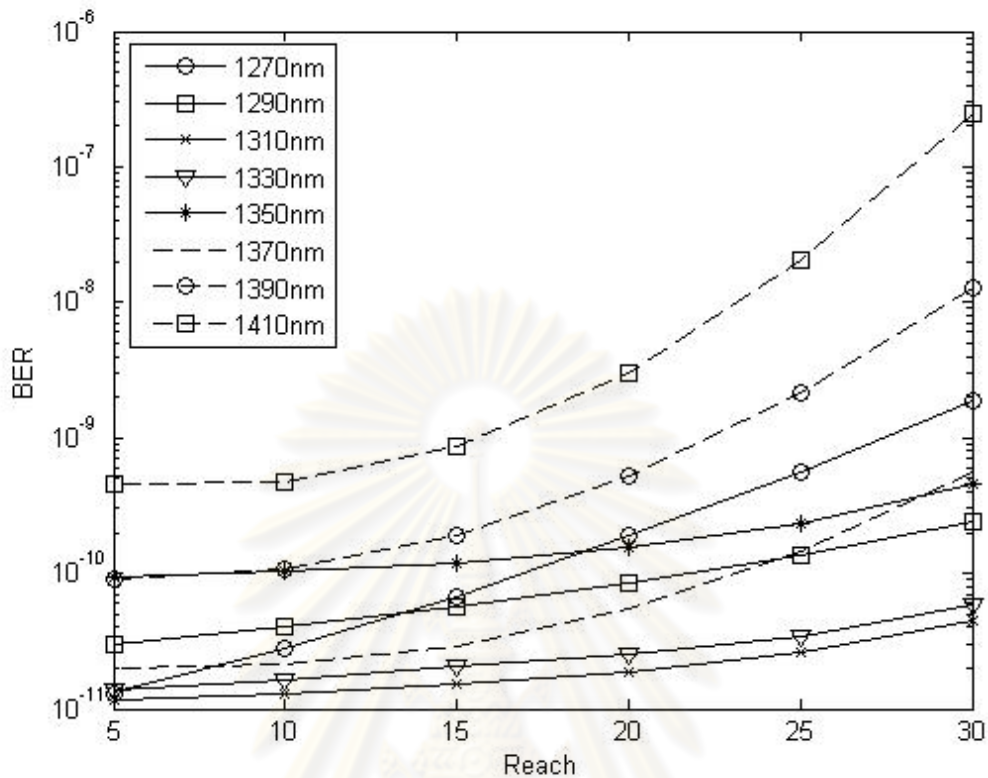
5.5 ผลการจำลองระบบ CWDM OFDM-PON 8 ความยาวคลื่น

หัวข้อนี้กล่าวถึงผลการจำลองระบบ CWDM OFDM-PON โดยมีความยาวคลื่น download 8 ความยาวคลื่นที่ 1450 nm 1470 nm 1490 nm 1510 nm 1530 nm 1550 nm 1570 nm และ 1590 nm และ มีความยาวคลื่น download 8 ความยาวคลื่นที่ 1270 nm 1290 nm 1310 nm 1330 nm 1350 nm 1370 nm และ 1410 nm เมื่อภาค downlink แสดงดังรูปที่ 5.2 และภาค uplink แสดงดังรูปที่ 5.3 ตามลำดับ



รูปที่ 5.6 ผลการจำลองระบบ CWDM OFDM-PON ในภาค downlink แบบ 8 ความยาวคลื่น

พิจารณารูปที่ 5.6 ซึ่งเป็นการสื่อสารสัญญาณในภาค downlink พบว่าที่ความยาวคลื่น 1590 nm มีอัตราบิดเบือนผิดพลาดสูงกว่าที่ความยาว 1570 nm 1550 nm 1530 nm 1490nm 1470 nm และ 1450 nm ตามลำดับซึ่งเป็นผลอันเนื่องมาจากค่าดิสเพอร์ชันที่ความยาวคลื่น 1590 nm มีค่ามากกว่าที่ความถี่อื่นที่ใช้สื่อสารสัญญาณโดยขีดจำกัดด้านระยะทางอยู่ที่ประมาณ 27 km ที่ความยาวคลื่น 1590 nm เช่นเดียวกันกับกรณี 2 ความยาวคลื่นและ 4 ความยาวคลื่น



รูปที่ 5.7 ผลการจำลองระบบ CWDM OFDM-PON ในภาค uplink แบบ 8 ความยาวคลื่น

พิจารณารูปที่ 5.5 ซึ่งเป็นการสื่อสัญญาณในภาค uplink พบว่า ที่ความยาวคลื่น 1410 nm มีอัตราบิดผิดพลาดสูงกว่าที่ความยาวคลื่น 1390 nm 1370nm และ 1310 nm และมีแนวโน้มในการเพิ่มอัตราบิดผิดพลาดคล้ายกันสำหรับกรณีความยาวคลื่น 1350 nm มีแนวโน้มการเพิ่มขึ้นของค่าอัตราบิดผิดพลาดคล้ายกันกับความยาวคลื่น 1310 nm 1330 nm และ 1290 nm ส่วนที่ความยาวคลื่น 1270 nm มีอัตราการเพิ่มขึ้นของอัตราบิดผิดพลาดมากกว่าความถี่อื่นอย่างไรก็ตาม อัตราบิดผิดพลาดยังเป็นไปในลักษณะคล้ายคลึงกันคือเพิ่มขึ้นตามค่าดิสเพอร์ชันของความยาวคลื่นที่ใช้ ยกเว้นที่ความยาวคลื่น 1350 nm

จากผลการจำลองระบบที่ 2 ความยาวคลื่น 4 ความยาวคลื่น และ 8 ความยาวคลื่นตามลำดับข้างต้นเมื่อวิเคราะห์ผลโดยรวมทำให้สามารถกำหนดแนวทางในการเลือกความยาวคลื่นอย่างง่าย

ที่ใช้ในระบบ CWDM OFDM-PON โดยควรเลือกใช้ความถี่ที่มีค่าดิสเพอร์ชันต่ำที่สุดในการสื่อสาร
สัญญาณ



ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์ปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบ OFDM-PON อีกทั้งยังมีการจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อพิจารณาถึงความสามารถของระบบ OFDM-PON ทั้งในการเข้าถึงและรวมช่องสัญญาณแบบ time division multiplexing (TDM) และ course wavelength division multiplexing (CWDM) รวมถึงการวิเคราะห์ปัญหาที่จำกัดสมรรถนะของระบบต่างๆที่ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว

ส่วนของการวิเคราะห์ปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อระบบ OFDM PON นั้นสามารถแยกพิจารณาเป็น 7 กรณีย่อยได้แก่ 1) linewidth ของตัวกำเนิดแสง พบว่าเมื่อใช้ตัวกำเนิดแสงที่มีค่า linewidth ต่ำจะส่งผลให้ phase noise ของสัญญาณมีค่าต่ำทำให้อัตราบิดผิดพลาดต่ำกว่าการใช้ตัวกำเนิดแสงที่มีค่า linewidth สูง 2) จำนวนคลื่นพาห่อย่อย พบว่าเมื่อเพิ่มจำนวนคลื่นพาห่อย่อยขึ้นจะทำให้แต่ละคลื่นพาห่อย่อยส่งสัญญาณที่อัตราข้อมูลต่ำลงส่งผลให้แบนด์วิดท์ส่วนเกินน้อยลง โดยข้อเสียของการเกิดแบนด์วิดท์ส่วนเกินคือการใช้แบนด์วิดท์อย่างไม่มีประสิทธิภาพ ได้รับผลกระทบของสัญญาณรบกวนมากขึ้น และ สิ้นเปลืองพลังงานในการส่งสัญญาณ อีกทั้งการเพิ่มจำนวนคลื่นพาห่อย่อยยังทำให้ความยาวของสัญลักษณ์ OFDM เพิ่มขึ้นทำให้สัญญาณทนทานต่อการประวิงเวลาของช่องสัญญาณได้มากขึ้นอีกด้วย จากผลการจำลองระบบที่อัตราบิด 10 Gb/s พบว่าจำนวนคลื่นพาห่อย่อยที่เหมาะสมที่สุดคือ 512 คลื่นพาห่อย่อย 3) กำลังส่งสัญญาณ OFDM แสงพบว่าที่กำลังส่งสูงขึ้นจะทำให้อัตราบิดผิดพลาดลดลง 4) ค่าดิสเพอร์ชันและความชันดิสเพอร์ชันจะก่อให้เกิดความผิดเพี้ยนทางเฟส และทำให้ constellation ของสัญญาณ OFDM เปลี่ยนแปลงไปเมื่อพิจารณาจากตอนเริ่มส่งสัญญาณทำให้ภาครับสัญญาณมีการตัดสินใจผิดพลาดมากขึ้นตามระยะทางที่ส่งสัญญาณและความยาวคลื่นที่ใช้ในการส่งสัญญาณโดยค่าดิสเพอร์ชันที่ 1577 nm จะจำกัดระยะทางในการส่งสัญญาณ OFDM แสงอยู่ที่ 46.4083 km ในทางทฤษฎี 5) ผลของปรากฏการณ์เคอร์เนื่องจากกำลังของสัญญาณ OFDM ที่ส่งเข้าไปยังเส้นใยแสง

ต่ำมากอีกทั้งระยะทางสื่อสารสัญญาณสั้น ทำให้ผลความผิดเพี้ยนเฟสเนื่องจากปรากฏการณ์เคอร์มีค่าต่ำจนสามารถละเลยผลของปรากฏการณ์เคอร์ได้ 6) การทำ cyclic prefix extension การสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงแบบ SMF นั้นจะทำให้มีวิถีของสัญญาณเพียงวิถีเดียวและส่งในระยะทางไม่ไกลมาก ทำให้ผลของเวลาประวิงเกิดจากดิสเพอร์ชันซึ่งมีค่าต่ำมากจึงไม่มีความจำเป็นต้องเติม cyclic prefix extension เพื่อแก้ปัญหาเวลาประวิงในระบบ OFDM-PON และ 7) การทำ windowing พบว่าการทำ windowing นั้นส่งผลให้อัตราบิดผิดพลาดสูงขึ้นและเป็นการเพิ่มความซับซ้อนของระบบ ถึงแม้จะสามารถทำให้แบนด์วิดท์ที่ใช้ในการสื่อสารสัญญาณได้ แต่การสื่อสารสัญญาณแบบโครงข่าย OFDM-PON นั้นไม่มีข้อจำกัดในเรื่องของแบนด์วิดท์จึงไม่มีความจำเป็นในการทำ windowing ในระบบ OFDM-PON

ส่วนที่สองคือการวิเคราะห์ความสามารถของระบบ OFDM-PON จากผลการจำลองทางคณิตศาสตร์โดยแยกพิจารณาเป็นสามประเด็นคือ จำนวนผู้ใช้งานสูงสุดที่ระบบรองรับ ระยะสื่อสารสัญญาณไกลที่สุด และอัตราบิดผิดพลาดสำหรับระบบ OFDM-PON ประเด็นแรกเมื่อพิจารณาอัตราบิดผิดพลาดที่ 10^{-3} ซึ่งเป็นมาตรฐานของอัตราบิดผิดพลาดสูงสุดของ IEEE802.3av ที่ภาครับ จากผลการจำลองระบบ OFDM-PON พบว่าสามารถมีผู้ใช้งานได้ไม่เกิน 128 รายที่ระยะทาง 20 km ต่อมาพิจารณาถึงระยะทางให้บริการเมื่อพิจารณาผลการจำลองระบบ OFDM-PON เพื่อหาความสามารถด้านระยะทางให้บริการไกลสุดพบว่าขีดจำกัดของระบบอยู่ที่ภาค downlink ซึ่งสามารถสื่อสารสัญญาณได้ที่ระยะทาง 29 km โดยปัจจัยที่จำกัดความสามารถการสื่อสารสัญญาณ OFDM-PON เมื่อกำหนดให้ linewidth ของตัวกำเนิดแสงมีค่าคงที่ที่ 10 MHz มี 2 ตัวคือดิสเพอร์ชัน และ อัตราการลดทอนกำลังสัญญาณโดยดิสเพอร์ชันจะส่งผลกระทบต่ออัตราบิดผิดพลาดและอัตราบิดผิดพลาดเป็นประเด็นสุดท้ายสำหรับการพิจารณา จากผลการจำลองระบบที่อัตราบิด 20 Gb/s พบว่าสามารถสื่อสารสัญญาณได้ระยะทางประมาณ 8 km และที่อัตราบิด 40 Gb/s สามารถสื่อสารสัญญาณได้ระยะทางประมาณ 2 km สาเหตุที่ทำให้เมื่อส่งที่อัตราบิดสูงขึ้นแล้วส่งได้ระยะทางลดลงอย่างรวดเร็ว นั้นเนื่องมาจากผลของความผิดเพี้ยนเชิงเฟสเนื่องมาจากดิสเพอร์ชัน ที่สูงขึ้นอย่างรวดเร็วเมื่อสื่อสารสัญญาณอัตราบิดสูงต้องมีการใช้แบนด์วิดท์สูงขึ้นส่งผลให้ระยะทางในการสื่อสารสัญญาณลดลงอย่างรวดเร็ว

สุดท้ายคือการวิเคราะห์ความสามารถของระบบ CWDM OFDM-PON จากผลการจำลองทางคณิตศาสตร์ เมื่อทำการรวมช่องสัญญาณแบบ 2 ความยาวคลื่น 4 ความยาวคลื่นและ 8 ความยาวคลื่นตามลำดับ พบว่าข้อจำกัดของระบบนี้อยู่ที่ความยาวคลื่นที่มีค่าดิสเพอร์ชันสูงทำให้จำกัดระยะสื่อสัญญาณอยู่ที่ประมาณ 27 km ทำให้สามารถกำหนดแนวทางในการเลือกความยาวคลื่นที่ใช้ในระบบ CWDM OFDM-PON โดยควรเลือกใช้ความถี่ที่มีค่าดิสเพอร์ชันต่ำที่สุดในการสื่อสัญญาณ

ทั้งนี้จากรายงานวิทยานิพนธ์ที่ได้นำเสนอจะนำมาใช้เป็นแนวทางในการออกแบบให้มีประสิทธิภาพสูงสุด ศึกษาความเป็นไปได้ และสมรรถนะ รวมถึงข้อจำกัดของการระบบ OFDM-PON ทั้งที่มีการเข้าถึงช่องสัญญาณแบบ TDM และ CWDM รวมทั้งได้นำเสนอทางเลือกของการพัฒนาเพิ่มความเร็วของระบบ FTTH โดยมีต้นทุนในส่วนเทคโนโลยีที่ต่ำ

6.2 ข้อเสนอแนะ

ควรมีการศึกษาเพิ่มเติมในการสื่อสัญญาณ OFDM บนโครงข่ายที่ใช้ตัวกลางเป็นเส้นใยแสงแบบหลายโหมดเพื่อเป็นแนวทางในการประยุกต์ใช้อย่างหลากหลาย

ศูนย์วิทยพัทยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รายการอ้างอิง

- [1] Shumate, P. W. Fiber-to-the-Home: 1977-2007. J. Lightw. Technol. 26, 9 (May 2008)
- [2] Ebihara, T. Understanding the Japanese broadband miracle. [online]. Available from: http://www.itif.org/files/Ebihara_Japanese_Broadband.pdf
- [3] Chen, C., Chair, Z., and Velmurugan, B. 10G EPON: Next Generation Ethernet Passive Optical Networks, Proceedings Optical communication Conference, pp.1-3, 2009.
- [4] Gutierrez, D., Kim, K. S., Rotolo, S., Tai, F., and Kazovsky, L. G. FTTH Standards, Deployments and Research Issues, Proceedings Joint International Conference on Information Sciences, pp.1, 2005.
- [5] Zheng, Z., Qian, Z., Shou, G. h., and Hu, Y. Next-Generation Passive Optical Network Based on OFDM Transmission, Proceedings International Conference on Information Engineering, pp.329-332, 2009.
- [6] Lowery, A. J., Du, L., and Armstrong, J. Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Adaptive Dispersion Compensation in Long Haul WDM Systems, Proceedings Optical communication Conference, 2006.
- [7] Hewitt, D. F., and Skafidas, E. Performance and Applications of Gigabit OFDM over Optical Fibre Systems in Metro and Access Networks, Proceedings Optical communication Conference, pp.1-3, 2006.
- [8] Qian, D., Cvijetic, N., Hu, J., and Wang, T. 108Gb/s OFDMA-PON with Polarization Multiplexing and Direct Detection. J. Lightw. Technol. (March 2009): 1-3.
- [9] Armstrong, J. OFDM for optical communications, J. Lightw. Technol. 27, 3 (February 2009).
- [10] Chang, R. W. Synthesis of band limited orthogonal Signals for multichannel data transmission. Bell System Technical Journal. 45 (December 1996): 1775-1796.
- [11] Saltzberg, B. R. Performance of an efficient parallel data transmission system. IEEE Transactions on Communications. 15 (December 1967): 805-812.

- [12] Prasad, R. OFDM for wireless communications systems. Boston: Artech House, 2004.
- [13] Wu, Y., and Caron, B. Digital television terrestrial broadcasting. IEEE Commun. Mag. 32, 5 (May 1994): 46-52.
- [14] Djordjevic, I.B., and Vasic, B. Orthogonal frequency-division multiplexing for high-speed optical transmission. Opt. Express. 14 (May 2006): 3767-3775
- [15] Djordjevic, I. B., and Vasic, B. 100 Gb/s transmission using orthogonal frequency-division multiplexing. IEEE Photon. Technol. Lett. 18, 15 (August 2006): 1576-1578.
- [16] Kobayashi, T., Sano, A., Yamada, E., Yishida, E., and Muiyamoto, Y. Over 100 Gb/s electro-optically multiplexed OFDM for high-capacity optical transport network. J. Lightw. Technol. 27, 16 (August 2009): 3714-3720.
- [17] Jansen, S. L., Morita, I., T. Schenk, C. W., Takeda, N., and Tanaka, H. Coherent optical 25.8-Gb/s OFDM transmission over 4160-km SSMF. J. Lightw. Technol. 26, 1 (Jan. 2008).
- [18] Lowery, A. J., and Armstrong, J. Orthogonal frequency division multiplexing for dispersion compensation of long-haul optical systems. Opt. Express. 14, 6 (March 2006): 2079-2084.
- [19] Djordjevic, I. B., and Vasic, B. LDPC-Coded OFDM for optical communication systems with direct detection. IEEE Photon. Technol. Lett. 13, 5 (September 2007): 1446-1454.
- [20] Lowery, A. J., Du, L., and Armstrong, J. Performance of optical OFDM in ultralong-haul WDM lightwave systems. J. Lightw. Technol. 25, 1 (January 2007): 131-138.
- [21] Jansen, S.L., Morita, I., Schenk, T. C. W., van den Borne, D., and Tanaka ,H. Optical OFDM - A Candidate for Future Long-Haul Optical Transmission Systems, Proceedings Optical communication Conference, pp.1-3, 2008.
- [22] Lowery, A. J., Du, L., and Armstrong, J. Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Adaptive Dispersion Compensation in Long Haul WDM Systems, Proceedings Optical communication Conference, pp.1-3, 2006.

- [23] Lowery, A. J., and Armstrong, J. Orthogonal-frequency-division multiplexing for dispersion compensation of long-hual optical systems. Opt. Express. 14, 6 (2009).
- [24] Lowery, A. J., and Armstrong, J. 10 Gbit/s multimode fiber link using power efficient orthogonal-frequency-division multiplexing. Opt. Express. 13, 15 (2009).
- [25] Agrawal, G. Nonlinear fiber optics. 3rded. Academic Press, 2001.
- [26] Keiser, G. Optical fiber communications. 3rd ed. McGraw-Hill, 2000.
- [27] Kazovsky, L. Optical fiber communication systems. Artech House, 1996.
- [28] ดวงฤดี วรสุชีพ, เอกสารประกอบการสอนวิชา Optical Fiber Communication, พ.ศ.2551.
- [29] Tanaka, K., Agata, A., and Horiuchi, Y. IEEE802.3av 10G-EPON Standardization and Its Research and Development Status. J. Lightw. Technol. 28, 4 (Febuary 2010)
- [30] Haykin, S. Digital communication, Wiley, Singapore, 1931.
- [31] Nee, R. V., and Prasad, R. OFDM for wireless multimedia communications, Boston: Artech House, 2000.
- [32] ลัญฉกร วุฒิสิตธิกุลกิจ. หลักการไฟฟ้าสื่อสาร. กรุงเทพมหานคร: สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, พิมพ์ครั้งที่ 1, 2546.
- [33] Yi, X., Shieh, W., and Ma, Y. Phase Noise Effects on High Spectral Efficiency Coherent Optical OFDM Transmission. J. Lightw. Technol. 26, 10 (May 2008)
- [34] บุญเชื้อ ภิรมย์, พสุ แก้วปลั่ง. การวิเคราะห์ในเชิงคณิตศาสตร์ของความผิดเพี้ยนทางเฟสในการสื่อสารสัญญาณโอเอฟดีเอ็มแสง, Proceedings The fifth National conference on Optics and Application, 2010.

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายชานัน ดวงจรัส เกิดวันอังคารที่ 16 กันยายน พ.ศ. 2529 ที่จังหวัดปราจีนบุรี เข้าศึกษาหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2547 และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ในปีการศึกษา 2551 ต่อจากนั้นเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2551 และสำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2553

เนื่องจากส่วนหนึ่งของงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้รับการตีพิมพ์ และเผยแพร่ในงานประชุมวิชาการทั้งหมด 2 ฉบับ

- บทความวิชาการในงานประชุม The Fifth National conference on Optics and Applications (NCOA-5) จัดขึ้น ณ โรงแรมเจ้าพระยาปาร์ค กรุงเทพมหานคร ประเทศไทย โดยมหาวิทยาลัยธรรมศาสตร์ ในวันที่ 5 กุมภาพันธ์ 2553 ในชื่อบทความเรื่อง Optical OFDM Transmission Over Passive Optical Networks
- บทความวิชาการในงานประชุม 15th Optoelectronics and Communications Conference (OECC 2010) จัดขึ้น ณ Sapporo Convention Center เมืองซัปโปโร ประเทศญี่ปุ่น ในวันที่ 5-9 กรกฎาคม 2553 ในชื่อบทความเรื่อง Optical OFDM Transmission Over Passive Optical Networks