

การปรับปรุงสมรรถนะระบบ Optical CDMA ภายใต้ Beat Noise
โดยวิธีการหักล้าง

PERFORMANCE IMPROVEMENT IN OPTICAL CDMA SYSTEM UNDER
THE PRESENCE OF BEAT NOISE USING A CANCELLATION METHOD



วรุฒม์ เบนอารีย์

WARUT BENAREE

QW
Q337ก
2548

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 60918
วัน,เดือน,ปี..... 6 ก.ค. 2549

b. 11513309
i.

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2548

ISBN 974-15-1895-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**PERFORMANCE IMPROVEMENT IN OPTICAL CDMA SYSTEM UNDER
THE PRESENCE OF BEAT NOISE USING A CANCELLATION METHOD**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2005

ISBN 974-15-1895-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2005

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การปรับปรุงสมรรถนะระบบ Optical CDMA ภายใต้อิทธิพลของ
Beat Noise โดยวิธีการหักล้าง

นักศึกษา

นายวรุฒม์ เบนอารีย์

รหัสนักศึกษา

43061049

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2548

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

ผศ.ดร.สุทธิชัย นพนาถิพงษ์

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ (ร่วม)

รศ.นิภา ลีลาจุติ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะซีดีเอ็มเอที่มีการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงโดยการหักล้างสัญญาณรบกวนบีทโนออยส์ ซึ่งพิจารณาการหักล้างสัญญาณบีทโนออยส์ที่เกิดขึ้นที่ภาคขยายในระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสง และได้ทำการหักล้างสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้จำนวนมาก (MUI) ในระบบการสื่อสารซีดีเอ็มเอผ่านคลื่นวิทยุ กับการผสมผสานเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้น (NLD) ในระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสง โดยวิธีการประมาณสัญญาณขึ้นมาใหม่เพื่อนำมาหักล้างกับสัญญาณที่รับได้ โดยมีวิธีการหักล้าง 2 ภาค ในการวิเคราะห์ระบบเราได้พิจารณาหาว่าความน่าจะเป็นอัตราบิดเบือนผิดพลาด ผลที่ได้พบว่าระบบที่มีการหักล้างมีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ไม่มีการหักล้าง

Thesis Title	Performance Improvement in Optical CDMA System Under The Presence of Beat Noise Using a Cancellation Method
Student	Mr.Warut Benaree
Student ID.	43061049
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2005
Thesis Advisor	Asst. Prof Dr. Suthichai Noppanakeepong
Thesis Co-Advisor	Assoc. Prof. Nipha Leelarujj

ABSTRACT

This thesis presents performance improvement in optical CDMA system under the presence of beat noise using a cancellation. In addition to cancel the inherent multiuser interference (MUI) in CDMA system and nonlinear distortion (NLD) in optical system. It is performed at the receiver of the central station where the random ingredients of all-user signals are estimated and the MUI and the NLD are rebuilt and removed from the received signal. The validity of the cancellation technique is theoretically analyzed and shown by numerical results. The obtained results show increase of capacity in two stages cancellation.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จัดทำสำเร็จลุล่วงไปด้วยดีด้วยความปรียาของ ผศ.ดร.สุทธิชัย นพนาถิพงษ์ อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ และ รศ.นิภา ลีสารจึ อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์(ร่วม) ที่ให้ความช่วยเหลือ ให้คำชี้แนะแก้ปัญหาตลอดจนให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า

ขอขอบคุณ ดร.พรชัย ทรัพย์นิธิ ที่คอยให้คำปรึกษาและชี้แนะในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้

ขอขอบคุณอาจารย์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิประสาทความรู้ ตลอดจนข้อคิดต่างๆ อันก่อให้เกิดประโยชน์ต่อการศึกษาค้นคว้าและเป็นแนวทางในการจัดทำวิทยานิพนธ์จนสำเร็จ

ขอขอบคุณ บริษัท ทีไอที จำกัด (มหาชน) ที่ให้โอกาสด้านการศึกษาแก่พนักงาน พร้อมทั้งให้ทุนการศึกษาและทุนสนับสนุนการศึกษา

สุดท้ายต้องขอขอบคุณภรรยาของข้าพเจ้า คุณสมสุดา เกิดศิษฐ์ ที่เป็นเสมือนคู่คิดคอยช่วยเหลือสนับสนุนต่างๆและเป็นกำลังใจที่ดีตลอดมา

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดามารดา ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า

วรุฒม์ เบนอารีย์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์.....	1
1.3 เพราะเหตุใดปัญหานี้จึงน่าสนใจ.....	2
1.4 มีการนำเสนอหลักการใหม่อย่างไร.....	2
1.5 ขอบเขตของงานวิจัย.....	2
1.6 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ.....	4
2.1 ทฤษฎีเบื้องต้นของระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์.....	4
2.1.1 ชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่.....	5
2.1.2 สถานีฐาน.....	6
2.1.3 เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่.....	7
2.2 หลักการพื้นฐานของระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่.....	7
2.3 เทคนิคการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง.....	8
2.3.1 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ (FDMA).....	8
2.3.2 การเข้าถึงแบบหลายทางแบบแบ่งทางเวลา (TDMA).....	8
2.3.3 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งทางรหัส (CDMA).....	10
2.4 เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งทางรหัส.....	10
2.4.1 คุณลักษณะและข้อดีของระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ.....	10
2.4.2 สัญญาณแทรกสอดช่องสัญญาณข้างเคียงในระบบซีดีเอ็มเอ.....	13
2.5 รหัสลำดับ M-Sequence.....	14

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.5.1 การสร้างรหัสลำดับ M-Sequence.....	18
2.6 การมอดูเลตแบบแผ่ขยายสเปกตรัม (Spread Spectrum: SS).....	23
2.6.1 ภาคส่งของระบบการจัดลำดับโดยตรงที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK.....	23
2.6.2 ภาครับของระบบการจัดลำดับโดยตรงที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK	24
2.7 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ไมโครเซล	26
บทที่ 3 การสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงด้วยการเข้าถึงแบบซีดีเอ็มเอ.....	27
3.1 การสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสง	27
3.1.1 การสื่อสารเชิงแสง.....	28
3.1.2 การสื่อสารใยแก้วนำแสง.....	29
3.1.2.1 การมอดูเลชันและการดีมอดูเลชัน	29
3.1.2.2 การส่งสัญญาณแบบดิจิทัลและแอนะล็อก	30
3.1.2.3 อุปกรณ์แหล่งกำเนิดแสง	30
3.1.2.4 อุปกรณ์รับแสง	31
3.1.3 การเข้ารหัส.....	31
3.1.4 การมอดูเลต	32
3.1.4.1 พัลส์แอมพลิจูดมอดูเลชัน (PAM).....	32
3.1.4.2 พัลส์โคดมอดูเลชัน (PCM).....	33
3.1.4.3 พัลส์โพสิชันมอดูเลชัน (PPM)	36
3.1.4.4 พัลส์วidthมอดูเลชัน (PWM)	36
3.2 อุปกรณ์แสง.....	36
3.2.1 อุปกรณ์ตรวจจับแสง.....	36
3.2.1.1 พีเอินโฟโตไดโอด	37
3.2.1.2 พินโฟโตไดโอด	37
3.2.1.3 อวาลานซ์โฟโตไดโอด (APD)	38
3.2.2 แหล่งกำเนิดแสง	38
3.2.2.1 ไดโอดเปล่งแสง	38
3.2.2.2 เลเซอร์	40

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3 การประมวลสัญญาณทางแสง.....	41
3.3.1 การตรวจจับแบบตรง.....	41
3.3.2 การตรวจจับแบบร่วมนัย.....	42
3.3 การสื่อสารระบบเซลลูลาร์ผ่านเส้นใยแก้วนำแสง.....	45
3.4 การสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงด้วยการเข้าถึงแบบซีดีเอ็มเอ.....	47
3.4.1 หลักการเข้าถึงแบบซีดีเอ็มเอในเส้นใยแก้วนำแสง.....	47
3.4.2 รูปแบบพื้นฐานของการเข้าถึงแบบซีดีเอ็มเอในเส้นใยแก้วนำแสง.....	48
3.5 สัญญาณรบกวนในเส้นใยแก้วนำแสงที่มีการเข้ารหัสแบบซีดีเอ็มเอ.....	49
3.5.1 พื้นฐานของสัญญาณรบกวน.....	49
3.5.2 สัญญาณรบกวนที่เครื่องรับทางแสง.....	50
3.5.3 สัญญาณรบกวนเชิงความร้อน.....	50
3.5.4 สัญญาณรบกวนเชิงความร้อนที่โฟโอดีทีเทคเตอร์.....	51
3.5.5 เทอมของผลคูณหลายช่องสัญญาณ.....	52
3.5.6 รีเลทีฟอินเทนซิตี้น้อยส์.....	54
บทที่ 4 การหักล้างสัญญาณรบกวนบีทน้อยส์และสัญญาณแทรกสอด.....	55
4.1 ระบบไมโครเซลลูลาร์ผ่านเส้นใยแก้วนำแสง.....	55
4.2 เทคนิคการหักล้าง.....	58
4.2.1 ระบบที่ไม่มีเทคนิคการหักล้าง.....	58
4.2.2 ระบบที่มีเทคนิคการหักล้าง.....	59
4.2.2.1 การหักล้างภาคที่ 1.....	60
4.2.2.2 การหักล้างภาคที่ 2.....	62
บทที่ 5 ผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลข.....	63
5.1 แสดงค่ามอดูลชันอินเด็ก์ที่เหมาะสมสำหรับจำนวนผู้ใช้งาน 20 ราย.....	64
5.2 แสดงค่ามอดูลชันอินเด็ก์ที่เหมาะสมที่จำนวนผู้ใช้งานต่างๆ.....	65
5.3 แสดงจำนวนผู้ใช้งานในระบบกับความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาด.....	66
5.4 แสดงผลของบีทน้อยส์ของระบบที่ไม่มีหักล้าง.....	67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.5 แสดงผลของบีทน้อยสี่ของระบบที่มีการหักล้าง	68
5.6 แสดงค่ามอดูลชั้นอินเด็กซ์ที่เหมาะสมที่ค่ากำลังแสงที่รับได้ค่าต่างๆ	69
5.7 แสดงค่ากำลังแสงที่รับได้ของระบบที่ยอมรับได้	70
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	71
เอกสารอ้างอิง	72
ภาคผนวก	73
ก. ตั๋วอนุญาตรบกวนบีทน้อยสี่	74
ข. ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์	80
ประวัติผู้เขียน	87

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงค่าอัตราสัมพัทธ์ของชุดรหัสที่สร้างจากชิฟต์รีจิสเตอร์ 4 ตัว.....	17
3.1 แสดงสัมประสิทธิ์เมื่อพิจารณาขนาดสัญญาณในเทอมที่มีความถี่ต่างๆ	53



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	โครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์..... 4
2.2	แสดงโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในพื้นที่ห่างกัน 5
2.3	โครงสร้างของสถานีฐาน..... 6
2.4	การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ (FDMA) 9
2.5	การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา (TDMA) 9
2.6	การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA)..... 9
2.7	การเปรียบเทียบสเปกตรัมของระบบ FDMA, TDMA และ CDMA..... 10
2.8	หลักการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสที่มีการมอดูเลตแบบแผ่ขยายสเปกตรัม 11
2.9	กลุ่มเซลล์แสดงสัญญาณแทรกสอดของสัญญาณข้างเคียง 14
2.10	ค่าอัตราสัมพันธ์ของรหัสลำดับ m-sequence ที่มีการเลื่อนของรหัสที่ค่าต่างๆ 15
2.11	ตัวอย่างวงจรกำเนิดรหัสลำดับ m-sequence ที่ใช้พีริจิสเตอร์ 4 ตัว..... 17
2.12	โครงสร้างของวงจรสร้างรหัสลำดับ m-sequence 18
2.13	ภาคส่งของระบบการจัดลำดับ โดยตรง ที่มอดูเลตแบบ BPSK..... 23
2.14	ตัวอย่างสัญญาณที่ภาคส่งของระบบการจัดลำดับ โดยตรงที่มอดูเลตแบบ BPSK 24
2.15	ภาครับของระบบการจัดลำดับ โดยตรงที่มอดูเลตแบบ BPSK 24
2.16	ตัวอย่างสัญญาณที่ภาครับของระบบการจัดลำดับ โดยตรงที่มอดูเลตแบบ BPSK..... 26
3.1	ระบบการสื่อสารใยแก้วนำแสง..... 29
3.2	การมอดูเลชันและการส่ง..... 29
3.3	เทคนิคการเข้ารหัส 32
3.4	รูปคลื่นของสัญญาณแอมพลิจูดมอดูเลชัน 33
3.5	รูปคลื่นสัญญาณการจัดเรียงข้อมูล..... 34
3.6	รูปคลื่นสัญญาณ PPM และ PWM..... 35
3.7	แสดงหลักการพื้นฐานของการตรวจจับแบบร่วมนัย 43
3.8	ระบบไมโครเซลลูลาร์ผ่านเส้นใยแก้วนำแสง 46
3.9	เครือข่ายระบบซีดีเอ็มเอในเส้นใยแก้วนำแสง 48
3.10	แบบจำลองของเครื่องรับทางแสง..... 50
3.11	สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นที่เครื่องรับ 50
3.12	สัญญาณรบกวนเชิงความร้อนที่อยู่ในโฟโอดีคิเทคเตอร์ 51

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.13 ผลการรวมหลายช่องสัญญาณทำให้เกิดเทอมอื่นๆขึ้น	52
4.1 ระบบไมโครเซกคูลาร์ซีดีเอ็มเอ โดยการเชื่อมโยงทางแสง.....	56
4.2 ชุดข้อมูลอะซิงโครนัส 2 รายในระบบการจัดลำดับโดยตรงซีดีเอ็มเอ.....	60
4.3 บล็อกไดอะแกรมของการหักล้าง 2 ภาคของระบบซีดีเอ็มเอโดยการเชื่อมโยงทางแสง.....	61
5.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นบิดผิดพลาดกับมอดูเลชันอินเด็กซ์ เมื่อจำนวนผู้ใช้งาน 20 ราย	64
5.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนผู้ใช้งานกับค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ที่เหมาะสม	65
5.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความน่าจะเป็นของบิดผิดพลาดกับจำนวนของผู้ใช้งาน ที่ค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ที่เหมาะสม.....	66
5.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนผู้ใช้งานกับค่าความน่าจะเป็นบิดผิดพลาด โดยพิจารณาจากระบบไม่มีการหักล้างที่มีบีทีนอยส์และไม่มีบีทีนอยส์.....	67
5.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนผู้ใช้งานกับค่าความน่าจะเป็นบิดผิดพลาด โดยพิจารณาจากระบบที่มีการหักล้างที่มีบีทีนอยส์และไม่มีบีทีนอยส์.....	68
5.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังแสงที่รับได้กับค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ที่เหมาะสม เมื่อจำนวนผู้ใช้งาน 50 ราย	69
5.7 แสดงความน่าจะเป็นบิดผิดพลาดและกำลังแสงที่รับได้ที่ค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ ที่เหมาะสมเมื่อจำนวนผู้ใช้งาน 50 ราย.....	70

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมา

ปัจจุบันได้มีการนำเส้นใยแก้วนำแสงไปประยุกต์ใช้งานหลายด้าน เช่นในระบบการสื่อสารทางทะเล ระบบเครือข่ายโทรศัพท์ ระบบเครือข่ายคอมพิวเตอร์ รวมไปถึงระบบเครือข่ายโทรศัพท์ผ่านเส้นใยแก้วนำแสง แม้ว่าความสามารถของเส้นใยแก้วนำแสงจะใช้ประโยชน์ได้มากมายก็ตาม แต่ปัจจุบันได้มีการนำเส้นใยแก้วนำแสงมาใช้น้อยมาก ซึ่งเหตุผลหลักก็คืออุปกรณ์เกี่ยวกับออปโตอิเล็กทรอนิกส์ไม่สามารถทำงานที่ความเร็วสัมพันธ์กับแบนวิidth์ของเส้นใยแก้วนำแสงได้ ดังนั้นจึงมีการคำนึงถึงการแบ่งแบนวิidth์ของเส้นใยแก้วให้สามารถเข้าถึงได้หลายทางในช่องสัญญาณเดียว

จึงเกิดแนวคิดในการพัฒนาระบบเส้นใยแก้วนำแสงคือการเข้าถึงหลายทางในระบบเครือข่ายเส้นใยแก้วนำแสง ซึ่งเครือข่ายจะมีการเข้าใช้ช่องสัญญาณสื่อสารจากหลายๆ โหนด แบ่งกันใช้ช่องสัญญาณที่มีอยู่ โดยปกติแล้วจะใช้อุปกรณ์พาสซีฟ การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางจะทำการมัลติเพล็กซ์กันหลายๆ โหนดทั้งในเชิงความถี่และเวลา หลักการเข้าถึงแบบซีดีเอ็มเอที่ใช้ในเส้นใยแก้วนำแสงจะกำเนิดพัลส์ทางแสงเพื่อเข้ารหัสกับบิตข้อมูลที่มาจากโหนดต่างๆ สัญญาณซีดีเอ็มเอที่ส่งมาจากแต่ละโหนดจะมีแบนวิidth์กว้างมากแบนวิidth์ของข้อมูลมาก ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ทำการวิเคราะห์ถึงระบบไมโครเซลล์ลาร์ซีดีเอ็มเอผ่านเส้นใยแก้วนำแสง โดยใช้เทคนิคการเข้าถึงแบบซีดีเอ็มเอติดต่อกันระหว่างสถานีฐานกับผู้ใช้ และใช้การสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงระหว่างสถานีฐานกับสถานีศูนย์กลาง

1.2 วัตถุประสงค์

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์ความจุของระบบการไมโครเซลล์ลาร์ซีดีเอ็มเอที่มีการเชื่อมโยงผ่านเส้นใยแก้วนำแสงเพื่อที่จะติดต่อกันระหว่างสถานีฐาน (Base Station) กับสถานีศูนย์กลาง (Central station) โดยพิจารณาการยกเลิกสัญญาณแทรกสอดที่เกิดจากผู้ใช้งานจำนวนมาก (MUI) ที่เกิดจากการส่งสัญญาณซีดีเอ็มเอผ่านคลื่นวิทยุระหว่างสถานีฐาน กับผู้ใช้ (Mobile User), การยกเลิกความผิดเพี้ยนเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้น (NLD) และสัญญาณรบกวนบีทโนอส์ (Beat noise) ที่เกิดจากการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสง ซึ่งได้ทำการเปรียบเทียบผลที่ได้จากระบบที่มีการยกเลิกและระบบที่ไม่มีการยกเลิกสัญญาณแทรกสอด โดยระบบที่มีการยกเลิกจะมีการยกเลิก 2 ภาค เพื่อให้การยกเลิกมีประสิทธิภาพ และทำให้ระบบมีความจุเพิ่มขึ้น

1.3 เพราะเหตุใดปัญหานี้จึงน่าสนใจ

ระบบไมโครเซลลูลาร์มีความน่าสนใจมากขึ้นสำหรับการสื่อสารไร้สาย ขนาดของสถานีฐานเป็นปัจจัยสำคัญที่จะทำให้ระบบไมโครเซลลูลาร์มีความประหยัด โดยจะนำการเชื่อมโยงผ่านเส้นใยแก้วนำแสงเข้ามาใช้ในการเชื่อมต่อจากสถานีฐานไปยังสถานีศูนย์กลาง การใช้เทคนิคการยกเลิกสัญญาณแทรกสอดในเครื่องรับที่มี 2 ภาค ส่วนประกอบของสัญญาณผู้ใช้ทั้งหมด จะถูกประมาณค่าและ MUI จะถูกสร้างขึ้นอีกครั้ง และถูกยกเลิกจากสัญญาณผู้ใช้ที่กำหนดไว้ ในขณะที่สัญญาณผู้ใช้งานจำนวนมากที่ผ่านเข้ามายังเส้นใยแก้วนำแสงอาจเป็นสาเหตุให้เกิดการผิดเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นจากช่องสัญญาณที่ติดกันเนื่องมาจากขอบเขตที่จำกัดในขณะที่เลเซอร์ไดโอดมอดูเลตเป็นเชิงเส้นโดยสัญญาณกระแส ขณะเดียวกันในส่วนของ MUI ความจุของคลื่นวิทยุไมโครเซลลูลาร์ในระบบซีดีเอ็มเอ จะลดลงโดยความผิดเพี้ยนของความไม่เป็นเชิงเส้น เทคนิคการหักล้างในระบบไมโครเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอนี้จะทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น

1.4 มีการนำเสนอหลักการใหม่อย่างไร

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการยกเลิกสัญญาณรบกวนบีทนี้อยส์ที่เกิดขึ้นในระบบเส้นใยแก้วนำแสง เพื่อให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น ซึ่งจากบทความที่ผ่านมาได้ทำการวิเคราะห์การยกเลิกสัญญาณแทรกสอดที่เกิดจากผู้ใช้งานจำนวนมากในการส่งสัญญาณผ่านคลื่นวิทยุของผู้ใช้งาน และการยกเลิกความผิดเพี้ยนเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นในการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสง

1.5 ขอบเขตของงานวิจัย

งานวิจัยนี้เป็นการปรับปรุงสมรรถนะของการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงด้วยการเข้าถึงแบบซีดีเอ็มเอโดยการหักล้างสัญญาณรบกวนบีทนี้อยส์ ซึ่งพิจารณาการหักล้าง 2 ภาค เพื่อปรับปรุงระบบการเข้าถึงแบบซีดีเอ็มเอในเส้นใยแก้วนำแสง เนื่องจากก่อนหน้านี้ได้มีวิธีการยกเลิกการแทรกสอดจากผู้ใช้งานจำนวนมาก และความผิดเพี้ยนจากความไม่เป็นเชิงเส้นในระบบ ดังนั้นจึงมีการวิจัยพัฒนาการหักล้างสัญญาณรบกวนบีทนี้อยส์ที่เกิดขึ้นในระบบการสื่อสารเส้นใยแก้วนำแสง เพื่อให้ได้สมรรถนะของระบบดีขึ้น โดยอาศัยเทคนิคการหักล้าง 2 ภาค ดังนั้นงานวิจัยฉบับนี้จึงเริ่มศึกษาพื้นฐานระบบไมโครเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอที่มีการสื่อสารระหว่างสถานีฐานกับสถานีศูนย์กลางผ่านเส้นใยแก้วนำแสง เริ่มจากการส่งสัญญาณซีดีเอ็มเอจากโทรศัพท์มือถือ ที่สถานีฐานส่งสัญญาณไปยังสถานีศูนย์กลางผ่านเส้นใยแก้วนำแสง ซึ่งต้องใช้พารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้อง รวมถึงสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น และที่สถานีศูนย์กลางจะรวมสัญญาณที่ได้จากสถานีฐาน ซึ่งจะพิจารณาสัญญาณรบกวนบีทนี้อยส์ด้วย หลังจากนั้นจะทำการหักล้างสัญญาณ MUI, NLD และสัญญาณรบกวน 2 ภาค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.6 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย 6 บทด้วยกัน คือ

บทที่ 1 บทนำ : กล่าวถึงความเป็นมาของวิทยานิพนธ์ วัตถุประสงค์ ปัญหาที่น่าสนใจ การเสนอหลักการใหม่

บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับระบบเซลล์ลูลาร์ซีดีเอ็มเอ : เริ่มจากพื้นฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่ หลักการของระบบเซลล์ลูลาร์ซีดีเอ็มเอ วิธีการสร้างรหัสข้อมูล

บทที่ 3 การสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงด้วยการเข้าถึงแบบซีดีเอ็มเอ : กล่าวถึงหลักการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสง การเข้าถึงแบบซีดีเอ็มเอในเส้นใยแก้วนำแสง และสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบ

บทที่ 4 วิเคราะห์ : เสนอวิธีการหาค่าสัญญาณรบกวนบีทนี่ออส MUI และ NLD ทั้ง 2 ภาค

บทที่ 5 ผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลข : แสดงผลการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบที่ไม่มีการหาค่าเปรียบเทียบกับระบบที่มีหาค่าทั้ง 2 ภาค

บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ : เป็นการกล่าวสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

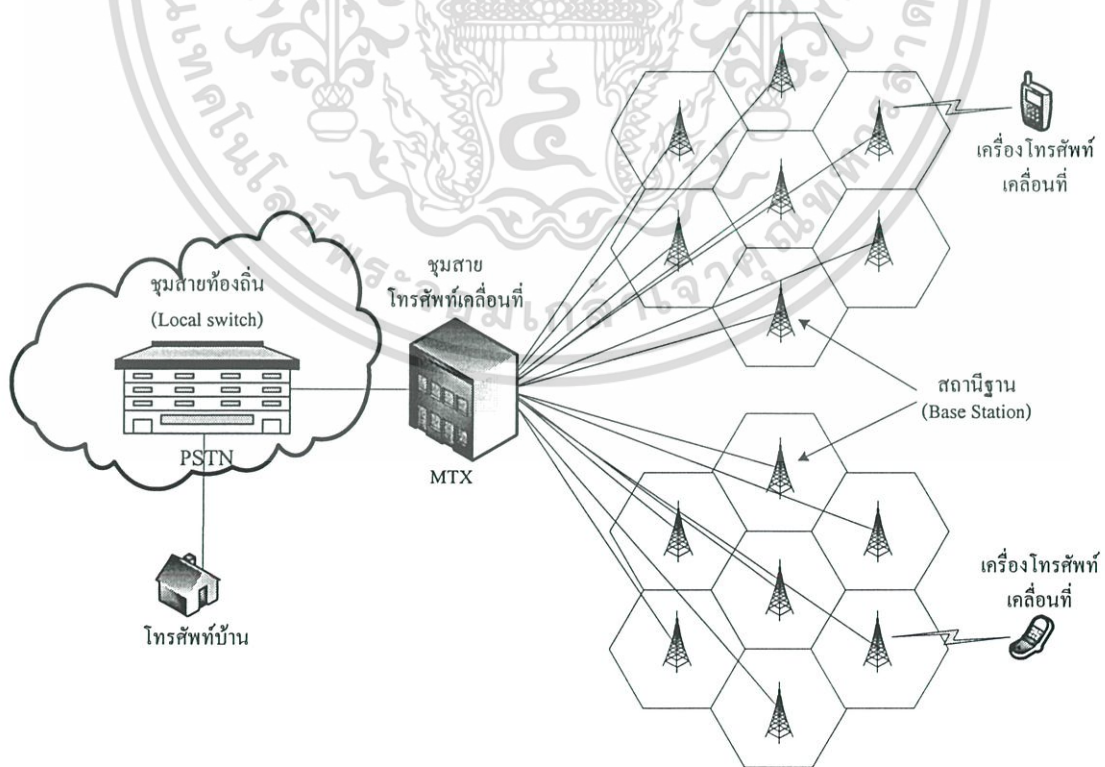


ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีและพื้นฐานต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกักระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ เป็นความรู้พื้นฐานของการวิจัย เพื่อช่วยต่อการศึกษาในบทต่อไป เนื้อหาเริ่มจากทฤษฎีเบื้องต้นของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์, หลักการเข้าถึงหลายทางโดยเฉพาะระบบซีดีเอ็มเอ ซึ่งเป็นระบบที่ได้รับความนิยมมากในปัจจุบันสำหรับการสื่อสารเคลื่อนที่ เทคนิคการแผ่ขยายสเปกตรัม การสร้างซุครหัส โดยแสดงเป็นลำดับหัวข้อดังต่อไปนี้

2.1 ทฤษฎีเบื้องต้นของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์

ระบบโทรศัพท์แบบเซลลูลาร์ที่มีใช้ในปัจจุบัน ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วน [1] คือ ซุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ (MTX : Mobile Telephone exchange) สถานีฐาน (BS : Base Station) และ เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ (MS : Mobile Station) โดยจะมีการเชื่อมโยงกับซุมสายโทรศัพท์ท้องถิ่น (Local Switch) ในส่วนของโครงข่ายโทรศัพท์สาธารณะ (PSTN : Public Switch Telephone Network) ด้วยซึ่งจะทำให้เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่สามารติดต่อกับโทรศัพท์ธรรมดาได้ ลักษณะของโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์เบื้องต้นจะแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 โครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์

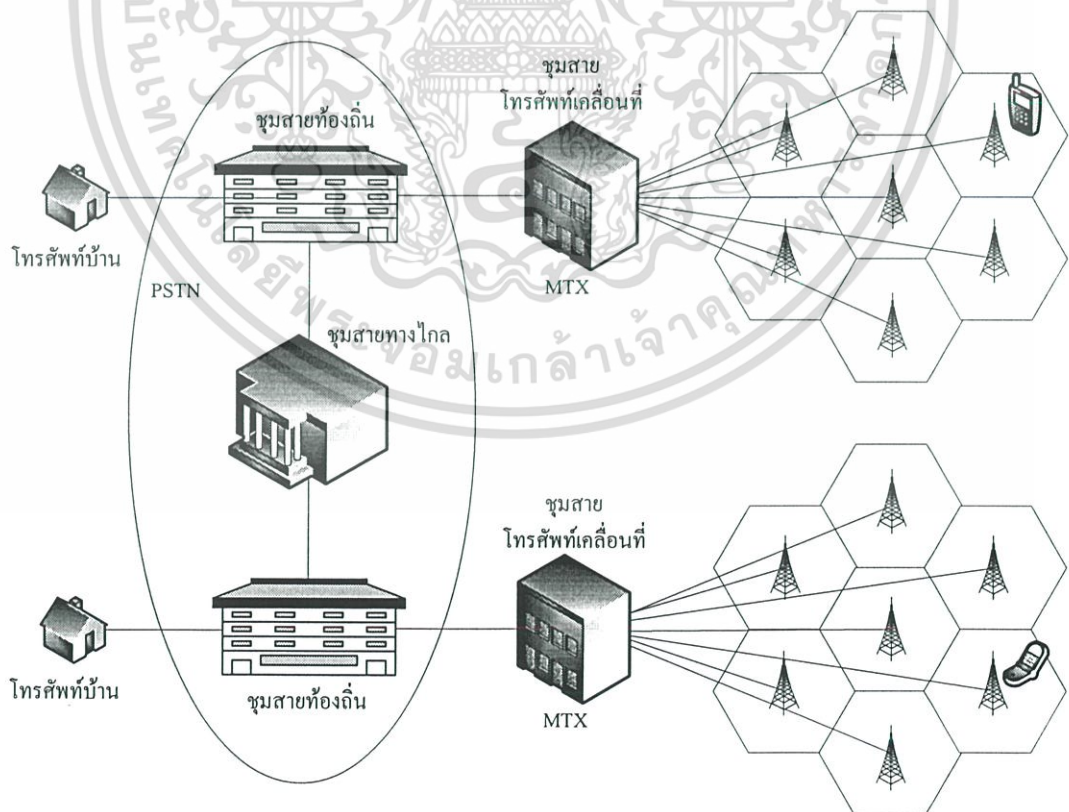
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยนาให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากในรูปที่ 2.1 แสดงโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์ที่ประกอบด้วย

1. ชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ (MTX : Mobile Telephone exchange)
2. สถานีฐาน (BS : Base station)
3. เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ (MS : Mobile Station)

2.1.1 ชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่

ชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่เป็นส่วนสำคัญที่สุดในโครงข่าย โดยมีหน้าที่ในการควบคุมการทำงานทั้งหมดของโครงข่าย และเป็นสวิทซ์ในการเชื่อมโยงระหว่างเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่กับโทรศัพท์ธรรมดาของชุมสายโทรศัพท์ท้องถิ่น (LS : Local Switch) รวมทั้งเชื่อมโยงระหว่างเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ด้วยกัน หน้าที่อีกอย่างหนึ่งก็คือควบคุมการทำงานของสถานีฐาน ซึ่งการติดต่อสื่อสารระหว่างสถานีฐานกับชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่จะมีทั้งสัญญาณเสียง และสัญญาณข้อมูลอยู่ด้วยกัน ชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่จะเป็นส่วนที่ใช้ในการแบ่งขอบเขตของพื้นที่การให้บริการอีกด้วย ตัวอย่างเช่น ชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ A จะควบคุมพื้นที่ในเขตกรุงเทพมหานครและปริมณฑล ชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ B จะควบคุมพื้นที่ในเขตภาคเหนือ เป็นต้น เนื่องจากพื้นที่การบริการทั้งสองเขตอยู่ห่างกัน จึงไม่สามารถที่จะใช้ชุมสายโทรศัพท์เดียวกันในการควบคุมสถานีฐานทั้ง 2 เขตได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.2 ดังนั้นเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีการเคลื่อนตัวไปยังอีกเขตพื้นที่หนึ่งจะเกิดขบวนการหนึ่งเรียกว่า การโรมมิ่ง (Roaming)



รูปที่ 2.2 แสดงโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในพื้นที่ห่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ภายในองค์กรเท่านั้น มิอนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชันการทำงานของชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่จะมีหลายอย่าง เช่น การค้นหาเครื่องโทรศัพท์ที่ถูกเรียก (Paging) การแฮนด์ออฟ (Hand-off) หรือการเปลี่ยนเซลล์ การตรวจสอบสถานะการใช้หรือไม่ใช้งาน การสแกนหาช่องสัญญาณ ฯลฯ

2.1.2 สถานีฐาน

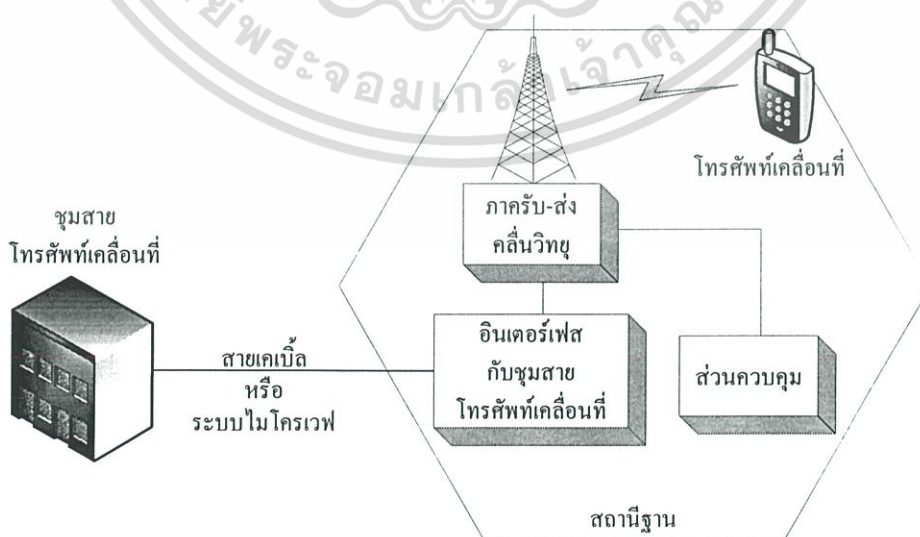
สถานีฐานในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่จะทำหน้าที่ในการเชื่อมโยงสัญญาณระหว่างเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่กับชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ โดยส่วนที่ติดต่อกับโทรศัพท์เคลื่อนที่จะใช้การรับส่งสัญญาณทางคลื่นวิทยุ เพื่อให้บริการในกรณีที่มีการเรียกเข้าหรือการเรียกจากโทรศัพท์เคลื่อนที่ด้วยกัน ส่วนการเชื่อมโยงกับชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่จะใช้การติดต่อผ่านทางคู่สายหรือทางคลื่นไมโครเวฟ ซึ่งจะมีทั้งสัญญาณเสียงและสัญญาณควบคุม

สถานีฐานจะประกอบด้วย 3 ส่วนคือ ส่วนของการรับส่งคลื่นวิทยุ, ส่วนควบคุม และส่วนอินเตอร์เฟซกับชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่

ส่วนประกอบการทำงานของสถานีฐานจะประกอบด้วย

1. ส่วนของการรับส่งคลื่นวิทยุ ได้แก่ เครื่องรับ, เครื่องส่ง และสายอากาศ
2. ส่วนควบคุมจะใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ที่ทำหน้าที่ในการควบคุมการทำงาน
3. ตรวจสอบระดับของสัญญาณเพื่อใช้ในการแฮนด์ออฟ
4. การดูแลตรวจตราการเรียก
5. อินเตอร์เฟซกับชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ ทำหน้าที่ในการเชื่อมโยงสัญญาณเสียงและสัญญาณข้อมูลระหว่างสถานีฐานกับชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ โดยผ่านทางสายเคเบิลหรือระบบไมโครเวฟ

ลักษณะโครงสร้างของสถานีฐานและการเชื่อมโยงในโครงข่ายแสดงในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 โครงสร้างของสถานีฐาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.3 เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่

เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่จะเป็นส่วนที่ทำหน้าที่เชื่อมโยงกับผู้ใช้ ซึ่งจะมีการใช้งานที่คล้ายกับโทรศัพท์ธรรมดาแต่จะแตกต่างกันที่จะรวมฟังก์ชันของโทรศัพท์กับฟังก์ชันการรับส่งคลื่นวิทยุเข้าด้วยกัน ทำให้เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ไม่จำเป็นต้องใช้การติดต่อผ่านทางคู่สายเหมือนโทรศัพท์ธรรมดา การติดต่อของโทรศัพท์เคลื่อนที่จะเป็นแบบไปกลับสองทาง(Full Duplex) โดยในแต่ละการติดต่อจะใช้ช่องสัญญาณจำนวน 2 ช่องซึ่งก็คือ 2 ความถี่ โดยที่ความถี่หนึ่งจะใช้ในการส่งไปยังสถานีฐาน และอีกความถี่จะใช้ในการรับสัญญาณที่ส่งมาจากสถานีฐานและมีกำลังส่งที่ไม่สูงมาก ตั้งแต่ 0.6-10 วัตต์ ตามขนาดของการใช้งาน

2.2 หลักการพื้นฐานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่

ระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access : CDMA) นั้นถือกำเนิดในวงการสื่อสารทหารมานาน ก่อนที่จะออกมาสู่สาธารณะชนในปี ค.ศ.1991 โดยมีการทดสอบการใช้งานระบบในเชิงพาณิชย์โดยบริษัท ควอลคอมม์ (Qualcomm) ของสหรัฐอเมริกา และได้มีการพัฒนาเรื่อยมาจนกระทั่งในปี ค.ศ.1993 จึงได้มีการกำหนดมาตรฐาน IS-95 ออกมาโดย TIA (Telecommunication Industry Association) เป็นมาตรฐานแรกซึ่งเป็นมาตรฐานที่ใช้ในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ยุคที่ 2-2.5 ความแตกต่างระหว่างการสื่อสารยุคที่ 1 และ 2 คือรูปแบบของการสื่อสารข้อมูล โดยการสื่อสารระบบเซลลูลาร์ยุคที่ 2 นั้นจะเป็นการสื่อสารด้วยระบบดิจิทัล ซึ่งแตกต่างจากยุคที่ 1 ที่เป็นการสื่อสารแบบอนาล็อก ตัวอย่างของระบบการสื่อสารในยุคที่ 1 คือระบบ AMPS (Advanced Mobile Telephone System) ที่ใช้เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiple Access : FDMA) ซึ่งมีข้อจำกัดในการใช้งานหลายอย่างด้วยกัน ทำให้มีการพัฒนา ขึ้นมาเป็นระบบดิจิทัลเพื่อเพิ่มความสามารถของระบบและบริการใหม่ๆ หลายอย่างด้วยกัน ตัวอย่างระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ยุคที่ 2 เช่นระบบ GSM (Global System for Mobile Communications) ที่ใช้เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา (Time Division Multiple Access : TDMA) ต่อมาได้มีการนำเสนอมาตรฐาน IS-95 ที่ใช้เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access : CDMA) โดยใช้การมอดูเลตแบบแผ่ขยายสเปกตรัม (Spread spectrum: SS) ด้วยวิธีการจัดลำดับโดยตรง (Direct Sequence: DS) ทำให้ความจุของระบบเพิ่มมากขึ้นและสามารถส่งข้อมูลข่าวสารได้มากกว่าการสื่อสารในยุคที่ 1 และ 2 อีกด้วย ซึ่งในหนังสือหรือเอกสารบางเล่ม จะเรียกระบบซีดีเอ็มเอว่าเป็นระบบการสื่อสารไร้สายยุคที่ 2.5

2.3 เทคนิคการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง

การสื่อสารเซลลูลาร์ตามมาตรฐานระบบ AMPS, GSM และ IS-95 มีวิธีการการเข้าถึงช่องสัญญาณแตกต่างกัน 3 วิธีดังนี้ [2]

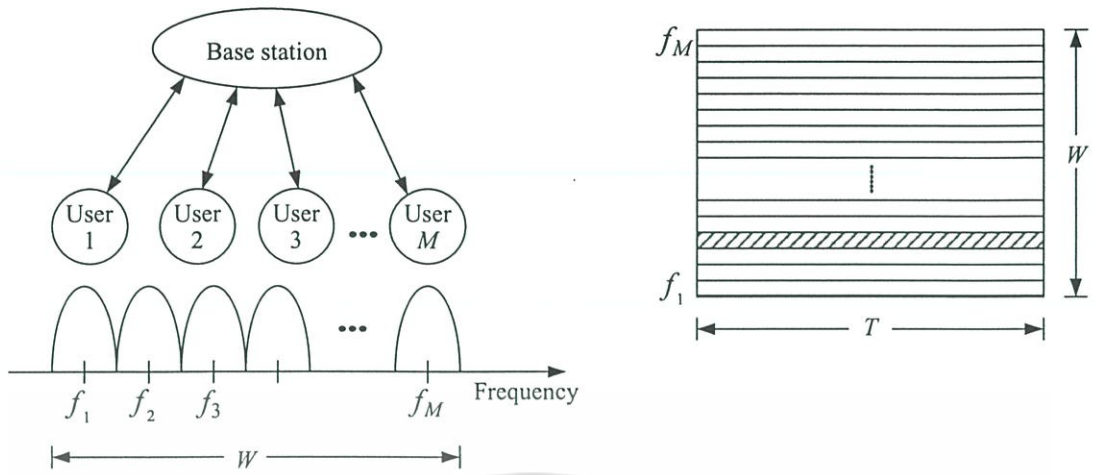
1. การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiple Access : FDMA) ซึ่งแต่ละช่องสัญญาณจะผลัดเปลี่ยนกันใช้งานที่ความถี่ไม่ตรงกัน
2. การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา (Time Division Multiple Access : TDMA) ซึ่งแต่ละช่องสัญญาณจะผลัดเปลี่ยนกันใช้แบนด์วิดท์ที่มีช่วงคาบเวลาไม่ตรงกัน
3. การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access : CDMA) ซึ่งแต่ละช่องสัญญาณจะใช้แบนด์วิดท์เดียวกันและเวลาเดียวกันได้ และแต่ละช่องสัญญาณจะมีรหัสที่แตกต่างกัน

2.3.1 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ (FDMA)

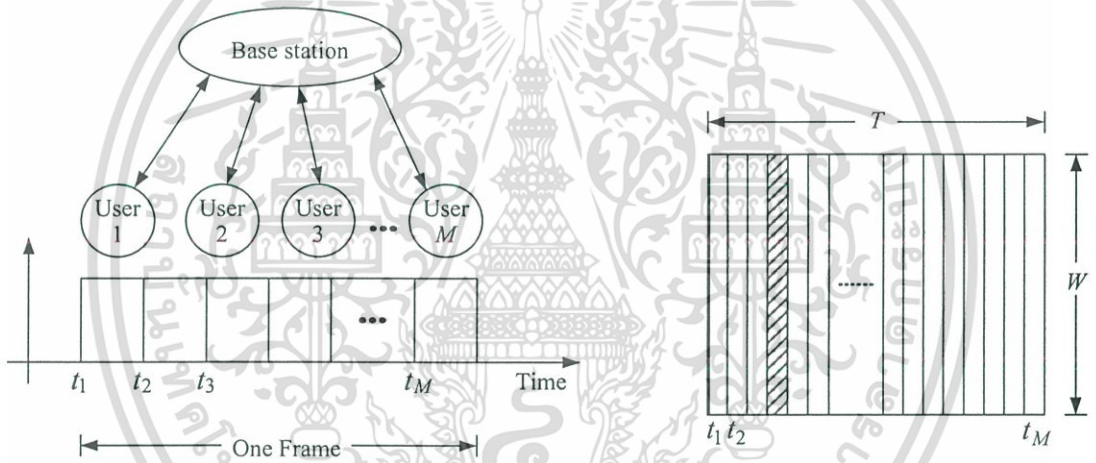
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ เป็นระบบการเข้าถึงข้อมูลที่ใช้ในระบบอนาล็อกแบบแบ่งความถี่ และใช้กันอย่างกว้างขวางในระบบดาวเทียมสื่อสารทั่วโลกหลายระบบรวมทั้งระบบอินเทลแซท โดยใช้การทำงานของเครือข่ายไมโครเวฟภาคพื้นดินแม้ว่าประสิทธิภาพการใช้งานจะต่ำก็ตาม เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่กำหนดให้ผู้ใช้บริการรายหนึ่งครอบครองช่องสื่อสารวิทยุหนึ่งช่องที่จัดสรรไว้ให้ไปตลอดเวลาที่มีการใช้งาน ดังรูปที่ 2.4 ความถี่จะถูกแบ่งออกเป็นช่วงๆ จำนวน M ช่องสัญญาณต่อเนื่องกันไปตามแกนความถี่ ในแต่ละช่องจะมีความถี่ไม่ตรงกัน จะเห็นได้ว่าในช่วงเวลาหนึ่งๆ ผู้ใช้งานจะส่งสัญญาณเต็มในช่องสัญญาณของช่องความถี่ดังกล่าว นั่นคือ 100 Duty Cycle

2.3.2 การเข้าถึงแบบหลายทางแบบแบ่งทางเวลา (TDMA)

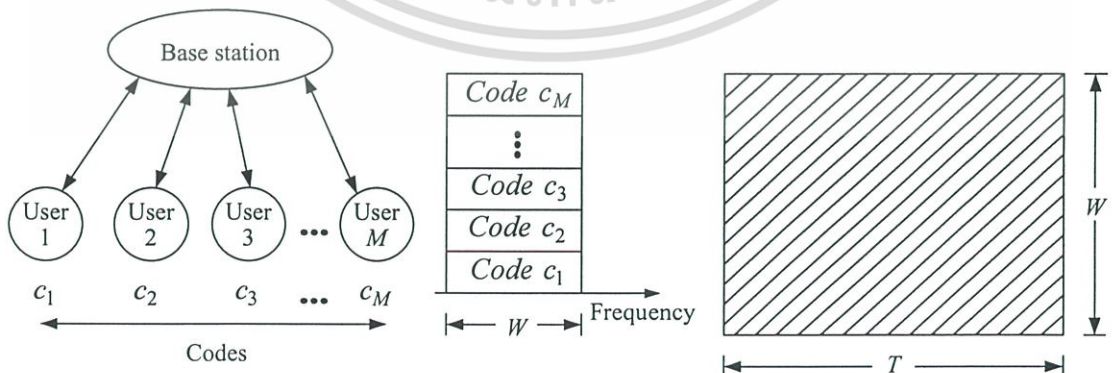
ระบบการเข้าถึงแบบหลายทางแบบแบ่งทางเวลา เป็นระบบที่พัฒนาขึ้นมาเพื่อแก้ปัญหาที่เกิดจากการใช้งานระบบ FDMA ในระบบนี้สัญญาณดิจิทัลที่เกิดจากการมัลติเพล็กซ์โดยการแบ่งทางเวลาจะมอดูเลตคลื่นพาห้คลื่นเดียวกันทั้งส่งและรับ ระบบนี้ให้ความคล่องตัวในการปฏิบัติการสื่อสาร การแบ่งช่องสัญญาณสื่อสารแต่ละช่องกำหนดให้มีแบนด์วิดท์ช่องละ 30 kHz จุดเด่นของเทคนิค TDMA คือในหนึ่งช่องสัญญาณจะมีการแบ่งช่วงเวลาการใช้งานออกเป็น 3 ช่องสลับกันไป ทำให้สามารถรองรับผู้ใช้บริการได้ 3 รายต่อหนึ่งช่องความถี่ การใช้งานของผู้ใช้บริการแต่ละรายจะเป็นไปตามช่วงเวลาที่ถูกกำหนดไว้เรียกว่าช่องสัญญาณ (timeslot) ช่วงเวลาอื่นๆจะถูกใช้งานโดยผู้ใช้บริการรายอื่นแต่เนื่องจากช่องเวลาแต่ละช่องกินเวลาระยะสั้นมาก ซึ่งทำให้ผู้ใช้งานสามารถใช้งานได้โดยไม่มีารติดขัด ในรูปที่ 2.5 แสดงการเข้าถึงแบบหลายทางแบบแบ่งทางเวลา แกนความถี่และเวลาจะถูกแบ่งออกเป็นช่วงๆจำนวน M ช่องเวลาต่อเนื่องกันตามแนวแกนเวลา จะเห็นได้ว่าในช่วงเวลาหนึ่งสัญญาณจะถูกส่งใน timeslot ด้วย duty cycle ที่ค่าต่ำๆ



รูปที่ 2.4 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ (FDMA)

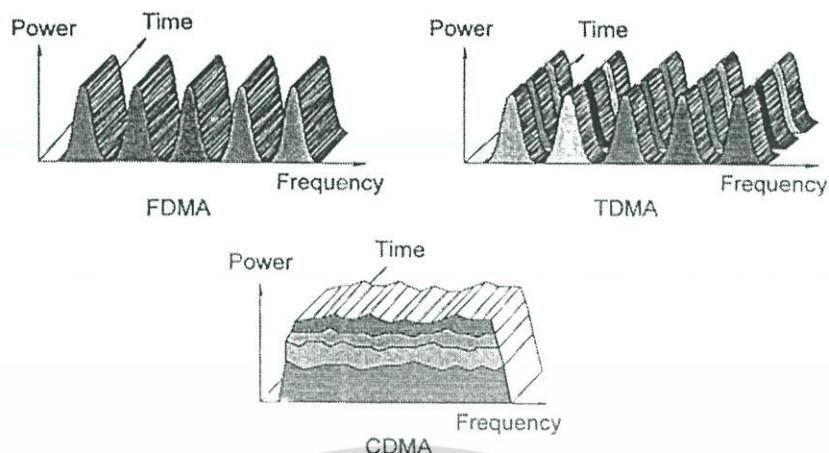


รูปที่ 2.5 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา (TDMA)



รูปที่ 2.6 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 การเปรียบเทียบสเปกตรัมของระบบ FDMA, TDMA และ CDMA

2.3.3 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งทางรหัส (CDMA)

การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งทางรหัส (CDMA) เป็นระบบที่มีคุณสมบัติการเข้าถึงหลายทาง โดยการเข้ารหัส ผู้ใช้งานแต่ละรายจะมีรหัสเฉพาะที่แตกต่างกันเพื่อใช้ในการเข้ารหัสข้อมูลที่ต้องการส่ง โดยเครื่องรับจะรู้รหัสของผู้ใช้งานและจะทำการถอดรหัสนี้หลังจากได้รับสัญญาณได้และนำไปแปลงสัญญาณเดิมกลับมา เมื่อแบนด์วิดท์ของรหัสสัญญาณมากกว่าแบนด์วิดท์ของข้อมูลที่ต้องการส่งมาก ซึ่งการเข้ารหัสจะใช้เทคนิคการแผ่สเปกตรัมของสัญญาณเรียกว่าการมอดูเลตแบบแผ่ขยายสเปกตรัม (Spread spectrum) ผู้ใช้งานสามารถที่จะส่งสัญญาณได้อย่างต่อเนื่องและทั่วถึงทั้งในระนาบของเวลาและความถี่ ดังในรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่าในรูปแบบนี้ผู้ใช้งานจะไม่ถูกแบ่งทรัพยากรทางเวลา หรือความถี่แต่สามารถใช้ร่วมกันได้ทั้งหมด โดยในรูปแบบการเข้าถึงหลายทางแบบนี้ผู้ใช้งานจะถูกกำหนดรหัสให้แต่ละผู้ใช้งานซึ่งจะได้กล่าวถึงต่อไป

สเปกตรัมการเข้าถึงแบบหลายทางแบบแบ่งความถี่, แบ่งเวลา และแบ่งรหัส แสดงในรูปที่ 2.7

2.4 เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งทางรหัส (CDMA)

หลักการของระบบเซลล์ลาร์ซีดีเอ็มเอเกี่ยวข้องกับการส่งสัญญาณของสัญญาณวิทยุที่มีความถี่มากกว่าแบนด์วิดท์ของข้อมูล โดยเมื่อก่อนนั้นได้รับความสนใจเฉพาะในวงการทหารเทคนิคการกระจายสเปกตรัมนั้นได้มีการปรับเพื่อให้ใช้กับทางการพาณิชย์ในเวลาต่อมา เพราะในเทคนิคดังกล่าวนี้มีข้อดีหลายประการ [3]

2.4.1 คุณสมบัติและข้อดีของระบบเซลล์ลาร์ซีดีเอ็มเอ

โดยธรรมชาติแล้วในระหว่างการสนทนาของมนุษย์จะมีเพียงประมาณ 35% ของเวลาทั้งหมดเท่านั้นที่มีสัญญาณเสียงของผู้พูด ส่วนเวลาที่เหลือจะเป็นการฟัง ในระบบซีดีเอ็มเอนั้นเนื่องจากเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผู้ใช้บริการทุกคนจะถูกจัดให้ใช้ช่องสัญญาณช่องเดียวกันหมด ดังนั้นถ้ามีผู้ใช้บางส่วนที่ไม่มีบริการพูดก็หมายถึงว่าปริมาณสัญญาณรบกวนระหว่างกันของผู้ใช้ ณ เวลานั้นๆก็ลดลงด้วย ซึ่งโดยหลักการแล้วอาจจะลดลงได้ถึง 65% นั่นหมายความว่าเราสามารถเพิ่มขนาดความจุของระบบขึ้นถึงประมาณ 3 เท่า

ในการส่งข้อมูลที่อัตราการส่งสูงๆเช่น มากกว่า 10 kbps มากๆนั้น ระบบ FDMA และ TDMA จำเป็นต้องอาศัยวงจรอีควอไลเซอร์ในการลดสัญญาณที่เรียกว่า Inter Symbol interference : ISI ซึ่งเกิดจากการแผ่ของสัญญาณเนื่องจากการแพร่กระจายคลื่นของคลื่น ในขณะที่ยังจรรณาการรับของระบบซีดีเอ็มเอมีความจำเป็นต้องใช้วงจรอีควอไลเซอร์สำหรับการปรับแก้รูปสัญญาณ แต่ต้องอาศัยวงจรคอร์รีเลเตอร์ (correlator) เพื่อใช้ในการถอดการแพร่กระจายคลื่น (despread) สัญญาณกลับมา ซึ่งวงจรคอร์รีเลเตอร์นั้นมีความซับซ้อนน้อยกว่าวงจรอีควอไลเซอร์ เนื่องจากในแต่ละเซลล์ใช้คลื่นวิทยุความถี่เดียวกันจึงไม่มีความจำเป็นต้องมีการแยกออกจากความถี่หนึ่งไปยังอีกค่าความถี่หนึ่งในกรณีที่ว่าโทรศัพท์เคลื่อนที่จากเซลล์หนึ่งไปสู่เซลล์ข้างเคียง การแยกออกแบบนี้เรียกว่า ซอฟท์แฮนด์ออฟ ซึ่งต่างจาก ฮาร์ดแฮนด์ออฟ ตรงที่ไม่มีความจำเป็นต้องเปลี่ยนความถี่ของคลื่นพาห้ ในระบบทีดีเอ็มเอมีความจำเป็นที่จะต้องเว้นช่องว่างที่เรียกว่า การ์ดไทม์ (guard time) ว่างขนาดหนึ่งเพื่อป้องกันมิให้ข้อมูลที่อยู่นอกเซลล์สล็อตเกิดการทับกัน ส่วนระบบซีดีเอ็มเอ นั้นไม่มีความจำเป็นที่ต้องมีการ์ดไทม์เลย เพราะฉะนั้นช่วงเวลาตรงนี้สามารถนำมาใช้เพิ่มประสิทธิภาพการส่งข้อมูลให้สูงขึ้นได้

ระบบซีดีเอ็มเอไม่มีความจำเป็นต้องจัดแบ่งความถี่สำหรับการทำงานที่ต่างกันสำหรับเซลล์ที่อยู่ใกล้กัน[4] นั่นคือเซลล์ที่อยู่ติดกันก็สามารถใช้คลื่นความถี่เดียวกันได้ซึ่งต่างจากระบบอื่น เช่น เอฟดีเอ็มเอเพราะระบบเหล่านี้จะต้องมีการจัดแบ่งความถี่ออกเป็นกลุ่มๆและเซลล์ที่ใช้คลื่นความถี่กลุ่มเดียวกันจำเป็นจะต้องอยู่ห่างกันเพียงพอเพื่อลดผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างช่องสัญญาณ ดังนั้นการใช้ประโยชน์จากสเปกตรัมความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัดของระบบซีดีเอ็มเอ จึงมีประสิทธิภาพที่ดีกว่า ให้ขนาดความจุที่สูงกว่าและรองรับจำนวนผู้ใช้บริการได้มากกว่า

วิธีการของการกระจายสเปกตรัมของสัญญาณ เป็นกระบวนการที่ได้ผลประโยชน์จากการแถมมิงที่ถูกหักล้างออกไป โดยพิจารณาได้จากตัวแปร[1] ซึ่งแสดงดังต่อไปนี้

S = กำลังของสัญญาณที่รับได้สำหรับสัญญาณที่ต้องการในแบนด์วิดท์ W

J = กำลังของสัญญาณที่รับได้สำหรับสัญญาณที่ไม่ต้องการในแบนด์วิดท์ W (เป็นสัญญาณการแถมมิงเนื่องจากผู้ใช้งานรายอื่น)

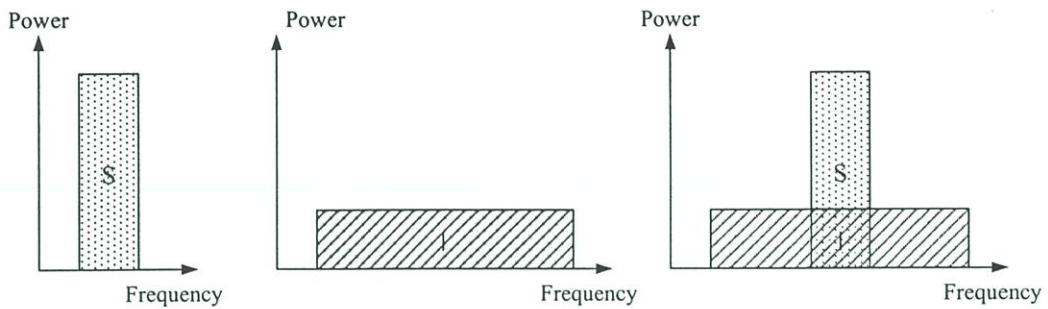
R = $1/T_b$ = อัตราข้อมูล

W = แบนด์วิดท์ที่ส่งออก

E_b = พลังงานต่อบิตสำหรับสัญญาณที่ต้องการ

N_0 = ความหนาแน่นกำลังของสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนสมมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 หลักการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสที่มีการมอดูเลตแผ่ขยายสเปกตรัม

ดังนั้นจะได้อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณรบกวนต่อสัญญาณที่ต้องการสมมูลย์ J/S เป็น

$$\frac{J}{S} = \frac{N_0 W}{E_b / T_b} = \frac{W T_b}{E_b / N_0} = \frac{W / R_b}{E_b / N_0} \quad (2.1)$$

เมื่อให้ E_b / N_0 เป็นค่าที่ต้องการเพื่อให้สมรรถนะของระบบยังคงสามารถยอมรับได้อยู่ ดังนั้น J/S จึงแสดงเป็นขอบเขตของการแจมมิง (Jamming Margin)

$$\frac{J}{S} = \frac{W / R}{(E_b / N_0)_{\text{req}}} \quad (2.2)$$

หรือ

$$\text{Margin (dB)} = \frac{W}{R} \text{ (dB)} - \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{req}} \text{ (dB)} \quad (2.3)$$

อัตราส่วนของ W/R จะถูกเรียกว่าอัตราขยายการประมวลผลของการกระจายสเปกตรัม จะเห็นได้ว่าในกรณีของระบบที่ไม่มีการกระจายแบนด์วิดท์ ($W = R$) นั้นค่าของ E_b / N_0 จะมีค่าเท่ากับอัตราส่วนกำลังของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR)

ที่เครื่องรับจะเปรียบเทียบสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณลำดับรหัสเพื่อให้ได้ข้อมูลเดิมออกมานั้นคือเครื่องรับจะต้องรู้รหัสที่ใช้ในการมอดูเลตก่อน สัญญาณแผ่ขยายสเปกตรัมจะมีคุณสมบัติที่แตกต่างจากสัญญาณแถบแคบดังนี้ [4]

1. ความสามารถในการเข้าถึงหลายทาง

การส่งสัญญาณแผ่ขยายสเปกตรัมเมื่อมีผู้ใช้งานหลายรายในเวลาเดียวกัน เครื่องรับสามารถแยกผู้ใช้งานแต่ละรายได้โดยใช้รหัสที่แตกต่างกันของแต่ละผู้ใช้งานซึ่งรหัสดังกล่าวต้องมีค่าสหสัมพันธ์ข้าม (Cross Correlation) ที่ต่ำพอ คือสัญญาณที่รับได้ด้วยรหัสแผ่ขยายสเปกตรัมจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นเข้าใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถอดรหัสแผ่ขยายสเปกตรัมของผู้ใช้งานนั้นแต่จะถอดรหัสสัญญาณของผู้ใช้งานรายอื่นแทน ซึ่งกำลังของสัญญาณในแบนด์วิดท์ของข้อมูลจะมากกว่ากำลังของสัญญาณการแทรกสอดทำให้สามารถแยกสัญญาณที่ต้องการได้ โดยความสามารถของการเข้าถึงหลายทางแสดงในรูปที่ 2.8 เมื่อผู้ใช้งานที่มีการแผ่ขยายสเปกตรัม (S) กับสัญญาณการแทรกสอด (I) ที่เครื่องรับ สัญญาณที่ถอดรหัสจะได้ข้อมูลกลับมา แต่สัญญาณแทรกสอดจะถูกแผ่ขยายกลายเป็นสัญญาณรบกวนพื้นหลัง (Background noise) เมื่อเทียบกับสัญญาณที่ถอดรหัส

2. การป้องกันการแทรกสอดหลายวิถี

ช่องสัญญาณระหว่างเครื่องส่ง-รับจะมีจำนวนเส้นทางมากกว่า 1 วิถี อันเนื่องมาจากการสะท้อนและการหักเห ซึ่งสัญญาณในวิถีต่างๆคือสัญญาณที่ถูกส่งมาต่างกันของขนาดและเฟส เมื่อรวมสัญญาณดังกล่าวที่เครื่องรับจะเกิดการเสริมกันบางความถี่และหักล้างกันบางความถี่ ซึ่งการมอดูเลตแบบแผ่ขยายสเปกตรัมสามารถแก้ปัญหาได้

3. เป็นระบบส่วนบุคคล

คือเครื่องรับจะถอดรหัสได้ต้องรู้รหัสของสัญญาณที่ต้องการเท่านั้น

4. ลดผลจากการแทรกสอด

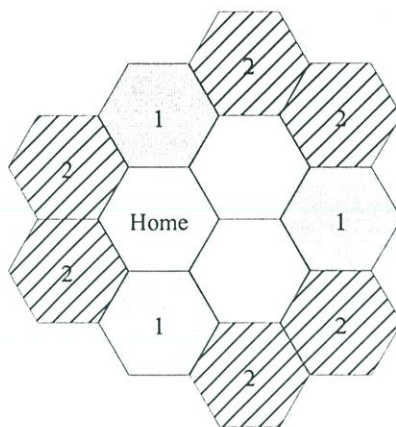
ค่าสหสัมพันธ์ข้ามของรหัสสัญญาณแถบแคบจะเป็นการแผ่กำลังของสัญญาณแถบแคบนั่นเอง คือลดกำลังของสัญญาณแทรกสอดในแบนด์วิดท์ของข้อมูล

2.4.2 สัญญาณแทรกสอดช่องสัญญาณข้างเคียงในระบบซีดีเอ็มเอ

ค่าความจุของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่โดยปกติแล้วจะถูกจำกัด โดยค่าอัตราส่วนระหว่างกำลังของสัญญาณข้อมูลต่อกำลังของสัญญาณรบกวนจากเซลล์รอบข้าง[6]หรือที่เรียกว่าค่า Carrier to Interference (C/I) สำหรับระบบที่ใช้วิธี FDMA นั้นจะลดปัญหานี้ลงด้วยการแบ่งความถี่ออกเป็นกลุ่มๆและจัดสรรความถี่ที่ไม่ซ้ำกันให้กับเซลล์ที่อยู่ติดกัน ซึ่งการจัดความถี่แบบนี้มีผลทำให้ความจุของระบบลดลง ยกตัวอย่างเช่นในกรณีของระบบ AMPS มีการแบ่งความถี่ออกเป็น 7 กลุ่มสำหรับใช้งานซึ่งทำให้จำนวนคลื่นความถี่ที่ใช้ในแต่ละเซลล์จะลดลง 7 เท่า แต่สำหรับระบบซีดีเอ็มเอนั้นไม่มีการแบ่งความถี่ออกเป็นกลุ่มนั้นคืออนุญาตให้เซลล์ทุกๆเซลล์แม้กระทั่งเซลล์ที่อยู่ติดกันใช้ความถี่เดียวกันได้

พิจารณารูปที่ 2.9 จะเห็นว่าตำแหน่งที่จะให้ค่า C/I ต่ำที่สุดคือจุดมุมที่บริเวณขอบเซลล์โดยกำหนดให้ระยะทางระหว่างจุดนี้กับจุดกึ่งกลางของเซลล์ (Home) มีค่าเท่ากับ R จากรูปนี้เราสามารถแยกแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนออกเป็นกลุ่มๆดังต่อไปนี้

- ภายในเซลล์ที่กำลังพิจารณาจะมีสัญญาณรบกวนจากผู้ใช้งานทั้งหมดยกเว้นตัวเองนั่นคือมีทั้งสิ้น $k-1$ แหล่ง โดยที่แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนเหล่านี้มีระยะห่างประมาณ โดยเฉลี่ยเท่ากับ R



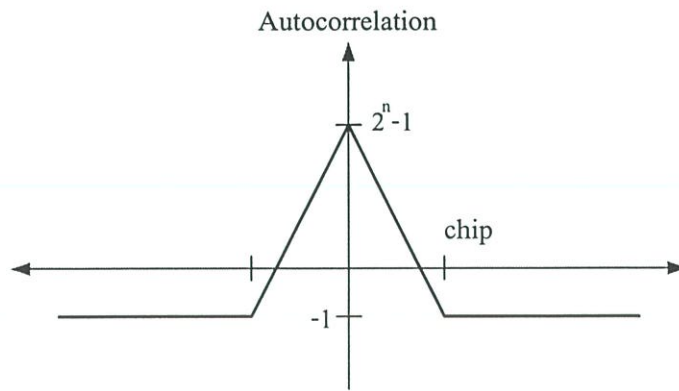
รูปที่ 2.9 กลุ่มเซลล์แสดงสัญญาณแทรกสอดของสัญญาณข้างเคียง

- สัญญาณรบกวนจากผู้ใช้ในเซลล์ข้างเคียงที่ติดกันจำนวนทั้งสิ้น 2 เซลล์ แต่ละเซลล์มีแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนจำนวน k แหล่ง โดยมีระยะห่างออกไปเท่ากับ R
- สัญญาณจากเซลล์รอบข้างชั้นที่ 1 จำนวน 3 เซลล์ แต่ละเซลล์มีแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนจำนวน k แหล่ง โดยมีระยะห่างออกไปเท่ากับ $2R$
- สัญญาณจากเซลล์รอบข้างชั้นที่ 2 จำนวน 6 เซลล์ แต่ละเซลล์มีแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนจำนวน k แหล่ง โดยมีระยะห่างออกไปเท่ากับ $2.64R$

2.5 รหัสลำดับ M-Sequence

รหัสลำดับสัญญาณรบกวนเทียม (PN) คือลำดับสัญญาณ (sequence) ที่ถูกสร้างขึ้นมาโดยวิธีการที่มีลำดับขั้นตอนที่ชัดเจน หากแต่ลำดับสัญญาณที่ได้มีคุณสมบัติที่คล้ายคลึงกับสัญญาณสุ่มมาก รหัสชนิดนี้ถูกนำมาใช้งานในทางปฏิบัติอย่างกว้างขวาง ยกตัวอย่างเช่นนำมาใช้ในการซิงโครไนซ์สัญญาณ (signal synchronization) การเข้ารหัสลับข้อมูล (cryptography) และการทำแผ่ขยายสเปกตรัม (spread spectrum) เป็นต้น การสร้างรหัสประเภทนี้สามารถกระทำได้หลายวิธี [1] เช่น m-sequence ซึ่งเป็นวิธีหนึ่งที่ได้รับคามนิยมมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 ค่าอัตสหสัมพันธ์ของรหัสลำดับ m -sequence ที่มีการเลื่อนของรหัสที่ค่าต่างๆ

รหัสลำดับ m -sequence เป็นรหัสที่สร้างขึ้นจากชิฟต์รีจิสเตอร์จำนวนหนึ่งที่มาต่อเชื่อมกันแบบอนุกรมโดยที่มีการป้อนกลับของสัญญาณจากชิฟต์รีจิสเตอร์อย่างน้อย 2 ตำแหน่งกลับไปยังที่ขาเข้าของชิฟต์รีจิสเตอร์ตัวแรก โดยรหัสชนิดนี้สามารถสร้างลำดับสัญญาณที่มีความยาวมากที่สุดได้คือมีความยาวเท่ากับ $2^n - 1$ เมื่อ n คือจำนวนชิฟต์รีจิสเตอร์ที่ใช้ ชุดรหัสทุกชุดที่สร้างขึ้นจะมีคุณสมบัติเฉพาะที่เหมือนกันดังต่อไปนี้

1. ลำดับสัญญาณที่ได้จะมีชิปส์ (chip) ที่มีค่าเป็นหนึ่งจำนวนมากกว่าชิปส์ที่มีค่าเป็นศูนย์อยู่หนึ่งชิปส์เสมอ เช่นชุดรหัสที่ใช้ชิฟต์รีจิสเตอร์จำนวน 10 ตัว จะให้ลำดับสัญญาณที่มีความยาวเท่ากับ $2^{10} - 1 = 1,023$ ชิปส์ ประกอบด้วยชิปส์ที่มีค่าเป็นศูนย์จำนวน 511 ชิปส์ และชิปส์ที่มีค่าเป็นหนึ่งจำนวน 512 ชิปส์

2. ภายในลำดับสัญญาณแต่ละชุดจะมีช่วงของชิปส์ที่มีค่าเป็นศูนย์หรือหนึ่งต่อเนื่องกันจำนวนหนึ่ง ส่วนที่ต่อเนื่องกันนี้เรียกว่า รัน (run) โดยความยาวแต่ละรันจะมีขนาดที่แตกต่างกันไป สำหรับรหัส m -sequence จะมีคุณสมบัติของรันที่พิเศษคือ จะมีรันของศูนย์และหนึ่งขนาด p ชิปส์เกิดขึ้นในลำดับสัญญาณทั้งสิ้น $2^{n-(p+2)}$ ครั้ง โดย p มีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง $n-2$ เมื่อ n คือจำนวนชิฟต์รีจิสเตอร์ที่ใช้ในการสร้างลำดับสัญญาณ นอกจากนี้จะมีรันของศูนย์ขนาด $n-1$ จำนวน 1 รัน และรันของหนึ่งขนาด n จำนวน 1 รันเสมอ

3. อัตสหสัมพันธ์ (Auto Correlation) ของชุดรหัสลำดับ m -sequence จะมีค่าเท่ากับ -1 เสมอ หากมีการเลื่อนของชุดรหัสทั้งสองชุดที่เหมือนกันทุกประการให้มีขนาดห่างกันมากกว่า ± 1 ชิปส์ แต่ถ้าหากการเลื่อนชุดรหัสทั้งสองอยู่ในช่วง 0 ± 1 ค่าของอัตสหสัมพันธ์จะแปรเปลี่ยนไปตามระยะเลื่อนไปของชุดรหัสทั้งสองอย่างเชิงเส้น โดยจะมีค่าอยู่ระหว่าง -1 ถึง $2^n - 1$ แสดงในรูปที่ 2.9 ในการหาค่าอัตสหสัมพันธ์สามารถทำได้โดยนำค่าของชิปส์จากลำดับสัญญาณ 2 ชุดที่ตำแหน่งเดียวกันมาคูณกัน แล้วนำผลคูณที่ได้ของแต่ละตำแหน่งมาบวกรวมกันทั้งหมด ผลที่ได้คือค่าอัตสหสัมพันธ์ ทั้งนี้ในการคูณกันจะกำหนดให้ -1 แทนชิปส์ที่มีค่าเป็นศูนย์ และ $+1$ แทนชิปส์ที่มีค่าเป็นหนึ่ง การ

หาค่าอัตโนมัติสัมพันธ์จะต้องใช้ลำดับสัญญาณ 2 ชุดที่เหมือนกัน แต่อาจมีการเลื่อนชิปส์ของลำดับสัญญาณชุดหนึ่งให้ต่างจากลำดับสัญญาณของอีกชุดหนึ่งด้วยระยะทางต่างๆตามต้องการ

4. เมื่อนำรหัสลำดับ m-sequence ชุดหนึ่งมาบวกแบบมอดูโล 2 (Modulo-2) กับรหัสชุดเดิมที่มีการเลื่อนชิปส์ไป จะได้รับรหัสชุดใหม่ที่มีคุณลักษณะเดียวกันกับรหัสชุดเดิมแต่มีการเลื่อนของชิปส์ไปด้วยจำนวนที่แตกต่างจากรหัสเริ่มต้นทั้งสองชุด

5. ค่าของชิฟต์รีจิสเตอร์แต่ละตัว ณ จังหวะเวลาใดเวลาหนึ่งจะพบว่าสถานะของชิฟต์รีจิสเตอร์เหล่านี้จะมีรูปแบบที่แตกต่างไปจากที่จังหวะเวลาอื่นๆทั้งหมดเมื่อพิจารณาภายในช่วงเวลา 1 คาบของลำดับสัญญาณ นั่นคือรูปแบบสถานะของชิฟต์รีจิสเตอร์เหล่านี้จะไม่มีการเกิดซ้ำภายใน 1 คาบสัญญาณ อีกทั้งจะไม่เกิดกรณีที่สถานะของชิฟต์รีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าเป็นศูนย์หมดเพราะสถานะดังกล่าววงจรชิฟต์รีจิสเตอร์จะไม่สามารถสร้างลำดับสัญญาณขึ้นได้ ดังนั้นในการสร้างลำดับสัญญาณจะต้องแน่ใจว่าค่าตั้งต้นของชิฟต์รีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าที่ไม่เป็นศูนย์พร้อมกันหมด

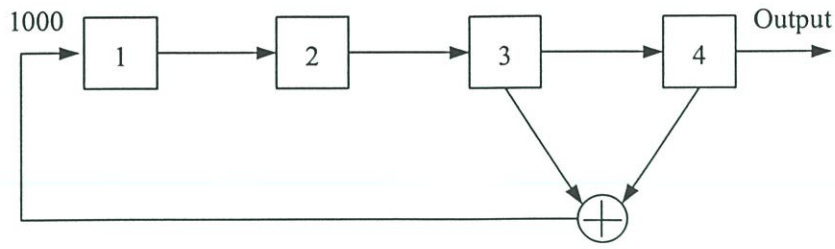
คุณสมบัติต่างๆที่กล่าวมาทำให้โค้ดประเภทนี้มีประโยชน์อย่างมากในทางปฏิบัติ เช่นการที่โค้ดมีจำนวนชิปส์ที่เป็นศูนย์ใกล้เคียงกับชิปส์ที่เป็นหนึ่ง ทำให้เวลานำมาใช้งานกับระบบสื่อสารบางประเภทเช่นระบบที่มอดูเลตสัญญาณ โดยมีการกำจัดสัญญาณพาห้จะไม่มีปัญหาในเรื่องขององค์ประกอบไฟฟ้ากระแสตรงเกิดขึ้น สิ่งเกตุวาร์หัสที่มีความยาวมากขึ้นปัญหาในเรื่องดังกล่าวก็จะลดลงตามไปด้วย

จากรูปแบบและลักษณะการเกิดของรหัสที่ได้กล่าวมาข้างต้นนั้น ได้มีการพิสูจน์และพบว่าโค้ดประเภทนี้มีคุณสมบัติที่เหมือนกับสัญญาณสุ่มจริงๆที่รหัสลำดับ m-sequence เป็นสัญญาณที่มีลักษณะเป็นรายคาบคือจะมีรูปแบบที่ซ้ำเดิมเมื่อครบรอบหนึ่งคาบ

คุณสมบัติอัตโนมัติสัมพันธ์ของรหัสลำดับ m-sequence ก็มีประโยชน์อย่างมากกับระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ซีดีเอ็มเอ เพราะลำดับสัญญาณชุดหนึ่งที่มีคาบยาวมากเพียงพอสามารถนำมาใช้ในการระบุหมายเลขประจำตัวของสถานีฐานได้เป็นจำนวนมากโดยอาศัยการเลื่อนชิปส์ของลำดับสัญญาณไปด้วยจำนวนที่แตกต่างกัน เช่นในมาตรฐานระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ซีดีเอ็มเอ (IS-95) ใช้ชิฟต์รีจิสเตอร์จำนวน 15 ตัวในการสร้างโค้ดที่มีคาบความยาวเท่ากับ $2^{15}-1 = 32,768$ ชิปส์ สถานีฐานแต่ละแห่งจะใช้วงจรสร้างรหัสแบบเดียวกันแต่จะมีการเลื่อนชิปส์ของลำดับสัญญาณออกไปทีละ 64 ชิปส์ เพราะฉะนั้นก็จะมีรหัสที่แตกต่างกันสำหรับการใช้งานได้ทั้งหมด $32,768/64 = 512$ ชุด สำหรับใช้ระบุหมายเลขประจำตัวของสถานีฐานได้มากถึง 512 แห่ง

ตัวอย่างรูปที่ 2.10 แสดงวงจรกำเนิดรหัสลำดับ m-sequence โดยใช้ชิฟต์รีจิสเตอร์ 4 ตัว ($n=4$) และวงจรบวกเลขฐานสองซึ่งทำหน้าที่รวมสัญญาณจากชิฟต์รีจิสเตอร์ตัวที่ 3 และตัวที่ 4 จำนวน 1 ชุด วงจรนี้จะสามารถสร้างลำดับสัญญาณที่มีความยาวเท่ากับ $2^n-1 = 15$ ชิปส์ ถ้าหากตั้งค่าเริ่มต้นของชิฟต์รีจิสเตอร์ด้วยค่า 1000 ผลที่ได้จะเป็นลำดับสัญญาณที่มีค่าเป็น 000100110101111

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 ตัวอย่างวงจรกำเนิดรหัสลำดับ m-sequence ที่ใช้ชิพตรีจิสเตอร์ 4 ตัว

จากชุดโค้ดที่ได้สามารถนำมาวิเคราะห์คุณสมบัติต่างๆ ได้ดังนี้คือ

- ชุดรหัสมีชิปส์ที่มีค่าเป็นศูนย์ทั้งหมด 7 ตัวและชิปส์ที่มีค่าเป็นหนึ่ง 8 ตัว นั่นคือจำนวนศูนย์และหนึ่งของรหัสลำดับมีค่าต่างกันเพียงหนึ่ง
- ค่าอัตราสัมพันธ์ของชุดรหัสมีคุณลักษณะดังแสดงในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 แสดงค่าอัตราสัมพันธ์ของชุดรหัสที่สร้างจากชิพตรีจิสเตอร์ 4 ตัว

จำนวนชิปส์ที่เลื่อน	ลำดับสัญญาณ	ค่าอัตราสัมพันธ์
0	000100110101111	15
1	100010011010111	-1
2	110001001101011	-1
3	111000100110101	-1
4	111100010011010	-1
5	011110001001101	-1
6	101111000100110	-1
7	010111100010011	-1
8	101011110001001	-1
9	110101111000100	-1
10	011010111100010	-1
11	001101011110001	-1
12	100110101111000	-1
13	010011010111100	-1
14	001001101011110	-1
15	000100110101111	15

▪ ชุดรหัสประกอบด้วยรันของศูนย์จำนวน 4 รัน และรันของหนึ่งอีก 4 รัน โดยรันที่มีความยาวเท่ากับ 1 ของที่เป็นศูนย์และหนึ่งมีทั้งหมดอย่างละ 2 รัน หรือเทียบเท่ากับ $\frac{1}{2}$ ของจำนวนรันทั้งหมด รันที่มีความยาวเท่ากับ 2 ของที่เป็นศูนย์และหนึ่งมีทั้งหมดอย่างละ 1 รัน หรือเทียบเท่ากับ $\frac{1}{4}$ ของจำนวนรันทั้งหมด รันของศูนย์ที่มีความยาวเท่ากับ 3 จำนวน 1 รัน และรันของหนึ่งที่มีความยาวเท่ากับ 4 จำนวน 1 รัน

2.5.1 การสร้างรหัสลำดับ M-Sequence

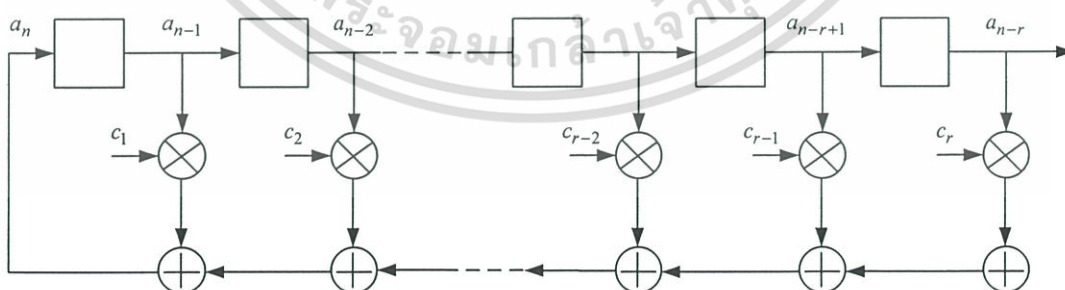
ลักษณะ โครงสร้างของวงจรสร้างรหัสลำดับ m-sequence ที่ประกอบด้วยชิปรีจิสเตอร์จำนวน r ตัวและวงจรบวกสัญญาณแบบมอดูโล 2 อีกจำนวนหนึ่ง จากรูปที่ 2.11 จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ของ a_n กับสัญญาณค่าอื่นๆ ได้เป็น

$$a_n = c_1 a_{n-1} + c_2 a_{n-2} + \dots + c_{r-1} a_{n-r+1} + c_r a_{n-r} = \sum_{i=1}^r c_i a_{n-i} \quad (2.4)$$

สมมติให้วงจรลำดับสัญญาณจากวงจรสร้างรหัสลำดับ m-sequence สามารถเขียนได้เป็น

$$G(D) \cong a_0 + a_1 D + a_2 D^2 + \dots = \sum_{n=0}^{\infty} a_n D^n \quad (2.5)$$

เมื่อ D คือการหน่วงเวลาหนึ่งหน่วยหรือหนึ่งจังหวะเวลา ส่วนค่ายกกำลังของ D คือจำนวนหน่วยเวลาที่มีการหน่วงเวลา



รูปที่ 2.12 โครงสร้างของวงจรสร้างรหัสลำดับ m-sequence

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 2.4 และ 2.5 สามารถเขียนสมการที่ 2.5 ใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} G(D) &= \sum_{n=0}^{\infty} a_n D^n = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{i=1}^r c_i a_{n-i} D^n \\ &= \sum_{i=1}^r c_i D^i \left[\sum_{n=0}^{\infty} a_{n-i} D^{n-i} \right] \\ &= \sum_{i=1}^r c_i D^i \left[a_{-i} D^{-i} + \dots + a_{-1} D^{-1} + G(D) \right] \end{aligned} \quad (2.6)$$

จากสมการที่ 2.6 จะได้

$$G(D) \left(1 - \sum_{i=1}^r c_i D^i \right) = \sum_{i=1}^r c_i D^i (a_{-i} D^{-i} + \dots + a_{-1} D^{-1}) \quad (2.7)$$

หรือ

$$G(D) = \sum_{i=1}^r c_i D^i (a_{-i} D^{-i} + \dots + a_{-1} D^{-1}) / \left(1 - \sum_{i=1}^r c_i D^i \right) \cong g_0(D) / f(D) \quad (2.8)$$

เมื่อ $f(D) = \left(1 - \sum_{i=1}^r c_i D^i \right)$ เป็นค่าที่เรียกว่าคุณลักษณะโพลิโนเมียลของวงจรถิฟตรีจิสเตอร์

ที่ใช้ โดยค่านี้อาจขึ้นอยู่กับค่า c_0, c_1, \dots, c_r เท่านั้นซึ่งเป็นตัวกำหนดว่าภายในวงจรจะมีการป้อนกลับของสัญญาณจากชิฟตรีจิสเตอร์ตัวใดบ้าง สำหรับ $g_0(D)$ เป็นส่วนที่ขึ้นอยู่กับค่าเริ่มต้นของชิฟตรีจิสเตอร์แต่ละตัว $a_{-r}, a_{-r+1}, \dots, a_{-1}$ ก่อนที่ค่าแรก a_0 ของลำดับสัญญาณจะออกมาสามารถเขียน $g_0(D)$ ใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} g_0(D) &= \sum_{i=1}^r c_i (a_{-i} + a_{-i+1} D + \dots + a_{-1} D^{i-1}) \\ &= c_1 a_{-1} \\ &\quad + c_2 (a_{-2} + a_{-1} D) \\ &\quad + c_3 (a_{-3} + a_{-2} D + a_{-1} D^2) \\ &\quad + \dots \\ &\quad + c_r (a_{-r} + a_{-r+1} D + a_{-1} D^{r-1}) \end{aligned} \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในขั้นต้นจะพิจารณากรณีพิเศษคือให้ $a_{-r} = 1$ และ $a_{-r+1} = a_{-r+2} = \dots = a_{-2} = a_{-1} = 0$ และจากนั้นจะกล่าวครอบคลุมกรณีทั่วไปในภายหลัง สำหรับกรณีพิเศษสมการที่ 2.8 จะเขียนได้เป็น

$$g_0(D) = 1, G(D) = 1/f(D) \quad (2.10)$$

จากสมการที่ 2.8 และ 2.10 สามารถพิสูจน์ถึงคุณสมบัติ 3 อย่างดังนี้

คุณสมบัติที่ 1 ลำดับสัญญาณที่สร้างขึ้นจะเป็นสัญญาณรายคาบโดยที่มีคาบความยาวเป็น

$$P \leq 2^r - 1 \quad (2.11)$$

คุณสมบัตินี้สามารถพิสูจน์ได้จากกรณีที่เรารวค่าของซีฟต์รีจิสเตอร์ทั้งหมด r ตัวจะมีรูปแบบที่เป็นไปได้ทั้งหมดเท่ากับ $2^r - 1$ แบบ และมีรูปแบบอีกหนึ่งรูปแบบที่ทุกตัวมีค่าเป็นศูนย์ทั้งหมด สำหรับกรณีที่ซีฟต์รีจิสเตอร์มีค่าเป็นศูนย์ทั้งหมด คาบของลำดับสัญญาณจะมีค่าเป็น 1 คือซีฟต์รีจิสเตอร์ทุกตัวก็ยังคงจะมีค่าเป็นศูนย์ไปตลอด ส่วนในกรณีที่เหลือรูปแบบของค่ารีจิสเตอร์ทั้งหมดจะต้องมีการเกิดขึ้นซ้ำหลังจากเวลาผ่านไป $2^r - 1$ เมื่อเกิดการซ้ำกันขึ้นของรูปแบบของค่าในรีจิสเตอร์หลังจากที่ผ่านไป $P \leq 2^r - 1$ จึงหวนเวลา ค่าต่างๆเหล่านี้ก็จะมีการซ้ำกันเกิดขึ้นอีกในทุกๆช่วงเวลา P เพราะจากสมการที่ 7.4 จะเห็นว่าลำดับการเกิดขึ้นของค่าในรีจิสเตอร์ในแต่ละจังหวะจะถูกกำหนดจากค่าเริ่มต้น $g_0(D)$ เท่านั้น เพราะฉะนั้นจึงสรุปได้ว่าลำดับสัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณรายคาบที่มีคาบความยาวเท่ากับ $P \leq 2^r - 1$

คุณสมบัติที่ 2 คาบความยาวของ $G(D)$ คือเลขจำนวนเต็ม P ที่เล็กที่สุดและมีค่ามากกว่าศูนย์ เมื่อ $f(D)$ สามารถหาร $1 - D^P$ ลงตัว ทั้งนี้ $g_0(D)$ และ $f(D)$ ต้องไม่มีตัวประกอบร่วมกัน การพิสูจน์คุณสมบัตินี้ เริ่มจากกรณีที่ง่ายคือกรณีที่ $g_0(D) = 1$ จากนั้นจะขยายการพิสูจน์ให้ครอบคลุมทุกกรณี โดยจะแสดงให้เห็นว่าถ้า $G(D)$ มีคาบความยาวเท่ากับ P แล้ว $f(D)$ จะต้องหาร $1 - D^P$ ลงตัวเสมอ และในทางกลับกันถ้า $f(D)$ หาร $1 - D^P$ ลงตัวแล้ว $G(D)$ จะต้องมีคาบความยาวเท่ากับ P ด้วย ถ้า $G(D)$ มีคาบความยาวเท่ากับ P และ $g_0(D) = 1$ แล้วสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ได้เป็น

$$\begin{aligned} \frac{1}{f(D)} &= G(D) = (a_0 + a_1D + \dots + a_{P-1}D^{P-1}) \\ &+ D^P(a_0 + a_1D + \dots + a_{P-1}D^{P-1}) \\ &+ D^{2P}(a_0 + a_1D + \dots + a_{P-1}D^{P-1}) + \dots \\ &= \frac{1}{1 - D^P} (a_0 + a_1D + \dots + a_{P-1}D^{P-1}) \end{aligned} \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$\frac{1-D^P}{f(D)} = (a_0 + a_1D + \dots + a_{P-1}D^{P-1}) \quad (2.16)$$

แสดงว่า $f(D)$ หาร $1-D^P$ ลงตัว สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$\frac{1-D^P}{f(D)} = (a_0 + a_1D + \dots + a_{P-1}D^{P-1}) \quad (2.17)$$

เนื่องจาก $g_0(D) = 1$ ดังนั้น

$$\begin{aligned} G(D) &= \frac{1}{f(D)} = \frac{1}{1-D^P} (a_0 + a_1D + \dots + a_{P-1}D^{P-1}) \\ &= (1 + D^P + D^{2P} + \dots) (a_0 + a_1D + \dots + a_{P-1}D^{P-1}) \end{aligned} \quad (2.18)$$

จากสมการแสดงว่า $G(D)$ เป็นสัญฉายาขยายความยาวเท่ากับ P ครั้นทั่วไปเมื่อ $g_0(D)$ มีค่าเป็นเท่าใดก็ได้ นั่น สามารถพิสูจน์ได้จากกรณีถ้า $G(D)$ มีคาบความยาวเท่ากับ P เขียนความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\frac{g_0(D)}{f(D)} = G(D) = \frac{1}{1-D^P} (a_0 + a_1D + \dots + a_{P-1}D^{P-1}) \quad (2.19)$$

สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$g_0(D)(1-D^P) = (a_0 + a_1D + \dots + a_{P-1}D^{P-1})f(D) \quad (2.20)$$

จากเงื่อนไขที่ $g_0(D)$ และ $f(D)$ จะต้องมีตัวประกอบร่วมกัน ดังนั้นสมการข้างต้นจะเป็นจริงได้เมื่อ $f(D)$ หาร $(1-D^P)$ ลงตัว พิจารณากรณีกลับกันถ้า $f(D)$ หาร $(1-D^P)$ ลงตัว จะได้ว่าในกรณี $g_0(D) = 1$ สมการความสัมพันธ์ที่ได้คือ

$$\frac{1}{f(D)} = G(D) = (a_0 + a_1D + \dots + a_{P-1}D^{P-1}) (1 + D^P + D^{2P} + \dots) \quad (2.21)$$

เมื่อ $g_0(D)$ มีค่าต่างไป คือ $g_0(D) = g_0 + g_1D + \dots + g_{r-1}D^{r-1}$ โดยที่ $g_k = 1$ สามารถเขียนสมการของ $G(D)$ ได้เป็น

$$\begin{aligned} G(D) &= \frac{g_0(D)}{f(D)} = g_0(a_0 + a_1D + \dots + a_{P-1}D^{P-1})(1 + D^P + D^{2P} + \dots) \\ &+ g_1D(a_0 + a_1D + \dots + a_{P-1}D^{P-1})(1 + D^P + D^{2P} + \dots) \\ &+ \dots \\ &+ g_{r-1}D^{r-1}(a_0 + a_1D + \dots + a_{P-1}D^{P-1})(1 + D^P + D^{2P} + \dots) \end{aligned} \quad (2.22)$$

จากสมการจะเห็นได้ว่าในแต่ละเทอมเป็นสัญชาตณารายคาบที่มีคาบความยาวเท่ากับ P เมื่อรวมสัญชาตณาคาบแต่ละเทอมเข้าด้วยกันและจะได้สัญชาตณารายคาบที่มีความยาวเท่าเดิมคือ P ซึ่งถ้า $f(D)$ สามารถแยกออกจากตัวประกอบย่อยได้แล้ว อาจเกิดกรณีที่ $g_0(D)$ บางรูปแบบมีตัวประกอบย่อยแบบเดียวกันกับ $f(D)$ จะทำให้ได้ความยาวที่ได้มีขนาดลดลงคือ $P \leq 2^r - 1$

คุณสมบัติที่ 3 เงื่อนไขที่ทำให้วงจรกำเนิดลำดับสัญชาตณาส่งสัญญาณที่มีความยาวสูงสุดเท่ากับ $P = 2^r - 1$ คือ $f(D)$ ต้องไม่สามารถแยกออกเป็นตัวประกอบย่อยได้อีก

ในการพิสูจน์คุณสมบัตินี้ จะสมมติให้ $g_0(D) = 1$ โดยไม่ส่งผลกระทบต่อกรณีสำหรับกรณีทั่วไปเพราะหากลำดับของสัญชาตณามีคาบความยาวเท่ากับ $P = 2^r - 1$ แล้ว เมื่อเวลาผ่านไปช่วงหนึ่งค่าของรีจิสเตอร์แบบต่างๆที่เป็นไปได้ทั้งหมดจะเกิดขึ้นอย่างแน่นอน และจึงหวนเวลานั้นสามารถกำหนดให้รูปแบบนั้นเป็นค่าตั้งต้น $g_0(D)$ ได้

ถ้าหาก $f(D)$ สามารถนำมาแยกตัวประกอบได้เป็น $s(D)$ และ $t(D)$ ที่มีดีกรีเป็น r_s และ r_t ตามลำดับ โดยที่ $r_s \geq 1$ และ $r_t \geq 1$ และ $r = r_s + r_t$ เมื่อทำการแยกตัวประกอบของ $1/f(D)$ จะได้

$$G(D) = \frac{1}{f(D)} = \frac{\alpha(D)}{s(D)} = \frac{\beta(D)}{t(D)} \quad (2.23)$$

จากผลที่ได้จะเห็นว่าขัดกับที่กล่าวไว้ เพราะฉะนั้น $f(D)$ จะต้องมีคุณสมบัติที่ไม่สามารถแยกตัวประกอบได้

ชุดโพลีโนเมียล $f(D)$ ที่สามารถให้กำเนิดลำดับสัญชาตณามีคาบความยาวเท่ากับ $P = 2^r - 1$ ซึ่งชุดโพลีโนเมียลที่มีคุณสมบัติพิเศษนี้มีการจัดทำเป็นตารางสำหรับใช้งานไว้แล้ว อีกทั้งยังสามารถคำนวณหาจำนวนโพลีโนเมียลที่มีคุณสมบัติ primitive ได้โดยอาศัยสมการดังนี้

$$N_P(r) = \frac{2^r - 1}{r} \prod_{i=1}^J \frac{P_i - 1}{P_i} \quad (2.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $\{P_i, i = 1, 2, \dots, J\}$ คือตัวประกอบที่เป็นจำนวนเฉพาะของ $2^r - 1$ คือ

$$2^r - 1 = \prod_{i=1}^J P_i^{e_i} \quad (2.25)$$

โดยที่ e_i คือตัวเลขจำนวนเต็มค่าหนึ่ง

2.6 การมอดูเลตแบบแผ่ขยายสเปกตรัม (Spread Spectrum: SS)

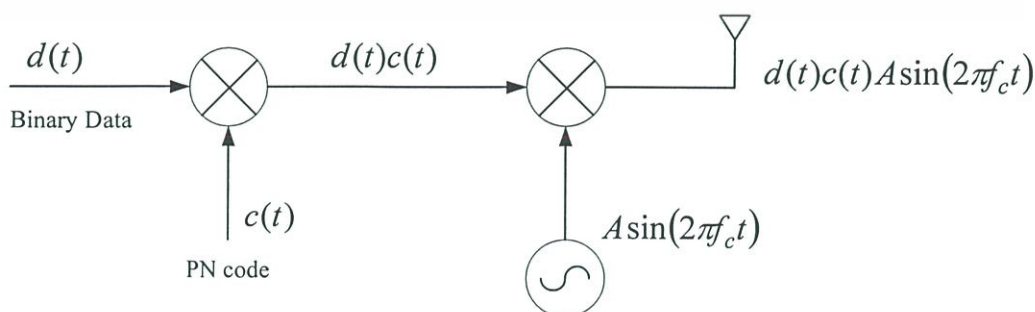
ระบบซีดีเอ็มเอใช้หลักการมอดูเลตแบบแผ่ขยายสเปกตรัม ทำให้ข้อมูลที่ใช้ในการสื่อสารถูกแผ่ไปบนแบนความถี่ ทำให้ได้แบนวิidthที่กว้างกว่าแบนวิidthของสัญญาณข้อมูลที่ต้องการส่งมาก ซึ่งสามารถแบ่งได้ดังนี้ [3]

1. การจัดลำดับโดยตรง (Direct Sequence: DS) โดยสัญญาณข้อมูลจะถูกมอดูเลตโดยตรงกับรหัสข้อมูลที่มีอัตราบิตสูง
2. การกระโดดทางความถี่ (Frequency Hopping: FH) โดยความถี่คลื่นพาห์ของสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งจะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วอันเนื่องมาจากรหัสข้อมูล
3. การกระโดดทางเวลา (Time Hopping: TH) สัญญาณข้อมูลไม่ได้ส่งอย่างต่อเนื่องแต่จะส่งเป็นเบิร์สต์สั้นๆ โดยเวลาที่ส่งจะเป็นไปตามรหัสข้อมูล
4. มอดูเลตแบบไฮบริด (Hybrid) เป็นการรวมเทคนิคการจัดลำดับโดยตรง, การกระโดดทางความถี่ หรือการกระโดดทางเวลา ร่วมกันเพื่อแก้ไขข้อบกพร่องของแต่ละวิธี

ในที่นี้จะขอกล่าวถึงเฉพาะการมอดูเลตแบบจัดลำดับโดยตรง ซึ่งเกี่ยวข้องกับการทำวิจัยนี้

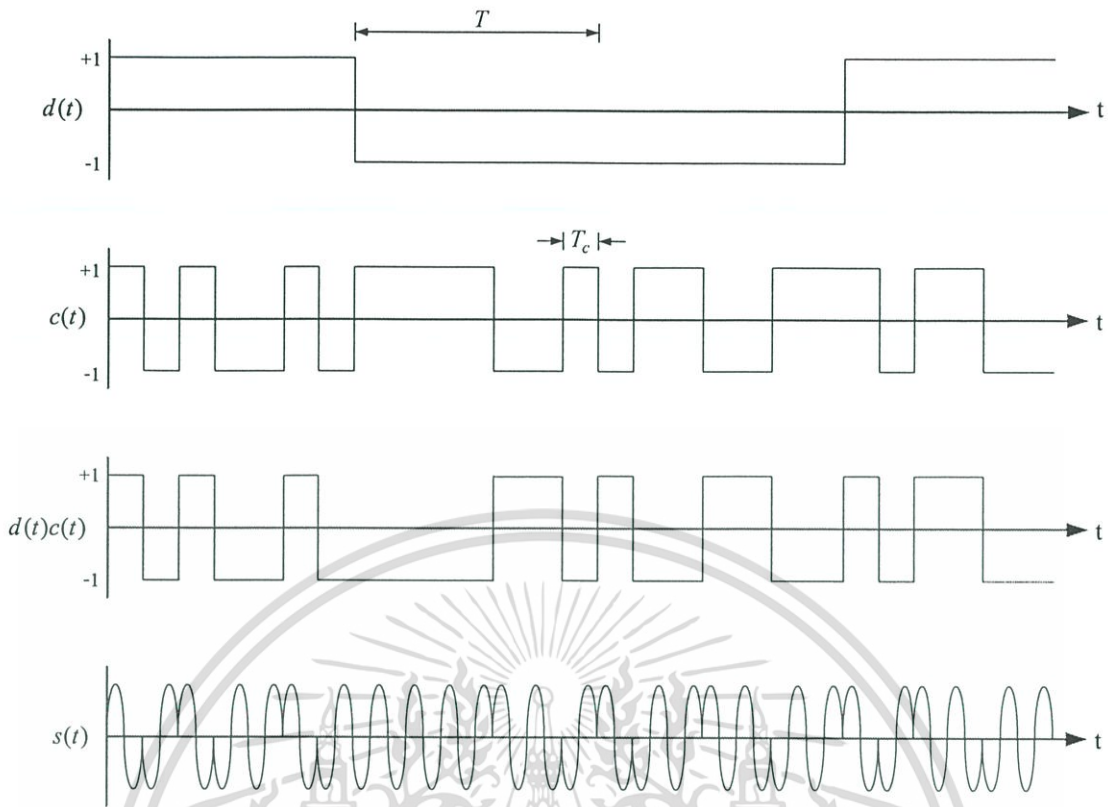
2.6.1 ภาคส่งของระบบการจัดลำดับโดยตรงที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK

ในระบบการจัดลำดับโดยตรง สัญญาณข้อมูลจะถูกมอดูเลตโดยตรงกับสัญญาณรหัสดิจิทัล โดยสัญญาณข้อมูลอาจเป็นสัญญาณดิจิทัลหรืออนาล็อกก็ได้ สัญญาณข้อมูลจะถูกคูณกับสัญญาณรหัสและได้สัญญาณที่มอดูเลตเป็นคลื่นพาห์แบบแถบกว้าง



รูปที่ 2.13 ภาคส่งของระบบการจัดลำดับโดยตรงที่มอดูเลตแบบ BPSK

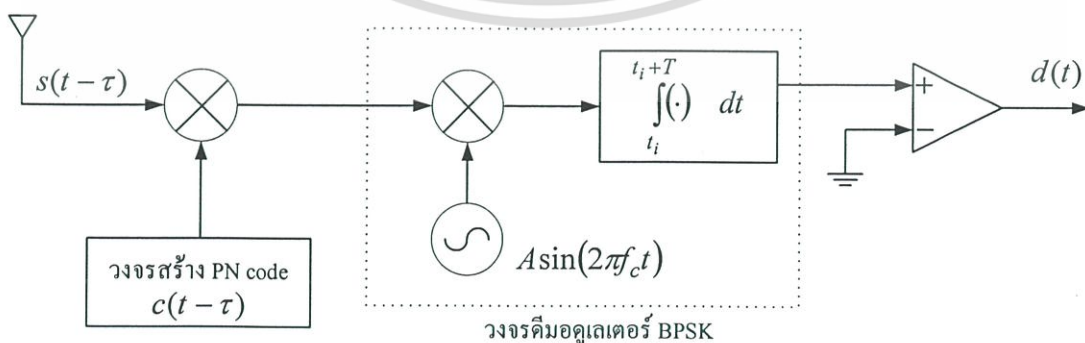
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 ตัวอย่างสัญญาณที่ภาคส่งของระบบการจัดลำดับโดยตรงที่มอดูเลตแบบ BPSK

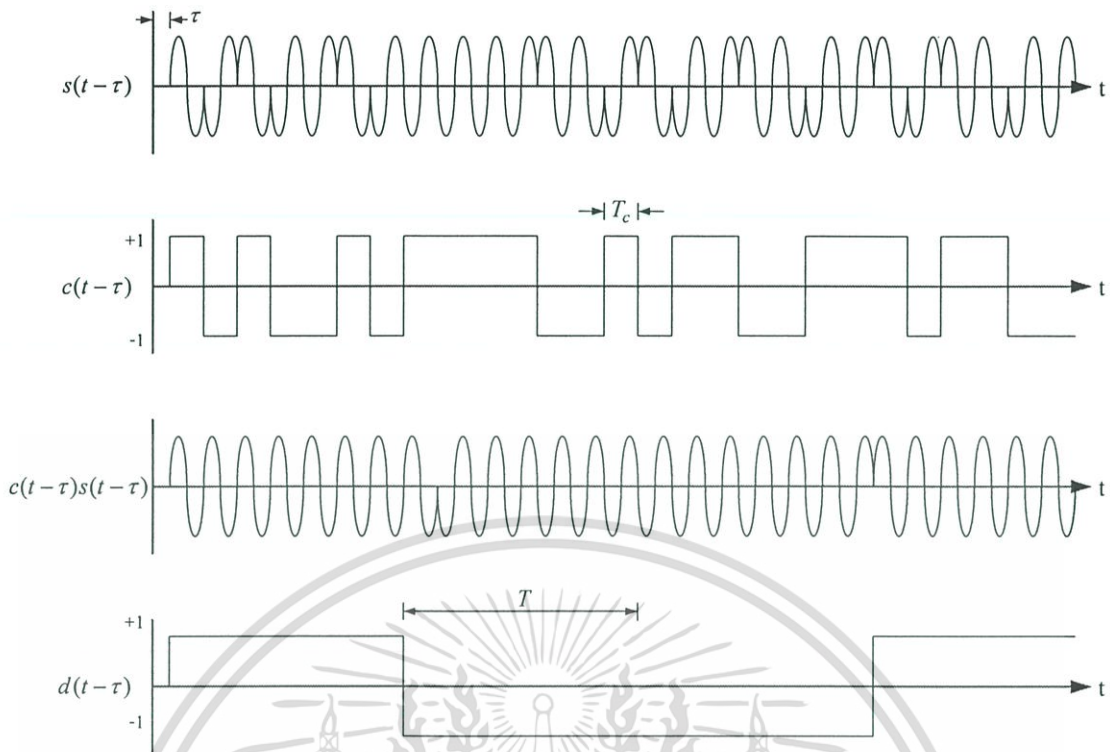
2.6.2 ภาครับของระบบการจัดลำดับโดยตรงที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK

รูปที่ 2.14 แสดงองค์ประกอบของภาครับของระบบการจัดลำดับโดยตรงที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK วงจรนี้ใช้ในการดึงสัญญาณข้อมูล $d(t)$ ออกมาจากสัญญาณ RF ที่รับได้ซึ่งโดยปกติแล้วสัญญาณนี้จะมีการดีเลย์เนื่องมาจากการแพร่ของสัญญาณ (propagation delay) ดังนั้นสัญญาณที่รับได้สามารถเขียนในรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 ภาครับของระบบการจัดลำดับโดยตรงที่มอดูเลตแบบ BPSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 ตัวอย่างสัญญาณที่ภาครับของระบบการจัดลำดับโดยตรงที่มอดูเลตแบบ BPSK

$$s(t-\tau) = d(t-\tau)c(t-\tau)\sin(2\pi f_c(t-\tau)) \quad (2.26)$$

เมื่อ τ คือค่าการหน่วงเวลา

สัญญาณ $s(t-\tau)$ จะถูกนำไปคูณกับรหัสสัญญาณรบกวนที่เหมือนกันกับที่ใช้ในการส่ง หากว่าวงจรภาครับต้องสามารถประมาณหาค่าหน่วงเวลาให้ใกล้เคียงกับค่า τ มากที่สุด ผลที่ได้จากการคูณของสัญญาณทั้งสองคือ

$$c(t-\tau)s(t-\tau) = d(t-\tau)A\sin(2\pi f_c(t-\tau)) \quad (2.27)$$

เพราะ $c(t-\tau)c(t-\tau) = 1$ ณ ที่เวลา t ใดๆ

ขั้นตอนนี้คือการถอดรหัสของสัญญาณข้อมูลที่ต้องการออกมา จากนั้นเมื่อนำสัญญาณนี้ไปเข้า วงศ์มอดูเลเตอร์แบบ BPSK ก็จะได้สัญญาณข้อมูลกลับคืนมา ในวงจรศ์มอดูเลเตอร์ประกอบด้วย 2 ส่วนหลักคือ วงจรคูณและวงจรอินทิเกรเตอร์ สัญญาณที่ได้หลังจากผ่านวงจรคูณแล้วสามารถแสดง ได้ดังนี้

$$d(t-\tau)A\sin(2\pi f_c(t-\tau))\sin(2\pi f_c(t-\tau)) = d(t-\tau)A\{1 - \cos(4\pi f_c(t-\tau))\}/2 \quad (2.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำสัญญาณเข้าวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ทำการอินทิเกรตใหม่ทุกๆคาบเวลา T ซึ่งโดยปกติแล้วจะมีช่วงเวลายาวกว่าคาบเวลา T_c มาก ดังนั้นสัญญาณ $\sin(4\pi f_c(t - \tau))$ เมื่อถูกอินทิเกรตแล้วก็จะมีค่าใกล้ศูนย์มาก เพราะฉะนั้นสัญญาณที่เหลือจากวงจรอินทิเกรตจึงมีเพียงสัญญาณ $d(t - \tau)$ ซึ่งเมื่อนำมาเข้าวงจรเปรียบเทียบแล้วก็จะได้ข้อมูลเดิมที่มีค่าเป็น 0 และ 1 กลับคืนมา และขั้นตอนการคูณรหัสสัญญาณรบกวนเทียบกับส่วนของวงจรดีมอดูเลเตอร์สามารถนำมาสลับกันได้โดยที่ยังคงได้ผลลัพธ์เหมือนกัน จากตัวอย่างจะเห็นว่าถ้าภาครับไม่รู้ชุดรหัสสัญญาณรบกวนเทียบที่ใช่ที่ภาคส่งก็จะไม่สามารถแยกสัญญาณข้อมูลออกมาได้

2.7 โทรศัพทเคลื่อนที่โมโครเซล

ความต้องการของการสื่อสารช่วงเริ่มต้นยังต้องการใช้งานช่องสัญญาณน้อย ต่อมาเมื่อระบบเข้าสู่เชิงพาณิชย์ ความต้องการใช้งานช่องสัญญาณมีมากขึ้น ก็ได้มีการพัฒนาระบบให้มีความจุเพิ่มสูงขึ้น ซึ่งการขยายความจุแต่ละระบบก็มีค่าความจำกัดของตัวเอง ฉะนั้นการขยายวิธีการที่ปรับเปลี่ยนได้ไม่จำกัดกับระบบช่องสัญญาณที่ดีที่สุดวิธีหนึ่งคือการลดขนาดของการครอบคลุมเซลล์ให้ลดลง ซึ่งขนาดที่เล็กลงไปมีรัศมีครอบคลุมไม่เกิน 1 กิโลเมตร ซึ่งเรียกว่าเป็นเซลล์ขนาดเล็กหรือไมโครเซลล์ ในยุคแรกๆ ของการออกแบบติดตั้งสถานีฐานเพื่อสร้างพื้นที่ครอบคลุมสำหรับให้บริการจะมุ่งเน้นในเรื่องของพื้นที่ครอบคลุมโดยรวมมากกว่าการให้บริการในจุดเฉพาะ เช่น ภายในอาคาร หรือจุดอับสัญญาณต่างๆ ยิ่งในประเทศที่มีผู้ให้บริการระบบโทรศัพทเคลื่อนที่มากกว่าหนึ่งรายขึ้นไปก็ยิ่งทำให้ผู้ให้บริการแต่ละรายต้องการเร่งสร้างพื้นที่ครอบคลุมให้กว้างที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้เพื่อสร้างความน่าเชื่อถือต่อผู้บริโภคที่จะเลือกใช้งานระบบนั้นๆ สิ่งที่จะต้องพิจารณาต่อมาก็คือการเพิ่มขอบเขตพื้นที่การให้บริการในจุดที่ยังขาดอยู่ โดยเฉพาะในเขตเมืองใหญ่ ซึ่งพบว่าภายในพื้นที่ที่มีแนวโน้มว่าจะมีผู้ใช้บริการ โทรศัพทเคลื่อนที่เป็นจำนวนมากกลับมีคุณภาพของสัญญาณในระดับที่ต่ำมาก และถึงแม้จะมีระดับสัญญาณที่ดีแล้วก็ตาม ในบางช่วงเวลา เช่น ชั่วโมงเร่งด่วนในตอนเช้าและตอนเย็น ผู้ใช้บริการจะพบปัญหาของสัญญาณเต็ม เนื่องมาจากความต้องการใช้โทรศัพทเคลื่อนที่พร้อมๆกัน จึงทำให้เกิดความจำเป็นในการติดตั้งไมโครเซลล์หรือสถานีฐานย่อยที่มีรัศมีทำการแคบกว่าสถานีฐานทั่วไปเพื่อให้บริการพื้นที่เฉพาะ ซึ่งเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของเครือข่าย และลดปัญหาของสัญญาณเต็ม การวางแผนจัดความถี่สำหรับไมโครเซลล์แตกต่างจากสถานีฐานโดยทั่วไป

การติดตั้งสถานีฐานทั่วไปจะอยู่ในระดับสูงจากพื้นดินตั้งแต่ 35 เมตรขึ้นไป เพื่อสัญญาณที่ส่งออกจากสายอากาศจะไม่ถูกบดบังด้วยอาคารหรือสิ่งก่อสร้าง แต่ในระบบไมโครเซลล์จะติดตั้งในระดับไม่สูงจากพื้นดินมากนัก เช่นตามเสาไฟฟ้า เพื่อสร้างพื้นที่ครอบคลุมเฉพาะจุดที่มีอัตราการใช้โทรศัพทเคลื่อนที่ในชั่วโมงเร่งด่วนสูงมาก และยังคงติดตั้งไมโครเซลล์ภายในอาคารสำนักงาน ห้างสรรพสินค้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงด้วยการเข้าถึงแบบซีดีเอ็มเอ

3.1 การสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสง

ก่อนที่จะกล่าวถึงระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงในระบบเซลลูลาร์ จะกล่าวถึงเทคโนโลยีและทฤษฎีในเรื่องการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงและการสื่อสารระบบเซลลูลาร์ การสื่อสารด้วยแสง

ความเจริญก้าวหน้าทางเศรษฐกิจและสังคม ทำให้มีความต้องการในการแลกเปลี่ยนข่าวสารและข้อมูลเพิ่มขึ้น เพื่อเป็นการตอบสนองต่อความต้องการได้ทั้งปัจจุบันและอนาคต ระบบสื่อสารด้วยแสง (Optical Communication System) ซึ่งสามารถส่งข่าวสารและข้อมูลต่างๆได้เป็นจำนวนมากในเวลาเดียวกันจึงได้ถูกนำมาใช้กันอย่างแพร่หลาย

การสื่อสารด้วยการใช้แสงเป็นพาหะนำข้อมูลถูกนำมาใช้กันอย่างแพร่หลายสำหรับโครงข่ายการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ โดยการใช้เส้นใยแก้วนำแสงเป็นตัวกลางเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพในการส่งกำลังได้มาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อใช้แหล่งกำเนิดแสงเป็นเลเซอร์ไดโอด ระบบการสื่อสารด้วยใยแก้วนำแสงเมื่อเปรียบเทียบกับระบบการสื่อสารที่ใช้สายเคเบิลที่ทำด้วยโลหะแล้วมีข้อดีต่างๆที่เกิดจากคุณสมบัติของใยแก้วนำแสงดังนี้คือ [6]

1. ให้แบนด์วิดท์ที่กว้าง กล่าวคือ การใช้คลื่นพาหะที่มีความถี่สูงในระบบสื่อสารทำให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณกว้างมากขึ้น การสื่อสารด้วยใยแก้วนำแสงนั้นขึ้นกับคลื่นพาหะที่มีความถี่อยู่ในช่วง 10^{13} - 10^{14} เฮิร์ตซ์ เมื่อเปรียบเทียบกับความถี่ของคลื่นวิทยุซึ่งมีความถี่ 10^6 - 10^9 เฮิร์ตซ์ แล้วจะเห็นว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณกว้างขึ้นถึงประมาณ 10^6 หรือ 1 ล้านเท่า ทำให้ได้ความจุในการส่งข้อมูลสูงขึ้น

2. ขนาดเล็กและน้ำหนักเบา ใยแก้วนำแสงเพียงเส้นเดียวสามารถแทนคู่สายทองแดงขนาดใหญ่แต่ละคู่ได้ เช่น สายเคเบิลทางโทรศัพท์ที่มี 1,000 คู่สาย มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางประมาณ 7-10 เซนติเมตรจะสามารถใช้เคเบิลใยแก้วนำแสงเพียงเส้นเดียวที่มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 1.5 เซนติเมตรแทนได้ในการส่งช่องสัญญาณจำนวนที่เท่ากัน

3. การสูญเสียต่ำ ใยแก้วนำแสงมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการลดทอนน้อยกว่าสายเกลียวคู่ (Twisted Pair) หรือ หุ้มฉนวน (Coaxial Cable) ทำให้ใช้อุปกรณ์ทวนสัญญาณน้อยลง

4. ไม่ถูกรบกวนจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electro Magnetic Interference, EMI) เนื่องจากใยแก้วนำแสงไม่ได้สร้างจากเส้นลวดโลหะเหมือนสายเคเบิลโลหะแต่สร้างจากแก้ว (Glass) หรือ ซิลิคอน (Silicon) ดังนั้นจึงไม่ถูกรบกวนโดยคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า และไม่ต้องใช้เทคนิคป้องกันด้วยวิธีการชิลด์ (Shield) ที่มีราคาแพงและยุ่งยากเพื่อป้องกันการรบกวนจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. คงทนและไม่ถูกรบกวนโดยสภาพดินฟ้าอากาศ แก้วหรือซิลิกอนมีความแข็งแรงกว่าโลหะถึง 20 เท่า โดยที่ซิลิกอนหรือแก้วก็เป็นธาตุเฉื่อย ดังนั้นสภาพแวดล้อมจึงมีผลน้อยกว่าการใช้งานสายที่ทำด้วยโลหะ

6. ไม่เป็นตัวนำไฟฟ้า (Conductive) สามารถแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับได้ ทำให้ไม่เกิดสัญญาณรบกวนกัน

7. มีความปลอดภัย ในระบบสายโลหะจำเป็นต้องป้องกันอันตรายให้กับอุปกรณ์หรือมนุษย์จากไฟฟ้าลัดวงจรระหว่างสาย หรือระหว่างสายกับสายดิน ซึ่งเมื่อใช้เส้นใยแก้วนำแสงแล้วจะไม่มีปัญหาเกี่ยวกับสิ่งเหล่านี้

8. ราคาถูก ราคาของเส้นใยแก้วนำแสงในปัจจุบันมีราคาค่าลงเรื่อยๆ ในขณะที่ราคาของสายโลหะมีราคาเพิ่มขึ้น ในทางปฏิบัติทุกวันนี้ราคาของการออกแบบระบบที่ใช้ใยแก้วนำแสงมีราคาค่าต่ำกว่าระบบแบบใช้โลหะ

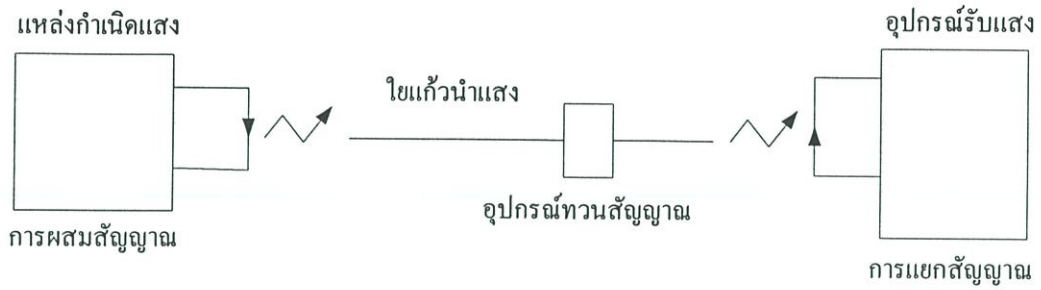
นอกจากข้อดีเหล่านี้แล้วการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงยังมีความน่าเชื่อถือและให้เสถียรภาพสูงกว่าการส่งแบบไมโครเวฟที่มีโอกาสแปรปรวนตามสภาพแวดล้อมและสภาพอากาศ แต่อย่างไรก็ตามค่าใช้จ่ายในการติดตั้งโครงข่ายก็สูงขึ้นตามไปด้วย

3.1.1 การสื่อสารเชิงแสง

แนวความคิดในการสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสงเกิดขึ้นเมื่อนักวิทยาศาสตร์พยายามที่จะค้นคว้าเกี่ยวกับการส่งผ่านแสงในชั้นบรรยากาศมาก่อนแต่ไม่ค่อยประสบความสำเร็จมากนัก เนื่องจากแสงจะถูกลดกำลัง หรือลดทอนในชั้นบรรยากาศอย่างมาก การส่งแสงผ่านชั้นบรรยากาศจึงถูกจำกัดเฉพาะการสื่อสารในระยะทางสั้นๆ ต่อมาจึงหันมาสนใจวิจัยการสื่อสาร โดยการใช้ใยแก้วนำแสง แต่ในระยะแรกเกิดปัญหาเนื่องจากการสูญเสียมากถึงประมาณ 1,000 เดซิเบล/กิโลเมตร ซึ่งไม่สามารถนำมาใช้กับการสื่อสารได้ ต่อมานักวิทยาศาสตร์ได้ทำการวิจัยและพัฒนาจนอัตราการสูญเสียของใยแก้วนำแสงเหลือเพียง 0.2 เดซิเบล/กิโลเมตร ดังนั้นจึงสามารถนำแสงไปได้ไกลมาก

ส่วนประกอบพื้นฐานของระบบการสื่อสารด้วยใยแก้วนำแสง แสดงได้ดังรูปที่ 3.1 ซึ่งจะประกอบด้วยอุปกรณ์ที่เปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณแสง (Electrical Optical Converter; E/O) ที่ทำงาน โดยรับสัญญาณไฟฟ้ามาจากอุปกรณ์แหล่งกำเนิดแสง หรือ เลเซอร์ และส่งเข้าไปในเส้นใยแก้วนำแสงโดยความแรงของสัญญาณไฟฟ้าที่รับได้จากอุปกรณ์รับสัญญาณปลายทางจะถูกเปลี่ยนเป็นความเข้มแสง หรือระดับของสัญญาณ “1” และ “0” ด้วยวิธีหลังนี้สัญญาณไฟฟ้าจะเปลี่ยนแปลงเป็นแสงที่สว่างและมีค หรือเปิด-ปิดสัญญาณที่เดินทางในใยแก้วนำแสงนั้นกำลังจะอ่อนลงเมื่อเดินทางในระยะทางที่เพิ่มขึ้นพร้อมทั้งรูปคลื่นที่ขยายกว้างออกด้วย ดังนั้นเมื่อถึงอุปกรณ์เปลี่ยนแสงเป็นไฟฟ้า (Optical Electrical Converter; O/E) ทางด้านรับสัญญาณแล้วก่อนที่แสงจะส่งไปก็จะถูกทวนสัญญาณและส่งต่อไปยังปลายทางต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



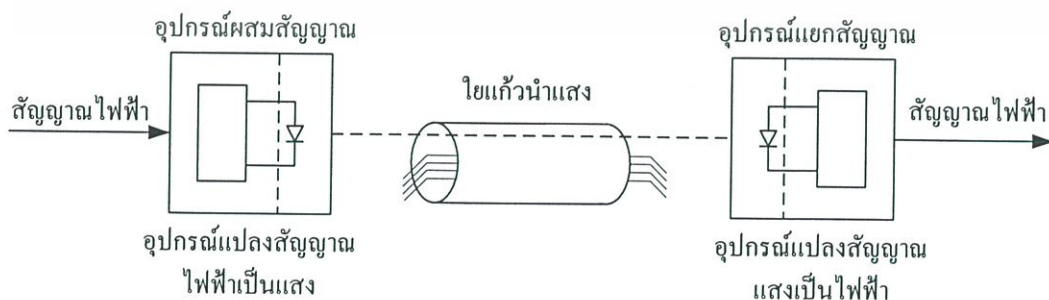
รูปที่ 3.1 ระบบการสื่อสารใยแก้วนำแสง

3.1.2 ระบบสื่อสารใยแก้วนำแสง

ระบบอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าเป็นแสงนั้นทำได้โดยใช้อุปกรณ์ทางแสง ได้แก่ แหล่งกำเนิดแสง (Light Source) ซึ่งปกติใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำชนิด ไดโอดเปล่งแสง (LED) หรือ ไดโอดเลเซอร์ (LD) ส่วนอุปกรณ์ที่เปลี่ยนแสงเป็นไฟฟ้านั้นทำได้โดยใช้ไดโอดแสง (Photodiode) หรือทรานซิสเตอร์แสง (Photo Transistor) นอกจากกรณีที่ระยะทางของสายส่งยาวมากอาจต้องมีการติดตั้งอุปกรณ์ทวนสัญญาณ (Repeater) ซึ่งจะทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าแล้วเปลี่ยนกลับเป็นสัญญาณแสงอีกครั้งและส่งกลับไปในเส้นใยแก้วนำแสง

3.1.2.1 การมอดูเลชันและการดีมอดูเลชัน

การมอดูเลชัน (Modulation) ของการสื่อสารนั้น หมายถึงการทำให้ความถี่ของการสั่นในการส่งเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณข่าวสาร สำหรับการสื่อสารใยแก้วนำแสงนั้นความถี่ (หรือความยาวคลื่น) ของแสงที่ปล่อยออกมาจากอุปกรณ์กำเนิดแสงมีค่าไม่คงที่ ดังนั้นความหมายของการมอดูเลชันจึงแตกต่างกับการสื่อสารทางไฟฟ้า ถ้าหากสามารถทำให้แสงเป็นแสงอาพันธ์ (Coherence Light) ที่สมบูรณ์นั้นคือมีความถี่คงที่ และสามารถเปลี่ยนความถี่แสงให้อยู่ในย่านความถี่ไมโครเวฟได้ก็จะทำให้การสื่อสารใยแก้วนำแสงมีการผสมคลื่นชนิดต่างๆ เหมือนกับการสื่อสารทางไฟฟ้า ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่าการมอดูเลชันคลื่นแสงนั้นเป็นเพียงการมอดูเลชันความเข้มแสง (Intensity Modulation) เท่านั้น แสดงในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 การมอดูเลชันและการส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปกติสัญญาณแสงทางด้านรับของระบบสื่อสารนั้นสัญญาณจะอ่อนกำลังลง และบางครั้งอาจเกิดความผิดพลาดเนื่องจากการส่งผ่านไปใยแก้วนำแสง เมื่ออุปกรณ์รับแสงทำการแปลงสัญญาณแสงให้ได้สัญญาณไฟฟ้าที่ออกมาเป็นรูปร่างของสัญญาณเดิมที่เป็นสัญญาณพื้นฐาน (Baseband) และเป็นไปตามรูปร่างของกรอปก้น (Envelope) ของสัญญาณที่เกิดจากการรวมกับคลื่นพาห้ทางแสง สัญญาณนี้จะผ่านขั้นตอนทางไฟฟ้าเพื่อทำการขยายสัญญาณ และได้สัญญาณที่เครื่องรับปลายทางเหมือนกับต้นกำเนิดข่าวสารทุกประเภท ในอนาคตถ้าสามารถทำให้แสงที่เป็นแสงอาพันธ์อย่างสมบูรณ์ก็จะสามารถใช้วิธีการมอดูเลชันคลื่นที่ทำให้ความถี่ของต้นกำเนิดแสงเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณนั้น คือใช้วิธีมอดูเลชันคลื่นที่มีประสิทธิภาพดีได้และทำนองเดียวกันกับทางด้านรับแสงก็สามารถใช้การดีมอดูเลชันสัญญาณ เป็นเทคนิคทางด้านความถี่ (Heterodyne Detection) เป็นส่วนการรับสัญญาณปลายทาง

3.1.2.2 การส่งสัญญาณแบบดิจิทัลและแอนะล็อก

การส่งสัญญาณ โดยทั่วไปนั้นีสองแบบคือ การส่งสัญญาณแบบดิจิทัล (Digital) และแอนะล็อก (Analog) การสื่อสารด้วยแสงนั้นมีการส่งสัญญาณอยู่สองชนิดนี้เช่นกัน ซึ่งขึ้นอยู่กับสัญญาณไฟฟ้าที่มอดูเลชันกับแสงว่าจะจะเป็นสัญญาณดิจิทัลหรือสัญญาณแอนะล็อกเท่านั้น การส่งสัญญาณแบบดิจิทัล โดยทั่วไปแล้วจะนำมาเปลี่ยนเป็นรหัส (Code) ที่เหมาะแก่การส่งก่อนแล้วจึงส่งออกไปเช่นเดียวกับการส่งสัญญาณแบบแอนะล็อก นั่นคือก่อนที่จะทำการเปลี่ยนแปลงสัญญาณแอนะล็อกให้เป็นสัญญาณแสงนั้น จะทำการมอดูเลชันสัญญาณขั้นแรกกับแหล่งกำเนิดแสงก่อน ทั้งนี้ก็เพราะว่าแสงเอาต์พุตของอุปกรณ์กำเนิดแสงนั้นไม่เป็นสัดส่วนกับระดับสัญญาณไฟฟ้าอินพุตเสมอไป ซึ่งทำให้เกิดความยุ่งยากในการรักษาคุณสมบัติของการส่งเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวจึงต้องทำการมอดูเลชันสัญญาณเบื้องต้นก่อน การเลือกระบบการส่งสัญญาณทั้ง 2 ชนิดนี้ขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ของการใช้งาน การเลือกระบบการส่งแบบแอนะล็อกมักใช้กับการส่งสัญญาณภาพในข่ายสาย (Networks) หรือเคเบิลทีวี แต่ในอนาคตระบบการส่งแบบดิจิทัลที่มีคุณสมบัติดีกว่าจะเข้ามามีบทบาทสำคัญในทุกๆด้าน

3.1.2.3 อุปกรณ์แหล่งกำเนิดแสง

แหล่งกำเนิดแสงที่นิยมใช้ปัจจุบันคือไดโอดเปล่งแสงชนิดสารกึ่งตัวนำและเลเซอร์ไดโอด เพราะไดโอดเหล่านี้เปล่งแสงที่มีความยาวคลื่นย่าน 0.8-0.9 และ 1.3-1.6 ไมครอน ซึ่งตรงกับย่านที่ใยแก้วนำแสงมีค่าสูญเสียต่ำและสามารถควบคุมกำลังขาออกได้อย่างรวดเร็วโดยการปรับค่ากระแสไบแอส (Bias Current) จึงง่ายต่อการผสมสัญญาณ อีกทั้งอายุการใช้งานมากกว่าหนึ่งล้านชั่วโมง ความแตกต่างที่สำคัญระหว่างไดโอดเปล่งแสงและเลเซอร์ไดโอด คือ เลเซอร์ไดโอดมีมุมการเปล่งแสงที่แคบกว่าแต่มีความกว้างของสเปกตรัมมากกว่า (Spectrum Width) จึงนิยมใช้กับการส่งสัญญาณแบบโคฮีเรนต์ (Coherent Transmission) นอกจากนี้ยังเปล่งแสงเมื่อมีการต่อกระแสขั้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดัน (Drive Current) ได้เร็วกว่าแต่เนื่องจากเลเซอร์ไดโอดเป็นอุปกรณ์เทอร์ชัสโวลต์ (Threshold Device) การเปล่งแสงจึงไม่คงที่และเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแส จึงต้องมีวงจรควบคุมแบบป้อนกลับ (Feedback) เพื่อทำให้กำลังขาออกของเลเซอร์คงที่

3.1.2.4 อุปกรณ์รับแสง

อุปกรณ์รับแสงที่นิยมใช้เป็นประเภทสารกึ่งตัวนำซึ่งแบ่งออกเป็นพวกใหญ่ๆ ได้ 2 ประเภทตามปริมาณแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้จากภายนอกคือ

1. โฟโตไดโอด (Photodiode, PD) เป็นพวกที่ได้รับการป้อนแรงดันไฟฟ้าปริมาณน้อย ตัวอย่างเช่น PIN-PD เป็นต้น

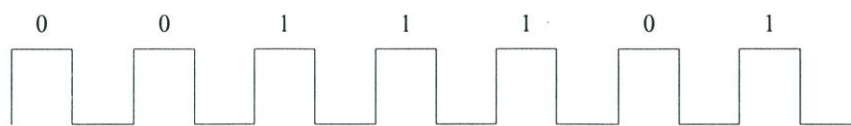
2. อะวาลานซ์โฟโตไดโอด (Avalanche Photodiode, APD) เป็นพวกที่ได้รับการป้อนแรงดันไฟฟ้าปริมาณมาก การเลือกใช้อุปกรณ์รับแสงแบบ PIN หรือ APD นั้น ตามปกติจะขึ้นอยู่กับราคาและความไวของเครื่องรับที่ต้องการ (Receiver Sensitivity) กระบวนการอะวาลานซ์ใน APD มีเทอร์ชัสโวลต์ซึ่งทำให้มีราคาแพงกว่า PIN เนื่องจาก APD มีการขยายกำลังได้สูงจึงจะทำให้ความไวของเครื่องรับได้ถึงประมาณ -15 dB ซึ่งมากกว่าของ PIN ไดโอด นอกจากนี้ยังต้องพิจารณาถึงระดับสัญญาณรับต่ำสุดที่จะรับได้ด้วย

3.1.3 การเข้ารหัส

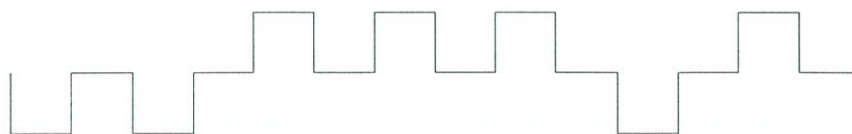
การเข้ารหัสแบบดิจิทัลที่ใช้ในระบบสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสงมีหลายวิธี ดังแสดงในรูปที่ 3.3 (ก) ซึ่งเป็นตัวอย่างการเข้ารหัสข้อมูล 0011101 โดยมีระยะเวลาของการแสดงค่าข้อมูลถูกกำหนดด้วยสัญญาณนาฬิกา วิธีการแรกในรูปที่ 3.3 (ข) มีชื่อว่า RZ (Return to Zero) เป็นการกำหนดสถานะของข้อมูลให้มีค่าเป็นไฟบวก (+) หรือไฟลบ (-) ขึ้นกับชนิดของข้อมูลว่าเป็น 1 หรือ 0 ตามลำดับ โดยสถานะของสัญญาณจะแสดงในทุกๆ ครั้งที่ถูกคลื่นแรกของสัญญาณนาฬิกาและจะกลับคืนสู่สถานะศูนย์ในช่วงครึ่งลูกคลื่นที่เหลือ ในรูปที่ 3.3 (ค) เป็นการเข้ารหัสแบบกลับคืนสู่ค่าไบแอส (Return to Bias) ลักษณะของสัญญาณจะแสดงเพียงสองสถานะคือบวกกับลบ โดยสัญญาณในครึ่งลูกคลื่นแรกเป็นตัวแสดงชนิดของข้อมูลด้วยสถานะบวกเมื่อข้อมูลเป็น 1 และมีสถานะเป็นลบเมื่อข้อมูลเป็น 0 สัญญาณในครึ่งลูกคลื่นหลังต้องมีค่าอยู่ในสถานะลบเท่านั้น

การเข้ารหัสแบบ NRZ (Non-Return to Zero) ในรูปที่ 3.3 (ง) มีหลักการทำงานคล้ายกับสองแบบแรก เพียงแต่ไม่จำเป็นต้องมีการเปลี่ยนแปลงใดๆ ในครึ่งลูกคลื่นหลังสถานะของสัญญาณขึ้นอยู่กับชนิดของข้อมูลขณะเวลานั้นๆ เป็นหลัก ในรูปที่ 3.3 (จ) เป็นการเข้ารหัสที่ปรับปรุงมาจากชนิด NRZ โดยสัญญาณจะมีการเปลี่ยนสถานะ (จาก 0 ไป 1 หรือจาก 1 ไป 0) ทุกครั้งเมื่อข้อมูลบิตมีค่าเป็น 1 และจะไม่เปลี่ยนสถานะเลยเมื่อข้อมูลเป็น 0 การเข้ารหัสในรูปที่ 3.3 (ฉ) มีชื่อว่าแมนเชสเตอร์ (Manchester) หรือไบเฟส (Biphase) โดยสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงทางขอบขึ้นเมื่อข้อมูลเป็น 0 และเปลี่ยนแปลงทางขอบลงเมื่อข้อมูลมีค่าเป็น 1

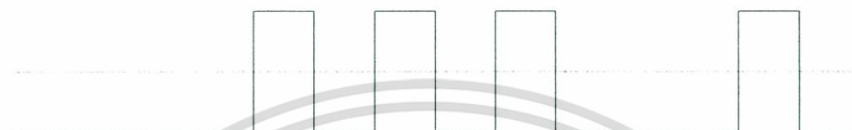
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) สัญญาณนาฬิกา



(ข) RZ



(ค) ค่าไบอัส



(ง) NRZ



(จ) NRZ Mark



(ฉ) Manchester

รูปที่ 3.3 เทคนิคการเข้ารหัส

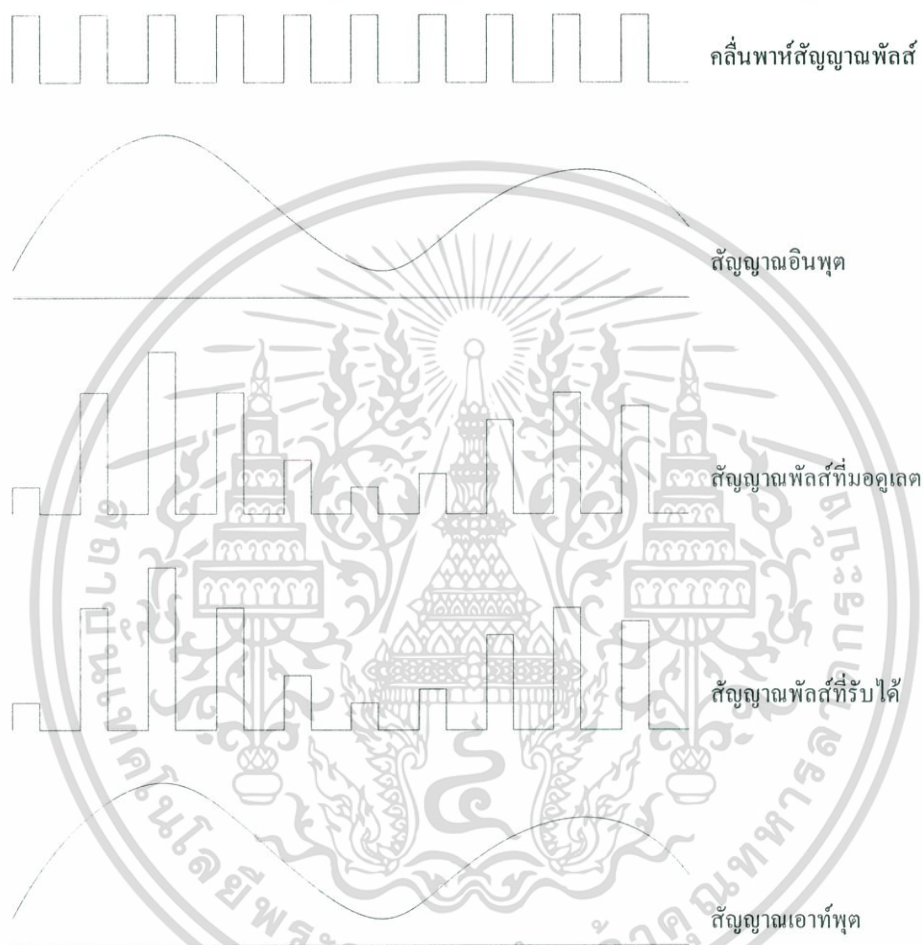
3.1.4 การมอดูเลต

การมอดูเลตเป็นการผสมสัญญาณข้อมูลกับสัญญาณที่เป็นคลื่นพาห์เข้าด้วยกันในลักษณะใดลักษณะหนึ่ง เพื่อให้สามารถส่งข้อมูลนั้นไปในระยะทางไกลได้ การมอดูเลตสัญญาณที่ภาคส่งของระบบการสื่อสารแบบดิจิทัลด้วยเส้นใยแก้วนำแสงอาจทำได้หลายวิธีดังนี้

3.1.4.1 พัลส์แอมพลิจูดมอดูเลชัน (PAM)

ลักษณะการทำงานแสดงดังรูปที่ 3.4 ซึ่งเป็นการมอดูเลตสัญญาณ โดยใช้ขนาดของสัญญาณทางอินพุตที่เป็นสัญญาณแอนะล็อกเป็นตัวกำหนดขนาดของสัญญาณพัลส์โดยตรง ขนาดความถี่ของพัลส์ที่เป็นคลื่นพาห์ต้องมีค่ามากกว่าความถี่ของสัญญาณอินพุตอย่างน้อย 2 เท่า ค่าความถี่ของคลื่นพาห์นี้เรียกว่า อัตราการสุ่ม (Sampling Rate) ในระบบทั่วไปอาจใช้อัตราการสุ่มมากกว่าความถี่สัญญาณอินพุตประมาณ 3 หรือ 4 เท่า ตัวอย่างเช่นในระบบที่ต้องการส่งข้อมูลที่เป็นเอกสารเป็นเอกสารที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติเห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณเสียงพูด (โทรศัพท์) ซึ่งมีค่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลประมาณ 4,000 เฮิรท์ อาจใช้สัญญาณพัลส์ที่เป็นคลื่นพหุมีค่าความถี่ประมาณ 16 กิโลเฮิรท์ เป็นตัวส่งข้อมูล โดยปกติวิธีการมอดูเลตแบบแอมพลิจูดมอดูเลชัน ไม่ค่อยนิยมใช้กันมากนัก เว้นแต่จะใช้กับระบบสื่อสารระยะไกล ทั้งนี้ก็เพราะวิธีการมอดูเลตแบบแอมพลิจูดมอดูเลชันมีข้อเสียตรงที่มีความไวต่อการเกิดสัญญาณรบกวน

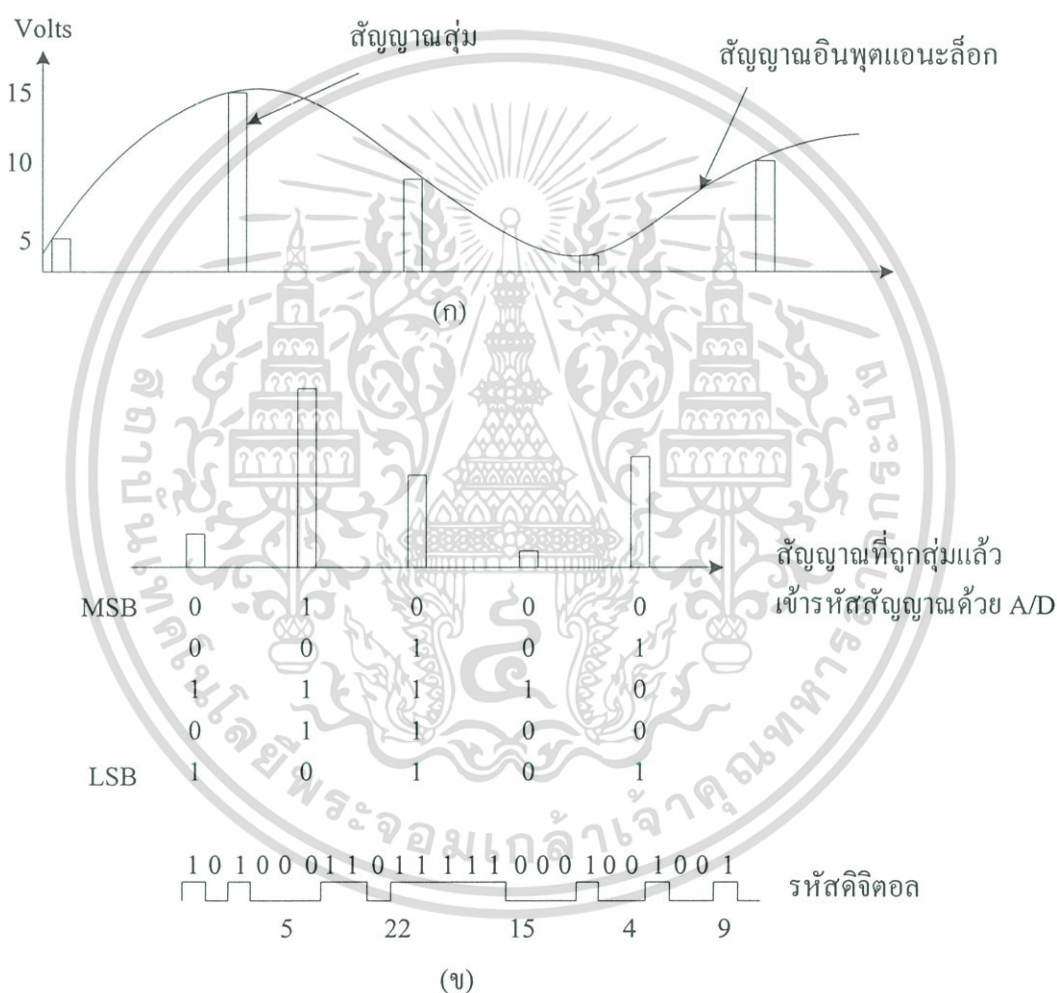


รูปที่ 3.4 รูปคลื่นของสัญญาณแอมพลิจูดมอดูเลชัน

3.1.4.2 พัลส์โคดมอดูเลชัน (PCM)

เป็นเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายในระบบสื่อสาร โดยเฉพาะระบบโทรศัพท์ทางไกล ลักษณะการทำงานของระบบพัลส์โคดมอดูเลชัน แสดงดังรูปที่ 3.5 ในตอนแรกสัญญาณอินพุตจะถูกสุ่มตัวอย่างด้วยอัตราการสุ่มเหมือนกับระบบแอมพลิจูดมอดูเลชัน จากนั้นขนาดของสัญญาณที่ถูกสุ่มออกมา ซึ่งก็คือแอมพลิจูดของพัลส์ในระบบแอมพลิจูดมอดูเลชัน จะถูกทำการเข้ารหัสเป็นข้อมูลทางดิจิทัลด้วยระบบฐานสอง ความละเอียดของระดับสัญญาณขึ้นอยู่กับเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวนบิตที่ใช้ในการเข้ารหัสข้อมูลดิจิทัลที่ถูกเข้ารหัสแล้วจะทำหน้าที่ควบคุมแหล่งกำเนิดแสงให้ส่งข้อมูลออกไปในลักษณะของสวิตช์ปิด-เปิด ดังนั้นในระบบนี้สัญญาณแสงที่เป็นข้อมูลจะไม่คำนึงถึงระดับความเข้มแสงเลย นอกจากการปิด-เปิดแสงในช่วงเวลาที่กำหนด ในแต่ละบิตข้อมูลทำให้เกิดการเกิดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบแอมพลิฟายด์อคูเลชันลงได้มาก สัญญาณดิจิทัลที่รับได้ในภาครับจะถูกแปลงกลับสู่สัญญาณแอนะล็อกอีกครั้งหนึ่ง ก่อนถูกส่งผ่านวงจรกรองความถี่เพื่อทำให้ได้สัญญาณที่มีลักษณะเดียวกับสัญญาณอินพุตก่อนนำไปขยายสัญญาณเพื่อนำไปใช้งานต่อไป



รูปที่ 3.5 รูปคลื่นสัญญาณการจัดเรียงข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

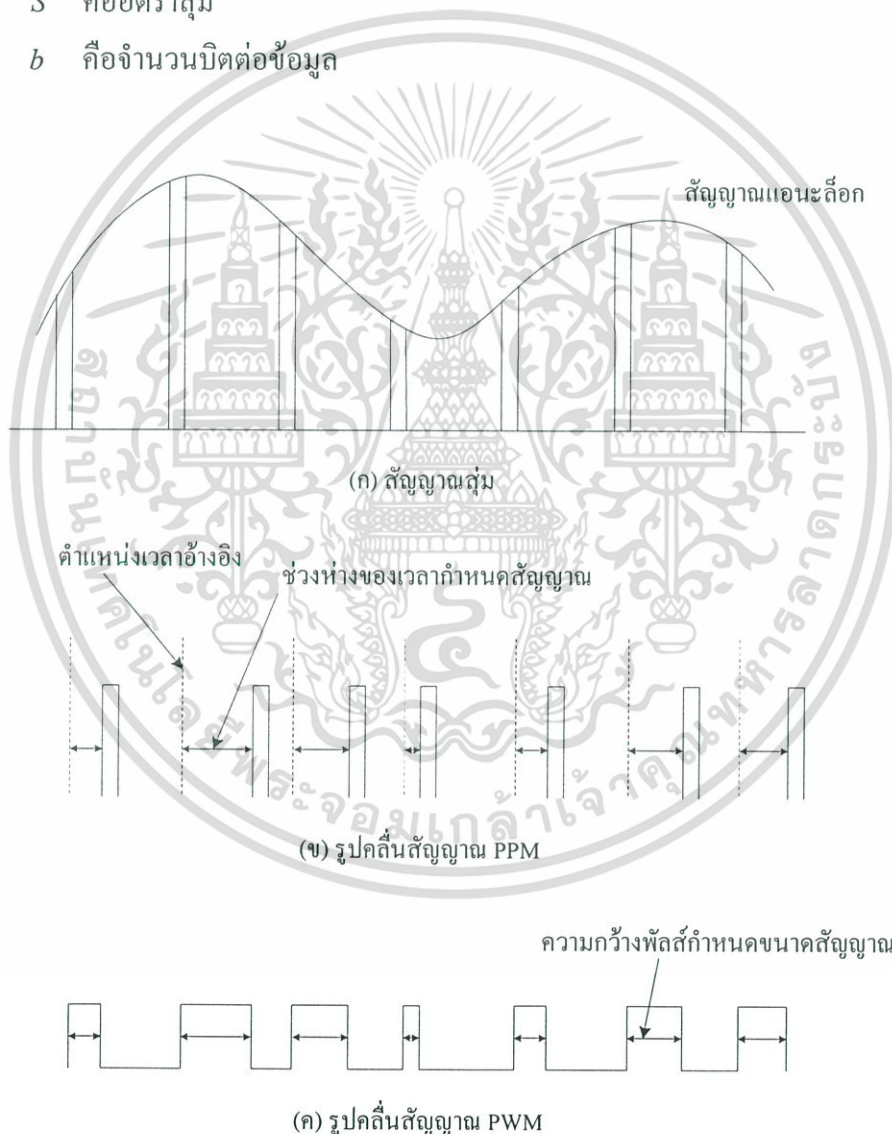
ประสิทธิภาพการส่งข้อมูลทางดิจิทัล สามารถกำหนดได้จากอัตราการส่งข้อมูล (Bit Rate) ในลักษณะของจำนวนบิตต่อเวลา ตัวอย่างเช่น ระบบโทรศัพท์ที่มีค่าแบนวิดท์ของข้อมูล (เสียงพูด) 4 กิโลเฮิร์ต หากใช้อัตราการสุ่ม 4 เท่า คือใช้ค่าความถี่เท่ากับ 16 กิโลเฮิร์ต และให้ข้อมูลแต่ละค่าที่เกิดจากการสุ่มตัวอย่าง ถูกแปลงเป็นเลขฐานสองชนิด 8 บิต จะทำให้ได้อัตราการส่งข้อมูล (B) ของระบบมีค่าเท่ากับ 128 กิโลบิตต่อวินาทีหรืออาจเขียนเป็นสูตรการคำนวณได้ว่า

$$B = \Delta v \times S \times b \quad (3.1)$$

เมื่อ Δv คือแบนวิดท์

S คืออัตราสุ่ม

b คือจำนวนบิตต่อข้อมูล



รูปที่ 3.6 รูปคลื่นสัญญาณ PPM และ PWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.4.3 พัลส์โพซิชั่นมอดูเลชัน (PPM)

เป็นการมอดูเลตโดยใช้ขนาดของสัญญาณที่ถูกส่งตัวอย่างเป็นตัวกำหนดระยะเวลาในการส่งสัญญาณ ดังแสดงในรูปที่ 3.6 ข้อมูลแสงที่ถูกส่งออกจะเป็นลักษณะของการปิด-เปิดแสง โดยมีช่วงเวลาเริ่มต้นของการเปิดแสงที่เปลี่ยนไปจากจุดเวลาเริ่มต้นของการส่งตัวอย่างเป็นตัวบอกขนาดของข้อมูล ดังนั้นอัตราการส่งในระบบพัลส์โพซิชั่นมอดูเลชันจะต้องมีช่วงเวลาของการส่งตัวอย่างมากพอที่จะไม่ทำให้ระยะเวลาของการส่งข้อมูลแสงเกิดการซ้อนทับกันได้

3.1.4.4 พัลส์วีดท์มอดูเลชัน (PWM)

มีลักษณะการทำงานแสดงดังรูปที่ 3.6 (ค) ซึ่งมีหลักการคล้ายกับระบบพัลส์โพซิชั่นมอดูเลชัน จะต้องเพียงแต่สัญญาณที่เป็นข้อมูลแสงจะเริ่มต้นทำงาน (เปิดแสง) ณ ตำแหน่งเวลาของการเริ่มต้นส่งตัวอย่าง โดยช่วงเวลาการเปิดแสงหรือขนาดความกว้างของพัลส์จะเป็นสัดส่วนที่เหมาะสมกับขนาดของข้อมูลที่ถูกส่งตัวอย่าง

ในระบบพัลส์โพซิชั่นมอดูเลชันและพัลส์วีดท์มอดูเลชัน ระยะเวลาของการปิด-เปิดแสงเพื่อส่งข้อมูลต้องมีความแน่นอนสูงมิฉะนั้นข้อมูลที่รับได้ อาจเกิดความผิดพลาดขึ้นได้ง่าย ในขณะที่เดียวกันระบบการส่งสัญญาณแสงในช่วงระยะทางหนึ่ง มีผลทำให้สัญญาณข้อมูลมีการเปลี่ยนแปลงในเรื่องของขนาดความกว้างสัญญาณ ได้ จึงทำให้ระบบดังกล่าวไม่ค่อยเป็นที่นิยม

3.2 อุปกรณ์แสง

3.2.1 อุปกรณ์ตรวจวัดแสง

หลักการทั่วไปของอุปกรณ์ตรวจวัดแสงอาศัยกลไก 2 แบบคือ เอกซ์เทอร์นัลโฟโตอิเล็กทริกเอฟเฟคต์ (External Photoelectric Effect) ซึ่งเป็นกลไกซึ่งเกิดขึ้นเนื่องจากอิเล็กตรอนถูกปลดปล่อยแสงจากผิวของโลหะเมื่อมีแสงหรือโฟตอนตกกระทบบนผิวโลหะนั้น ตัวอย่างของอุปกรณ์ชนิดนี้ก็คือ โฟโตมัลติพลายเออร์ (Photomultiplier) และอินเทอร์นัลโฟโตอิเล็กทริกเอฟเฟคต์ (Internal Photoelectric Effect) เป็นกลไกซึ่งเกิดขึ้นที่ในรอยต่อของสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor Junction) โดยโฟตอนที่ถูกดูดกลืนที่บริเวณรอยต่อดังกล่าวทำให้เกิดคู่อิเล็กตรอนและโฮล (Electron-Hole Pair) ขึ้น ตัวอย่างของอุปกรณ์รับแสงชนิดนี้ก็คือ รอยต่อพีเอ็นโฟโตไดโอด (PN Junction Photodiode, PIN Photodiode) และ อวาลานซ์-โฟโตไดโอด (Avalanche Photodiode)

ก่อนที่จะได้ทราบรายละเอียดของอุปกรณ์รับแสงแต่ละชนิดนั้นก็ควรจะได้ทราบถึงพารามิเตอร์ที่สำคัญบางตัวของอุปกรณ์รับแสงโดยทั่วไปก่อนดังนี้

$$\text{Responsivity, } \rho = \frac{I_o}{I_i} \quad (3.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ p คือค่าการตอบสนองที่หน่วยเป็นแอมแปร์ต่อวัตต์ I_i และ I_o คือกำลังแสงอินพุต และ เอาต์พุตโดยผลตอบสนองสเปกตรัม (Spectral Response) หมายถึง ช่วงความถี่ที่อุปกรณ์รับแสง สามารถตอบสนองแสงที่มอดูเลตด้วยพัลส์ (Rise Time, t_r) หมายถึงช่วงเวลาที่เอาต์พุตมีการ เปลี่ยนแปลงจาก 10 % ไปเป็น 90% ของค่าสุดท้ายของการเปลี่ยนแปลง กรณีที่กำลังทางด้านอินพุต มีลักษณะเป็นพัลส์นั้นจะมีค่าไรซ์ไทม์ของอุปกรณ์รับแสงจะมีความสัมพันธ์กับ 3 dB แบนวิดท์ตาม สมการ

$$f_{3-dB} = 0.35/t_r \quad (3.3)$$

เมื่อ f_{3-dB} คือแบนวิดท์ของอุปกรณ์รับแสง

โฟโตไดโอดสารกึ่งตัวนำนั้นมีขนาดเล็ก มีความไวสูง มีไรซ์ไทม์สั้นและอาศัยไฟเลี้ยงแรงดัน ค่าอุปกรณ์รับแสงชนิดนี้ จึงเป็นที่นิยมในงานทางการสื่อสารผ่านทางเส้นใยแก้วนำแสง ตัวอย่างของอุปกรณ์รับแสงชนิดนี้ก็คือ พีเอ็นโฟโตไดโอด พินโฟโตไดโอด และอวาเลนซ์ไดโอด

3.2.1.1 พีเอ็นโฟโตไดโอด

หลักการการทำงานของโฟโตไดโอดสารกึ่งตัวนำ มีดังนี้คือ (1) โฟโตไดโอดได้รับการไบแอส ย้อนกลับ (2) เกิดรอยต่อบริเวณระหว่าง p กับ n ซึ่งเป็นบริเวณที่ไม่มีอนุภาคตัวนำอิสระอยู่ที่บริเวณ ดังกล่าว เรียกว่า บริเวณดีพลีทชัน (Depletion Region) (3) อิเล็กตรอนลงมาบนบริเวณดีพลีทชันทำให้เกิดอนุภาคตัวนำอิสระอิเล็กตรอนและโฮล (Electron and Hole) ขึ้น เกิดเป็นกระแสไหลในวงจร ภายนอก โดยทั่วไปพีเอ็นโฟโตไดโอดมีไรซ์ไทม์อยู่ในช่วง μs ซึ่งไม่เหมาะที่จะนำมาใช้งาน ทางด้านการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงที่มีอัตราการส่งข้อมูลที่สูง และนอกจากนี้อุปกรณ์รับแสง ชนิดนี้ยังมีการตอบสนองต่ำ ดังนั้นจึงมีการพัฒนาอุปกรณ์รับแสงอีกชนิดหนึ่งขึ้นมาคือ พินโฟโต ไดโอด

3.2.1.2 พินโฟโตไดโอด

เป็นอุปกรณ์รับแสงที่นิยมใช้กันเป็นอย่างมากในการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสง หลักการ ทำงานของพินโฟโตไดโอดจะคล้ายคลึงกับของพีเอ็นโฟโตไดโอด แต่พินโฟโตไดโอดได้รับการ ปรับปรุงให้มีชั้นอินทรีนสติก (ส่วนที่ไม่มีอนุภาคอยู่ภายใน) ที่กว้าง จึงเท่ากับเพิ่มโอกาสให้เกิด อนุภาคตัวนำ (Electron and Hole) หรือกระแสไหลในวงจรภายนอกได้มากขึ้นนั่นเองซึ่งนอกจาก จะทำให้การตอบสนองสูงขึ้นแล้วก็ยังทำไรซ์ไทม์ก็สั้นลงอีกด้วย ซึ่งค่าไรซ์ไทม์ของพินโฟโต ไดโอดอาจเขียนได้เป็น

$$t_r = 2.99R_L C_d \quad (3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า - ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ของอุปกรณ์รับแสงดังนี้

$$f_{3-dB} = 1/(2\pi R_L C_d) \quad (3.5)$$

จากสมการจะเห็นว่าความต้านทาง R_L และค่าความจุ C_d มีส่วนในการกำหนดค่าแบนด์วิดท์ของอุปกรณ์รับแสง

3.2.1.3 อวาลานซ์โฟโตไดโอด (APD)

เป็นอุปกรณ์รับแสงที่ได้รับการพัฒนาขึ้นเพื่อให้มีความไวที่สูงกว่าพินโฟโตไดโอด เนื่องจากโครงสร้างของอวาลานซ์โฟโตไดโอด เอื้ออำนวยให้เกิดอัตราการขยายกระแสได้จากภายนอก กรณีของพินโฟโตไดโอดซึ่งการใช้วงจขยายภายนอกนี้มีโอกาสทำให้คุณภาพของสัญญาณด้อยลงมาจากสัญญาณรบกวนที่เกิดมาจากวงจรที่ต่อเพิ่มเติมเข้าไปนั่นเอง

เนื่องจากอวาลานซ์โฟโตไดโอดมีอัตราการขยายกระแสสูงกว่าพินโฟโตไดโอด ดังนั้นอวาลานซ์โฟโตไดโอดจึงได้ถูกนำมาใช้กับระบบสื่อสารทางแสงที่กำลังของแสงจะมีโอกาสลดต่ำลงมาๆ เช่น การสื่อสารระยะไกลสำหรับระบบสื่อสารทางแสงที่มีความเหมาะสมจะใช้อวาลานซ์โฟโตไดโอด ที่กำลังของแสงควรมีอยู่ในช่วงของนาโนวัตต์ แต่ถ้ากำลังของแสงมีค่าสูงกว่านั้นเช่นอยู่ในช่วงของมิลลิวัตต์ แล้วพินโฟโตไดโอดมีความเหมาะสมและสะดวกกว่า เนื่องมาจากการทำงานของอวาลานซ์โฟโตไดโอด ต้องใช้การไบแอสย้อนกลับหลายร้อยโวลต์ และอัตราการขยายของอวาลานซ์โฟโตไดโอดยังขึ้นอยู่กับอุณหภูมิอีกด้วย สำหรับในงานด้านการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสง อุปกรณ์รับแสงที่นิยมใช้กันมีอยู่ 2 ชนิดคือพินโฟโตไดโอดและอวาลานซ์โฟโตไดโอด ซึ่งการเลือกใช้อุปกรณ์รับแสงชนิดใดนั้นก็ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของระบบการสื่อสารเป็นสำคัญ เช่น เงื่อนไขเรื่องกำลังของแสง ไรซ์ไทม์ ราคา หรือแม้แต่การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิของสิ่งแวดล้อมอีกด้วย

3.2.2 แหล่งกำเนิดแสง

แหล่งกำเนิดแสงที่นิยมใช้กันมากในระบบแสงและเส้นใยแก้วนำแสงได้แก่ แหล่งกำเนิดแสงสารกึ่งตัวนำเช่นเลเซอร์ไดโอด (Laser Diode) และไดโอดเปล่งแสง (Light Emitting Diode, LED) ด้วยคุณสมบัติทางแสงและขนาดที่เหมาะสมกับขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางที่เล็กของเส้นใยแสงแก้วนำแสงที่มีความต้องการกำลังไฟฟ้าต่ำ

3.2.2.1 ไดโอดเปล่งแสง

ไดโอดเปล่งแสงเป็นสารกึ่งตัวนำแบบรอยต่อพีเอ็น แถบพลังงานด้านบนจะเรียกว่า แถบนำ (Conduction Band) ในระดับของพลังงานด้านล่างเรียกว่า แถบวาเลนซ์ (Valence Band)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาผลต่างของระดับพลังงานทั้งสองมีค่าเท่ากับ W_g ซึ่งก็คือช่องว่างแถบพลังงาน (Bandgap Energy) กล่าวคือ โสลมีประจุบวกซึ่งเกิดจากอิเล็กตรอนที่เป็นกลางปล่อยให้อะตอมประจุบวกอิเล็กตรอนอิสระจะสามารถรวมตัวกับโซลแล้วกลับเป็นอะตอมที่มีสภาวะเป็นกลางอีกครั้งหนึ่ง ปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นนี้จะมีการปลดปล่อยพลังงานออกมา จากสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานโฟตอน (W_g) กับความถี่ ($h\nu$) ของประจุกคือ

$$W_g = h\nu \quad (3.6)$$

โดยจะได้ความยาวคลื่นของแสงที่ส่องสว่างคือ

$$\lambda = hc/W_g \quad (3.7)$$

โดยช่องว่างแถบพลังงานมีหน่วยเป็นจูล (Joules) และความยาวมีหน่วยเป็นเมตร ถ้าเขียนพลังงานช่องว่างในรูปของอิเล็กตรอนโวลต์ (Electron Volts, eV) และความยาวคลื่นในหน่วยไมครอน สมการ 3.7 เปลี่ยนเป็น

$$\lambda = 124/W_g \quad (3.8)$$

ด้วยเหตุที่วัสดุและส่วนผสมที่ต่างกันย่อมทำให้ได้ช่องว่างแถบพลังงานที่แตกต่างกันด้วยวัสดุที่ใช้ทำอุปกรณ์ส่ง (Emitter) โดยมีความยาวคลื่นและช่องว่างแถบพลังงาน ช่องความยาวคลื่นใช้งานสามารถที่จะเลือกได้โดยการแปรเปลี่ยนอัตราส่วนองค์ประกอบของอะตอมใน AlGaAs, InGaAs และ InGaAsP การเปลี่ยนแปลงดังกล่าวทำให้ช่องว่างแถบพลังงานและความยาวคลื่นเปลี่ยนแปลง ถึงของแสงจากไดโอดเปล่งแสงนั้นจะเป็นอัตราส่วนเชิงเส้นกับค่ากระแสความสัมพันธ์เชิงเส้นระหว่างกำลังและกระแสไฟฟ้าอธิบายได้ดังนี้คือ กระแสซึ่งมีจำนวนประจุต่อวินาทีเป็น $N = i/e$ ก็คือขนาดของประจุนอิเล็กตรอนแต่ละตัว ถ้า η คือประสิทธิภาพควอนตัมหรือคืออัตราส่วนของประจุเหล่านี้ที่มีการรวมตัวและให้โฟตอนออกมาแล้วกำลังของแสงจะเป็น

$$P = \eta NW_g = \eta W_g (i/e) \quad (3.9)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าความสัมพันธ์ระหว่างกำลังของแสงกับค่ากระแสนั้นเป็นเชิงเส้น ถ้าเขียนให้อยู่ในรูปอิเล็กตรอนโวลต์จะได้สมการที่เข้าใจได้ง่ายขึ้นคือ

$$P = \eta i W_g \quad (3.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2.2 เลเซอร์

เลเซอร์สารกึ่งตัวนำ (Semiconductor Laser) นับว่าเหมาะสมที่สุดสำหรับการสื่อสารโดยใยแก้วนำแสง อย่างไรก็ตามก็ยังมีเลเซอร์อีก 2 ชนิดได้แก่ แก๊สเลเซอร์ (Gas Laser) ที่ทำงานในสเปกตรัมที่เห็นได้ Visible Spectrum) และ Nd:YAG (Neodymium Yttrium – Aluminium Garnet Laser) ที่ปลดปล่อยแสงในช่วงความยาวคลื่น 1.06 μm

ไดโอดเปล่งแสงและเลเซอร์ไดโอดมีรูปร่างคล้ายคลึงกัน โครงสร้างของไดโอดเลเซอร์ชนิด AlGaAs เมื่อทำการไบแอสไปข้างหน้านั้นประจุจะถูกปล่อยเข้าไปในชั้นแอกทีฟ (Active Layer) ที่ซึ่งเกิดการรวมตัวของอิเล็กตรอนและโฮล ทำให้มีการปลดปล่อยโฟตอนออกมาทันที ประจุบางส่วนถูกกระตุ้นให้ปล่อยโฟตอนโดยโฟตอนตัวอื่น ถ้าความหนาแน่นของกระแสมีค่าสูงพอ ประจุจำนวนมากที่ปล่อยเข้าไปทำให้เกิดการกระตุ้น และทำให้เกิดการรวมตัวแล้วอัตราการขยายทางด้านแสงจะเพิ่มขึ้น เมื่ออัตราการขยายมากเพียงพอที่จะหักล้างการสูญเสียในไดโอดได้ก็จะทำให้เกิดกระแสขีดเริ่ม (Threshold Current) ถึงจุดนี้ก็จะเกิดการออสซิลเลตของเลเซอร์ เพื่อที่จะไม่ให้เกิดอุณหภูมิของสารกึ่งตัวนำเกินขีดจำกัด ดังนั้นจะต้องรักษาระดับของกระแสขีดเริ่มเปลี่ยนให้น้อยเข้าไว้โดยเฉพาะอย่างยิ่งจุดเริ่มเปลี่ยนที่มีค่าต่ำนั้นจะช่วยจำกัดการปล่อยประจุและคลื่นแสงเข้าไปในชั้นแอกทีฟ โดยเฮเทอโรจังก์ชัน (Heterojunction) โดยการจำกัดขอบเขตของประจุในทิศทางแนวตั้ง ส่วนการจำกัดขอบเขตในทิศทางที่ขนานกับรอยต่อทำโดยปล่อยประจุทั่วความกว้างเล็กๆของสตริป (Stripe) ประมาณ 10-20 μm และขณะที่เคลื่อนที่เข้าไปในชั้นของการรวมตัว ความยาวคลื่นเอาต์พุตคำนวณได้จากช่องว่างพลังงานคือ 1.55 eV ของบริเวณแอกทีฟมีค่าเท่ากับ 0.8 μm สำหรับเลเซอร์ไดโอด

คุณลักษณะของค่ากำลังทางด้านแสงเอาต์พุตกับกระแสอินพุตของไดโอดเลเซอร์ กระแสขีดเริ่มเปลี่ยนมีค่าเป็น 75 mA โดยที่ระดับต่ำกว่านี้ค่ากำลังจะเพิ่มขึ้นอีกเพียงเล็กน้อยการแพร่กระจายของแสงไม่อาพันธ์ เกิดจากการปล่อยอย่างทันทีทันใดของประจุในชั้นของการรวมตัว (Recombination Layer) ไดโอดส่วนใหญ่จะมีกระแสขีดเริ่มเปลี่ยนเริ่มต้นจาก 30-35 mA โดยทั่วไปกำลังเอาต์พุตของเลเซอร์ที่ทำงานอย่างต่อเนื่องมีค่าปกติในช่วง 1-10 mW พัลส์เลเซอร์ทำงานที่ควิตีไซเคิลต่ำนั้นสามารถให้ค่าของกำลังที่สูงกว่าเลเซอร์ต่อเนื่องที่สามารถเปิด-ปิดในอัตราสูงจะมีประโยชน์อย่างมากสำหรับระบบการใช้งาน ช่วงกระแสทำงานโดยปกติอยู่สูงกว่ากระแสขีดเริ่มเปลี่ยนแปลงประมาณ 20-40 mA การทำงานที่กระแสสูงกว่าที่กำหนดจะทำให้ไดโอดมีช่วงอายุการใช้งาน (Lift Time) ที่สั้น

นอกจากแหล่งกำเนิดแสงเลเซอร์ไดโอดแล้ว ยังมีเลเซอร์ไดโอดบางประเภทที่มีคุณสมบัติเหมือนกันแต่สามารถเพิ่มกำลังของแหล่งกำเนิดแสงได้ โดยเรียกว่าไดโอดเลเซอร์ประเภทฉีดไอแอลดี (Injection Laser Diode, ILD) ซึ่งจะมีกำลังเอาต์พุตมากขึ้น มีการกรองสัญญาณที่มีความยาวคลื่นหรือความถี่เปลี่ยนไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การประมวลผลสัญญาณทางแสง (Optical signal processing)

การประมวลผลผลทางแสงเริ่มแสดงด้วยการตรวจจับแสงแล้วเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นสัญญาณทางไฟฟ้าตามการมอดูเลตจากเครื่องส่ง โดยรับสัญญาณในรูปความเข้มของแสงที่ตกกระทบ ซึ่งสามารถแบ่งการตรวจจับสัญญาณได้ 2 วิธีคือ แบบตรง (Direct Detection) และแบบร่วมนัย (Coherent Detection)

3.3.1 การตรวจจับแบบตรง (Direct Detection, DD)

การตรวจจับแบบตรงสามารถทำได้ง่ายเพราะการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณจะขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงความเข้มของแสง ดังนั้นผลจากการตรวจจับจะวิเคราะห์สัญญาณและสมการทางคณิตศาสตร์ได้ในรูปของกระแสหรือแรงดัน

การตรวจจับแบบตรง เริ่มจากสัญญาณถูกมอดูเลตเข้ากับแหล่งกำเนิดแสงโดยตรง แล้วส่งกำลังแสงเข้าสู่เส้นใยแก้วนำแสง และทางด้านรับมีอุปกรณ์ตรวจจับแสง (Photodetector) ซึ่งจะเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าโดยตรงตามการเปลี่ยนขนาดกำลังแสงด้วยโฟโตไดโอด (Photodiode) พารามิเตอร์ที่สำคัญของโฟโตไดโอดมีดังนี้

1) ประสิทธิภาพทางควอนตัม (Quantum efficiency) นอกถึงประสิทธิภาพในการแปลงกำลังแสงที่ตกกระทบโฟโตไดโอดไปเป็นสัญญาณไฟฟ้า มีหน่วยเป็นเปอร์เซ็นต์

$$\eta = \frac{r_e}{r_p} \quad (3.11)$$

เมื่อ r_e คือจำนวนอิเล็กตรอนที่เก็บสะสมได้; คูลอมป์

r_p คือจำนวนโฟตอนของแสงที่ตกกระทบ; คูลอมป์

2) ความไวในการตอบสนองสัญญาณ (Responsivity) นอกถึงความไวแสงที่ตกกระทบ

$$R = \frac{I_P}{P_o} = \frac{\eta e}{hf} \quad \text{A.W}^{-1} \quad (3.12)$$

เมื่อ e คือประจุอิเล็กตรอนมีค่า 1.602×10^{-19} คูลอมป์

h คือค่าคงที่ของพลังค์ (Planck) มีค่า 6.626×10^{-34} จูล.วินาที

f คือความถี่แสงที่ตกกระทบ; เฮิรท์

I_P คือกระแสเอาต์พุต; แอมป์

P_o คือกำลังแสงตกกระทบ; วัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้กระแสเฉลี่ย (Mean square current) ของแต่ละช่องสัญญาณจากช่องสัญญาณรวมเป็น

$$\overline{I_i^2(t)} = \frac{I_o^2 m_i^2}{2} \quad (3.13)$$

เมื่อ m_i คือดัชนีการมอดูเลตของช่องสัญญาณ

3.3.2 การตรวจจับแบบร่วมนัย (Coherent Detection)

ระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงส่วนใหญ่ใช้วิธีการตรวจจับแบบตรง นอกจากการส่งข้อมูลในรูปแบบการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดต่อเวลา และสามารถส่งในรูปแบบของการเปลี่ยนแปลงเฟสและความถี่ด้วย โดยที่การตรวจจับแบบตรงนั้นตัวตรวจจับแสงไม่สามารถจับการเปลี่ยนแปลงได้ทันทีที่ความถี่สูงมากๆ ทั้งตัวตรวจจับแสงแบบอนุกรมและควอนตัมก็ไม่มีความเร็วพอในการติดตามการเปลี่ยนแปลงสัญญาณแสง สิ่งที่ตรวจจับได้ก็คือการเปลี่ยนแปลงของค่าเฉลี่ยของกำลังแสงที่มีต่อเวลาเท่านั้น การตรวจจับแบบร่วมนัยนั้นเฟสหรือความถี่ของแสงจะถูกเปรียบเทียบกับเฟสหรือความถี่ของคลื่นแสงที่เป็นตัวอ้างอิงที่ต้องมีเสถียรภาพดี

การวิเคราะห์หลักการพื้นฐานอย่างง่ายของการตรวจจับแบบร่วมนัยแสดงดังรูปที่ 3.7 กำลังแสงที่ตกลงบนตัวตรวจจับแสงและจะแปลงเป็นสัญญาณไฟฟ้าเกิดกระแส I_P โหลดในวงจรผ่านโหลดที่มีความต้านทาน R_L และสนามไฟฟ้าจากทั้งสองแหล่งกำเนิดจะเป็นไปตามสมการดังนี้

$$e_S(t) = E_S \cos(\omega_S t + \phi_S) \quad (3.14)$$

$$e_L(t) = E_L \cos(\omega_L t + \phi_L) \quad (3.15)$$

เมื่อ E_S และ E_L คือแอมพลิจูดของสนามไฟฟ้า

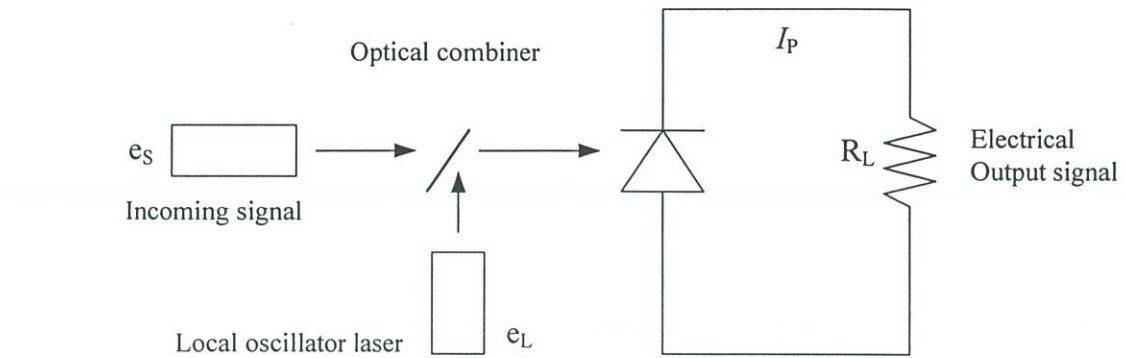
ω_S และ ω_L คือความถี่เชิงมุมของสนามไฟฟ้า

ϕ_S และ ϕ_L คือเฟสของสัญญาณ

ต่อมาที่ตัวตรวจจับแสงจะเกิดกระแส I_P ซึ่งเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความเข้มแสงที่ตกกระทบตามกฎกำลังสองของสนามไฟฟ้าดังนี้

$$\begin{aligned} I_P &\propto (e_S + e_L)^2 \\ &\propto [E_S \cos(\omega_S t + \phi_S) + E_L \cos(\omega_L t + \phi_L)] \end{aligned} \quad (3.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 แสดงหลักการพื้นฐานของการตรวจจับแบบร่วมนัย

เมื่อกระจายเทอมทางขวามือของสมการ (3.11) จะได้

$$\left[(E_S)^2 \cos^2(\omega_S t + \phi_S) + (E_L)^2 \cos^2(\omega_L t + \phi_L) + 2E_S E_L \cos(\omega_S t + \phi_S) \cos(\omega_L t + \phi_L) \right] \quad (3.18)$$

ดังนั้น

$$E_L^2 \cos^2(\omega_L t + \phi_L) = \frac{1}{2} E_L^2 \cos 2(\omega_L t + \phi_L) + \frac{1}{2} (E_L^2) \quad (3.19)$$

$$E_S^2 \cos^2(\omega_S t + \phi_S) = \frac{1}{2} E_S^2 \cos 2(\omega_S t + \phi_S) + \frac{1}{2} (E_S^2) \quad (3.20)$$

และได้

$$\begin{aligned} 2E_S E_L \cos((\omega_S t + \phi_S)(\omega_L t + \phi_L)) &= E_S E_L \cos(\omega_S t + \phi_S + \omega_L t + \phi_L) \\ &+ E_S E_L \cos(\omega_S t + \phi_S - \omega_L t - \phi_L) \\ &= E_S E_L \cos((\omega_S + \omega_L)t + (\phi_S + \phi_L)) + E_S E_L \cos((\omega_S - \omega_L)t + (\phi_S - \phi_L)) \end{aligned} \quad (3.21)$$

แทนสมการ (3.19), (3.20) และ (3.21) ในสมการ (3.18) จะได้

$$\begin{aligned} &\frac{1}{2} E_S^2 \cos(2\omega_S t + 2\phi_S) + \frac{1}{2} (E_S^2) + \frac{1}{2} E_L^2 \cos(2\omega_L t + 2\phi_L) + \frac{1}{2} (E_L^2) \\ &+ E_S E_L \cos((\omega_S + \omega_L)t + (\phi_S + \phi_L)) + E_S E_L \cos((\omega_S - \omega_L)t + (\phi_S - \phi_L)) \end{aligned} \quad (3.22)$$

จากสมการ (3.22) เทอมความถี่ $2\omega_S$, $2\omega_L$ และ $\omega_S + \omega_L$ อยู่ในช่วงที่มากเกินไปกว่าที่ตัวตรวจจับแสง จะตอบสนองได้หรือน้อยมาก ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_P \propto \frac{1}{2}E_S^2 + \frac{1}{2}E_L^2 + E_S E_L \cos(\omega_S - \omega_L)t + \phi \quad (3.23)$$

เมื่อ $\phi = \phi_S - \phi_L$ และ $\omega_S - \omega_L$ คือความถี่บีทเมื่อกำลังสองแปรผันกับกำลังสองเฉลี่ยของสนามไฟฟ้า

$$P \approx \langle e^2 \rangle \quad (3.24)$$

ดังนั้น

$$\langle e_S^2 \rangle = \frac{1}{2}E_S^2 \text{ และ } \langle e_L^2 \rangle = \frac{1}{2}E_L^2 \quad (3.25)$$

หรือ

$$P \approx \frac{1}{2}E_S^2 \approx \frac{1}{2}E_L^2 \quad (3.26)$$

และสามารถเขียนสมการกระแสในรูปของกำลังได้ดังนี้

$$I_P \propto P_S + P_L + 2\sqrt{P_S P_L} \cos((\omega_S - \omega_L)t + \phi) \quad (3.27)$$

และได้ความสัมพันธ์ในรูปทั่วไปคือ

$$I_P = R \left[P_S + P_L + 2\sqrt{P_S P_L} \cos((\omega_S - \omega_L)t + \phi) \right] \quad (3.28)$$

เมื่อ R คือความไวในการตอบสนองสัญญาณ และจะได้สมการเทอมสัญญาณเป็น

$$I_P = R \left[2\sqrt{P_S P_L} \cos((\omega_S - \omega_L)t + \phi) \right] \quad (3.29)$$

สำหรับการตรวจจับแบบเฮเทอร์โรไดน์ คือกรณี $\omega_S \neq \omega_L$ จะมีผลต่างคือ $\omega_{IF} = \omega_S - \omega_L$ ดังนั้นจะได้

$$I_P = 2R\sqrt{P_S P_L} \cos(\omega_{IF}t + \phi) \quad (3.30)$$

สำหรับการตรวจจับแบบโฮโมไดน์ คือกรณี $\omega_S = \omega_L$ จะได้

$$I_P = 2R\sqrt{P_S P_L} \cos\phi \quad (3.31)$$

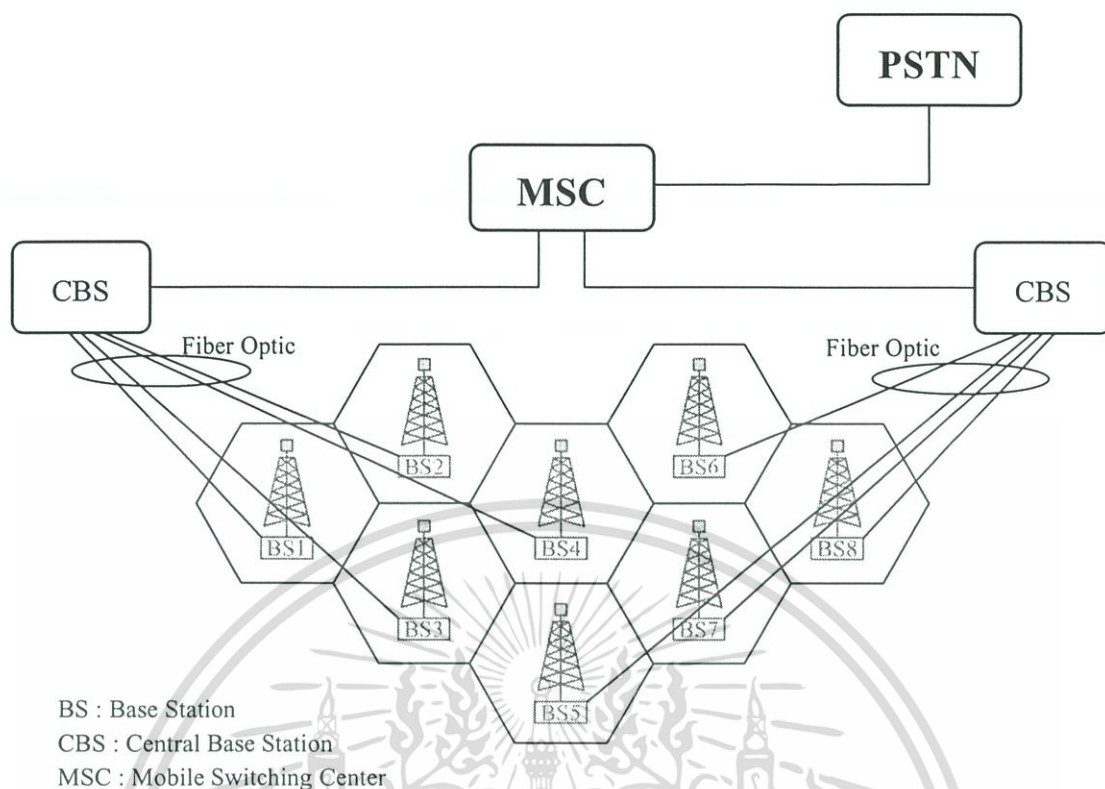
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การสื่อสารระบบเซลล์ผ่านเส้นใยแก้วนำแสง

ในระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงในระบบเซลล์[8] พื้นที่ครอบคลุมจะถูกแบ่งออกเป็นเซลล์หลายๆเซลล์ และระบบโครงข่ายมีการติดตั้งสถานีฐานในแต่ละเซลล์ดังกล่าว ระบบเซลล์ที่มีการใช้ช่องสัญญาณการสื่อสารคลื่นวิทยุโดยการแบ่งชิงความถี่พาหะและ เวลา หรือ รหัส สเป็คตรัมของความถี่ขาดแคลนของระบบเซลล์จะให้ปริมาณน้อยมาก เนื่องจากการแข่งขันจากผู้ใช้งานจำนวนมาก การเพิ่มสเป็คตรัมอย่างมีประสิทธิภาพหมายความว่าสเป็คตรัมจะต้องมีการกลับมาใช้ใหม่ เหตุผลอื่นสำหรับการแบ่งพื้นที่จำนวนมากคือการลดสถานีฐานและกำลังของโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่จะมีความต้องการมากขึ้น เนื่องจากเหตุผลในการส่งที่มีระยะทางสั้นกว่า

เมื่อระบบเซลล์ถูกสร้างขึ้นครั้งแรก เป้าหมายหลักของโครงข่ายคือเพื่อครอบคลุมพื้นที่ที่กว้าง ทำได้โดยติดตั้งสถานีฐานที่มีกำลังสูงๆบนเสาอากาศสูงๆในเซลล์ขนาดใหญ่ ซึ่งเป็นไปได้เนื่องจากระบบมีจำนวนผู้ใช้ไม่มาก และสาเหตุหลักโครงข่ายที่สมบูรณ์และมีการติดต่อกับผู้ใช้จำนวนมาก ความจุจะมีบทบาทมาก ความจุเพิ่มขึ้นเซลล์ที่มีขนาดใหญ่แต่ละเซลล์จะแยกออกเป็นเซลล์ที่มีขนาดเล็กหลายๆเซลล์ ดังนั้นความถี่พาหะสามารถนำกลับมาใช้ใหม่อีกครั้ง ในพื้นที่ที่มีจำนวนผู้ใช้งานจำนวนมากเช่นศูนย์กลางเมืองหลวง เซลล์หลายๆเซลล์จะต้องรองรับต่อความต้องการน้อยมาก เซลล์เหล่านี้เรียกว่า ไมโครเซลล์ แสดงตัวอย่างในรูปที่ 3.2 และมีต้นแบบเป็นสถานีฐานขนาดเล็กติดตั้งบนอาคารสูงใต้หลังคา ซึ่งพื้นที่ครอบคลุมภายในอาคารได้ถูกนำมาใช้มากขึ้นและติดตั้งสถานีฐานจำนวนมากภายในอาคารเพื่อให้ได้ครอบคลุมพื้นที่ที่ต้องการและได้ความจุเพิ่มขึ้นซึ่งเรียกว่าพิโกเซลล์

การสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงถูกใช้ในในระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงในระบบเซลล์ ซึ่งจะทำการแยกสัญญาณวิทยุจากตำแหน่งศูนย์กลางไปสู่สถานีฐาน ซึ่งสถานีฐาน จะประกอบด้วยอุปกรณ์ออปโตอิเล็กทรอนิกส์และอุปกรณ์ขยาย มีหน้าที่เข้ารหัส, มอดูเลต, มัลติเพล็กซ์ และแปลงกลับไปเพื่อทำงานที่ตำแหน่งศูนย์กลาง โดยปกติสถานีฐานจะมีขนาดเล็ก (การติดตั้งง่ายและยืดหยุ่น) และต้นทุนต่ำ (ต้นทุนอุปกรณ์และการบำรุงรักษา) ผลที่ได้คือการใช้อุปกรณ์ร่วมกัน, การใช้ทรัพยากรมีประสิทธิภาพ และมีการบริหารที่มีประสิทธิภาพ



รูปที่ 3.8 ระบบโมโครเซลล์ลาร์ผ่านเส้นใยแก้วนำแสง

เหตุผลที่เลือกการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงในระบบเซลล์ลาร์ ทำให้ระบบมีความซับซ้อนมากกว่าสายอากาศซึ่งสายใยแก้วนำแสงมีการสูญเสียต่ำมาก (0.2 dB/km ที่ 1,550 nm) แบนวิดท์ตัวกลางส่ง (50 THz) การเชื่อมโยงทางแสงในการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงในระบบเซลล์ลาร์พาหะคลื่นวิทยุถูกมอดูเลตกับการมอดูเลตดิจิทัลคือ GMSK หรือ QPSK โครงร่างของการเชื่อมโยงการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงในระบบเซลล์ลาร์ ที่มีการมอดูเลตโดยตรงสองทางในแต่ละทิศทางสัญญาณวิทยุอินพุตเข้ามาที่เลเซอร์ไดโอดซึ่งมีการมอดูเลตกับความเข้มของสัญญาณแสงเอาต์พุต โดยส่วนมากแสงจะมีความยาวคลื่น 1,300 หรือ 1,550 nm สำหรับการส่งที่มีการสูญเสียต่ำ เส้นใยแก้วอาจเป็นแบบมัลติโหมดหรือซิงเกิลโหมด แม้ว่าแบบซิงเกิลโหมดจะเหมาะสมกว่าสำหรับช่วงกว้างของการแผ่กระจายต่ำกว่า 10 เมตร เครื่องรับทางแสงประกอบด้วยโฟโตไดโอดแบบ pin ซึ่งให้กำลังวิทยุเอาต์พุตแปรผันกับกำลังแสงอินพุตกำลังสอง ชนิดของการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงเรียกว่า การมอดูเลตความเข้มโดยตรง (Intensity Modulated-Direct Detection: IM-DD) การสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงแบบอื่นคือการมอดูเลตทางความถี่และเฟส แต่การใช้งานในเซลล์ลาร์จะใช้การมอดูเลตความเข้มโดยตรง เนื่องจากเหตุผลของความง่ายทางต้นทุน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 การสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงด้วยการเข้าถึงแบบซีดีเอ็มเอ

ในระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงจะใช้ความถี่พาหะทางแสงอยู่ในช่วง 10¹³-10¹⁶ เฮิรตซ์ ด้วยเหตุนี้ระบบเส้นใยแก้วนำแสงจึงมีศักยภาพของแบนวิidth สำหรับส่งสัญญาณมากกว่าระบบสายเคเบิลทั่วๆ ไป จากที่ผ่านมามีการวิจัยทางด้านการพัฒนาเส้นใยแก้วนำแสงในเครือข่ายท้องถิ่นมาก ซึ่งเกี่ยวกับการทำให้การส่งข้อมูลมีอัตราการส่งที่สูงขึ้นเพื่อประยุกต์ใช้ในงานระบบสำนักงาน และทำให้การติดต่อระหว่างคอมพิวเตอร์สะดวกขึ้น โดยที่การเข้าถึงแบบหลายทางแบบอะซิงโครนัสจะเหมาะสมกว่าแบบซิงโครนัส สำหรับการเข้าถึงหลายทางในโปรโตคอลได้มีการพัฒนากันอย่างหลากหลาย ซึ่งเป็นการยอมให้ผู้ให้บริการหลายรายได้แบ่งกันใช้ช่องสัญญาณสื่อสาร เช่นการเข้าถึงแบบ TDMA, WDMA, SDMA หรือ CDMA เป็นต้น

สำหรับการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสหรือที่เรียกว่าซีดีเอ็มเอ (CDMA) นั้นเป็นเทคนิคแบบแผ่ขยายสเปกตรัม ซึ่งแต่เดิมการเข้าถึงแบบนี้ถูกใช้ในระบบการสื่อสารผ่านดาวเทียมและระบบการสื่อสารผ่านคลื่นไมโครเวฟ แต่ต่อมาได้นำมาประยุกต์ใช้ในระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสง สำหรับจุดเด่นของการเข้าถึงแบบนี้คือสามารถให้ผู้ให้บริการหลายรายเข้าใช้ช่องสัญญาณเดียวกันในเวลาเดียวกันโดยไม่รบกวนกันระหว่างผู้ใช้บริการแต่ละราย

ในการเข้าถึงแบบซีดีเอ็มเอ[8] สามารถใช้ประโยชน์จากแบนวิidth ในช่องสัญญาณทางแสงเพื่อที่จะจัดเตรียมการเข้าถึงโดยผู้ใช้บริการหลายรายในเวลาเดียวกัน ซึ่งจะเห็นว่า การเข้าถึงแบบซีดีเอ็มเอ นั้นสามารถที่จะให้ผู้ให้บริการจำนวน K รายเข้าถึงช่องสัญญาณได้ในเวลาเดียวกัน โดยจะใช้หลักการไคเร็กซ์เคเวนสเปกตรัม ซึ่งทำให้สามารถรับความแตกต่างระหว่างลำดับของสัญญาณและลำดับของการแทรกสอดของผู้ให้บริการแต่ละรายได้ การกำหนดลำดับรหัสที่ตั้งฉาก (orthogonal) กันนั้น จะต้องสอดคล้องกับตำแหน่งของปลายทางถัดไป เพื่อการส่งแต่ละข้อมูลจะได้เพิ่มมากขึ้นในแบนวิidthของการส่งสัญญาณ แต่อย่างไรก็ตามแบนวิidthของช่องสัญญาณเส้นใยแก้วนำแสงยังสามารถทำให้ได้แบนวิidthสัญญาณที่เพิ่มขึ้นด้วย ความสามารถของการเข้าถึงแบบซีดีเอ็มเอที่รองรับผู้ใช้บริการจำนวน K รายในเวลาเดียวกัน ที่กล่าวมาแล้วนั้นยังทำให้ประสิทธิภาพดีขึ้นด้วย เมื่อเปรียบเทียบกับ การเข้าถึงแบบอื่นๆ ก่อนที่จะกล่าวถึงรายละเอียดของการเข้าถึงแบบซีดีเอ็มเอในเส้นใยแก้วนำแสงต่อไป เราจะกล่าวถึงรายละเอียด โดยทั่วไปของการเข้าถึงแบบซีดีเอ็มเอก่อน โดยจะมีรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

3.4.1 หลักการเข้าถึงแบบซีดีเอ็มเอ ในเส้นใยแก้วนำแสง

ในการประยุกต์การเข้าถึงแบบซีดีเอ็มเอในเส้นใยแก้วนำแสง สามารถทำได้ 2 วิธีคือ

- 1) ใช้เส้นใยแก้วนำแสงสำหรับส่งสัญญาณสื่อสาร ดังนั้นขบวนการเข้ารหัสจะถูกกระทำในรูปแบบสัญญาณไฟฟ้า จากนั้นจะทำการเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณไฟฟ้าที่ได้ให้อยู่ในรูปแบบสัญญาณแสงสำหรับส่งออกไปในเส้นใยแก้วนำแสง ส่วนทางภาครับจะรับสัญญาณแสงเข้ามาและ

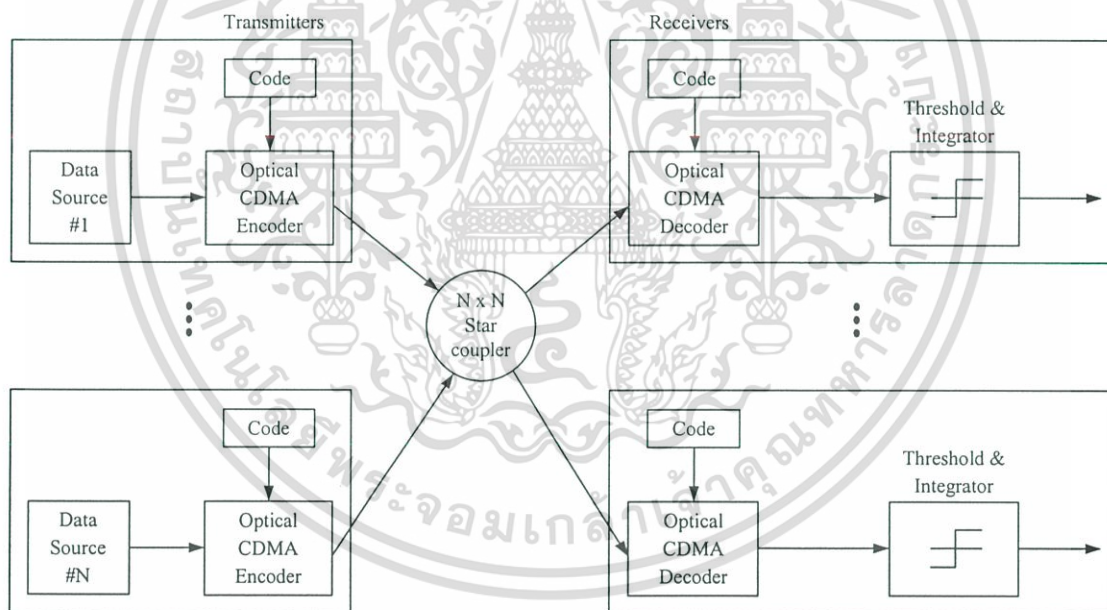
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการเปลี่ยนกลับให้อยู่ในรูปสัญญาณไฟฟ้าตามเดิม ก่อนที่จะผ่านขบวนการถอดรหัส สำหรับวิธีการนี้จะทำการเข้ารหัสแบบ Gold sequence หรือ m-sequence รูปแบบโครงสร้างวิธีนี้จะเกิดปรากฏการณ์ที่เรียกว่า ปรากฏการณ์คอขวดอิเล็กทรอนิกส์-ออปติก (electronic-optic bottleneck) ทั้งทางด้านที่เข้ารหัสและถอดรหัส ซึ่งปรากฏการณ์นี้เป็นตัวจำกัดการใช้งานแบนด์วิดท์ของระบบการสื่อสารทางแสง

2) ทั้งทางด้านเข้ารหัสและถอดรหัสจะผ่านขบวนการทางแสง ดังนั้นจะลดปัญหาที่เกิดจากปรากฏการณ์คอขวดออกไป

3.4.2 รูปแบบพื้นฐานของการเข้าถึงแบบซีดีเอ็มเอ ในเส้นใยแก้วนำแสง

รูปที่ 3.9 แสดงเครือข่ายของระบบซีดีเอ็มเอในเส้นใยแก้วนำแสง ซึ่งแต่ละโหนดถูกต่อเข้าด้วยกันโดยผ่านตัวเชื่อมต่อ (coupler) ชนิด NxN แบบสตาร์ ทางด้านส่ง ข้อมูลบิต “1” จะถูกเข้ารหัสทางแสงให้กลายเป็นลำดับพัลส์ทางแสงที่มีอัตราพัลส์สูงมาก สำหรับข้อมูล “0” จะไม่ถูกเข้ารหัส ดังนั้นลำดับพัลส์จะกลายเป็นศูนย์ทั้งหมด



รูปที่ 3.9 เครือข่ายของระบบซีดีเอ็มเอในเส้นใยแก้วนำแสง

สัญญาณที่เข้ารหัสแล้วจะถูกเชื่อมต่อไปยังเส้นใยแก้วนำแสงชนิดซิงเกิลโหมด (single mode fiber) และกระจายไปสู่โหนดต่างๆที่อยู่ในเครือข่าย ในลำดับพัลส์จะมีรหัสเฉพาะในแต่ละโหนด ไม่เหมือนกันซึ่งเป็นตัวบอกตำแหน่งที่อยู่ของโหนดต่างๆ การส่งข้อมูลจากโหนด j ไปยังโหนด k นั้น รหัสของโหนด k จะถูกเข้ารหัสกับข้อมูลของโหนด j สำหรับเครือข่ายที่มีจำนวนผู้ใช้บริการอยู่

n ราย เราสามารถเขียนสมการของผู้ใช้บริการทั้งหมดในเครือข่ายได้ดังนี้
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ลงนามและตีพิมพ์ภายใต้ลิขสิทธิ์ของสำนักงานส่งเสริมการค้าในต่างประเทศ ณ นครเชียงใหม่ โดยผู้จัดทำเห็นจำเป็นต้องใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s_n(t) = Pb_n(t)c_n(t) \quad 0 \leq t < T = FT_c \quad (3.32)$$

$$z_1(t) = \sum_{t=-\infty}^{\infty} r(t) \cdot s_1(t - \tau_n) \quad (3.33)$$

$$z_1(t) = \frac{1}{T_c} \int_0^T r(t)c_1(t)dt \quad (3.34)$$

3.5 สัญญาณรบกวนในเส้นใยแก้วนำแสงที่มีการเข้ารหัสแบบซีดีเอ็มเอ

ในที่นี้จะกล่าวถึงสัญญาณรบกวน (noise) ที่มีอยู่ทางด้านรับของเส้นใยแก้วนำแสง สัญญาณรบกวนจะมีอยู่ทุกที่ตลอดเวลาขึ้นอยู่กับสถานที่และสภาพแวดล้อม ในระบบสื่อสารก็เช่นกันไม่สามารถหลีกเลี่ยงจากสัญญาณรบกวนได้ สัญญาณรบกวนเป็นเป็นสิ่งที่ต้องคำนึงถึงสำหรับประสิทธิภาพของเครื่องรับในระบบสื่อสาร จำนวนสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในตัวเครื่องรับจะเป็นปัจจัยพื้นฐาน ซึ่งเป็นตัวกำหนดความสามารถของเครื่องรับ ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงสัญญาณรบกวนทั่วไปที่เกิดขึ้นในเส้นใยแก้วนำแสง

3.5.1 พื้นฐานของสัญญาณรบกวน

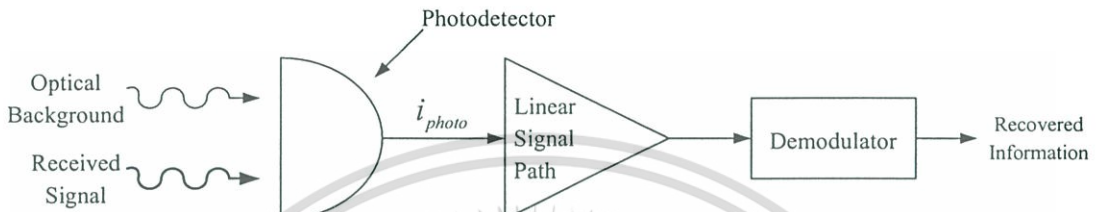
สัญญาณรบกวนเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการ ในระบบการสื่อสาร ซึ่งเป็นตัวรบกวนระบบและยังเป็นตัวลดทอนรายละเอียดของข้อมูลระหว่างการสื่อสารด้วย สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นที่ทางด้านรับสามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภทใหญ่ดังนี้

1. สัญญาณรบกวนอินทรินซิก (intrinsic noise) เกิดจากผลทางกายภาพพื้นฐานในตัวอุปกรณ์ออฟโตอิเล็กทรอนิกส์และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่อยู่ภายในเครื่องรับ
2. สัญญาณรบกวนเชื่อมร่วม (coupled noise) เกิดจากปฏิกิริยาระหว่างวงจรกับสภาวะแวดล้อมของเครื่องรับ

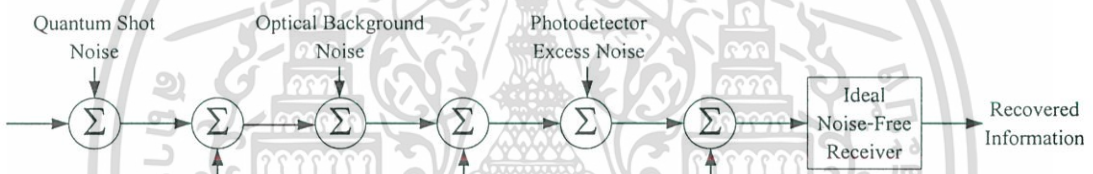
ตัวอย่างของสัญญาณรบกวนอินทรินซิก คือสัญญาณรบกวนเชิงความร้อน (thermal noise) ที่อยู่ในตัวต้านทาน สัญญาณรบกวนแบบช็อตน้อยส์ (shot noise) ทางอิเล็กทรอนิกส์และสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนในตัวทรานซิสเตอร์ และสัญญาณรบกวนแบบช็อตชนิดควอนตัมในตัวโฟโตนิกเทคเตอร์ สัญญาณรบกวนทั้งหมดที่กล่าวมาจะถูกพบในเครื่องรับทางแสง สำหรับสัญญาณรบกวนเชื่อมร่วมจะเกิดจากแสงอาทิตย์ รังสีคอสมิก หรือการรบกวนจากชั้นบรรยากาศ ที่อยู่ใกล้กับสายส่งสัญญาณ แหล่งจ่ายไฟ เป็นต้น สัญญาณรบกวนนี้จะลดประสิทธิภาพของเครื่องรับในรูปแบบของการแทรกสอดหรือการไขว้แทรก (cross talk) ที่วงจร จำนวนสัญญาณรบกวนเชื่อมร่วมที่เกิดขึ้นที่เครื่องรับจะขึ้นอยู่กับตำแหน่งทางกายภาพ และการวางวงจรของเครื่องรับที่มีผลต่อสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ดังนั้นในการออกแบบเครื่องรับจะต้องทำการป้องกันให้ดี สัญญาณรบกวนเชื่อมร่วมมีผลน้อยมากเมื่อเทียบกับสัญญาณรบกวนอินทรินซิก

3.5.2 สัญญาณรบกวนที่เครื่องรับทางแสง

จากรูป 3.10 แสดงแบบจำลองของเครื่องรับทางแสง สัญญาณที่รับเข้ามาและองค์ประกอบทางแสงต่างๆ จะเข้ามาที่โฟโตดีเทคเตอร์ ต่อจากนั้นจะเข้าไปที่ภาคขยายในรูปแบบของสัญญาณเชิงเส้นที่ภาคดีมอดูเลเตอร์นั้น สัญญาณจะถูกขยายและคืนรูปสัญญาณกลับมาเป็นสัญญาณข้อมูลที่ส่งมาจากเครื่องส่ง ส่วนรูป 3.11 แสดงสัญญาณรบกวนหลัก 6 ตัวที่เกิดขึ้นทางเครื่องรับ



รูปที่ 3.10 แบบจำลองของเครื่องรับทางแสง



รูปที่ 3.11 สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นที่เครื่องรับ

สัญญาณรบกวนทั้ง 6 ตัวประกอบไปด้วย quantum shot noise, optical excess noise, optical background noise, photodetector dark current noise, photodetector excess noise และ electronic noise ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึง สัญญาณรบกวนที่เกิดจากสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนซึ่งมีอยู่ในตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และตัวโฟโตดีเทคเตอร์

3.5.3 สัญญาณรบกวนเชิงความร้อน (thermal noise)

สัญญาณรบกวนเชิงความร้อน หรือเรียกอีกอย่างว่าสัญญาณรบกวนจอห์นสัน (Johnson noise) เป็นผลของการเปลี่ยนแปลงความร้อนในการประจุคลื่นพาห้ในตัวต้านทาน สำหรับเครื่องรับจะมีสัญญาณรบกวนแบบนี้อยู่มาก คลื่นพาห้จะมีการเคลื่อนที่แบบสุ่มในตัวต้านทานทั้งหมดที่อุณหภูมิมากกว่าศูนย์ จำนวนการเคลื่อนที่จะเป็นในรูปแบบฟังก์ชันของอุณหภูมิของตัวต้านทาน ความหนาแน่นเชิงสเปกตรัม (power spectrum density) สำหรับสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนเป็นหัวใจ

สำคัญของ white noise สำหรับความถี่ที่สูงขึ้นไปจนถึงความถี่อินฟราเรด และสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนไม่อาจรบกวนใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความร้อนเป็นผลจากการสะสมผลของจำนวนประจุแต่ละตัวที่เคลื่อนที่ ซึ่งมันจะแสดงสถิติแบบเกาส์ สำหรับค่าแรงดันเฉลี่ย ที่เกิดจากตัวต้านทาน R ที่เป็นผลมาจากสัญญาณรบกวนเชิงความร้อน จะมีรูปแบบดังสมการที่ 3.35

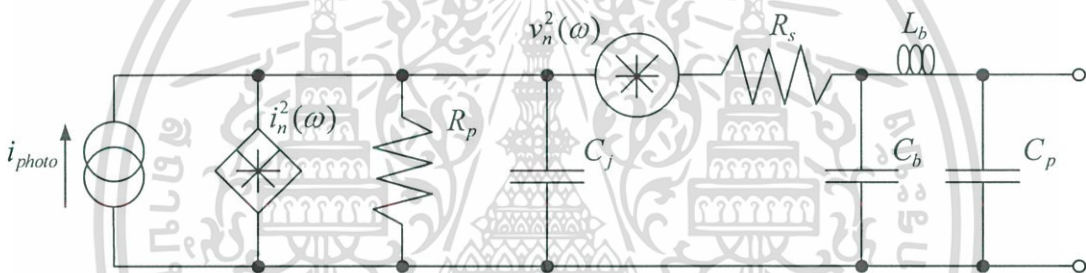
$$v_n = \sqrt{4kTBR} \text{ (volts rms)} \quad (3.35)$$

เมื่อ k คือค่าคงที่ Boltzmann

T คืออุณหภูมิในหน่วย $^{\circ}\text{K}$

B คือแบนด์วิคท์ในหน่วย Hz

สัญญาณรบกวนเชิงความร้อนจะเกิดขึ้นในตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีตัวต้านทานประกอบอยู่ทั้งหมดซึ่งมันจะกระจายพลังงาน แต่จะไม่เกิดในตัวต้านทานที่มีการเปลี่ยนแปลงเชิงเวลา และจะเกิดเฉพาะกับอุปกรณ์แบบแอคทีฟเท่านั้น



รูปที่ 3.12 สัญญาณรบกวนเชิงความร้อนที่อยู่ในโฟโอดีเทคเตอร์

3.5.4 สัญญาณรบกวนเชิงความร้อนที่โฟโอดีเทคเตอร์

สัญญาณรบกวนเชิงความร้อนมีอยู่ในอุปกรณ์ที่เป็นอิเล็กทรอนิกส์ทั้งหมด ซึ่งมักจะอยู่ในรูปตัวต้านทาน ดังนั้นจึงมีสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนเกิดขึ้นที่ตัวต้านทานที่อยู่ในตัวโฟโอดีเทคเตอร์ด้วย แสดงโดยตัวต้านทานแบบขนาน R_p , ความต้านทานแบบอนุกรม R_s สัญญาณรบกวนที่สัมพันธ์กับตัวต้านทานเหล่านี้สามารถแสดงรายละเอียดเป็นสัญญาณรบกวนเชิงกระแสในรูปแบบขนาน R_p และสัญญาณรบกวนเชิงแรงดันในรูปแบบอนุกรม R_s ดังในรูปที่ 3.12

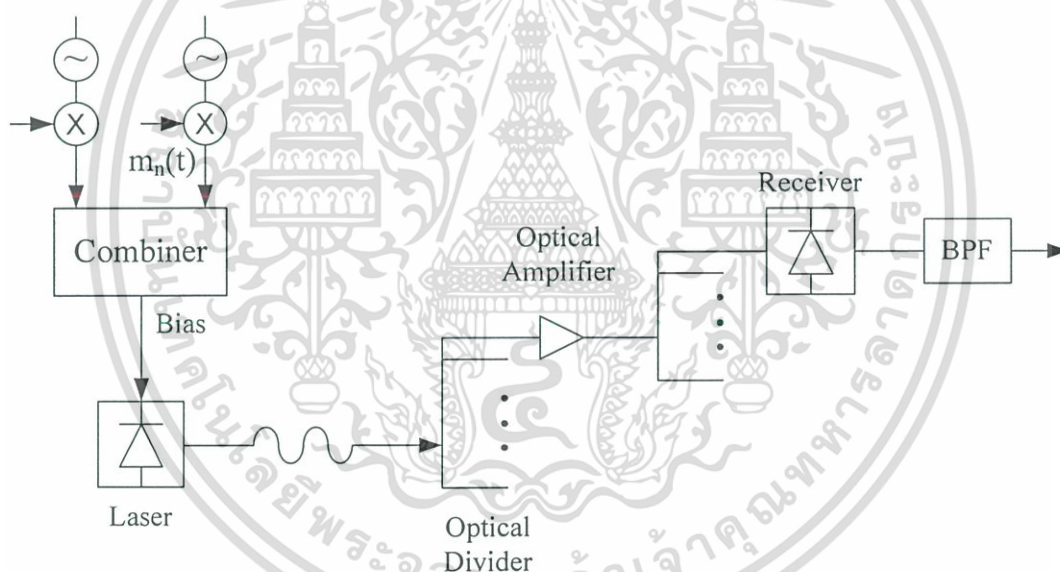
ผลของสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนที่โฟโอดีเทคเตอร์จะมีผลกระทบมาจากการต่อโฟโอดีเทคเตอร์อย่างไรในตัวโฟโอดีโอด ตัวต้านทานแบบขนานคือตัวต้านทานที่เกิดจากรอยต่อและตัวต้านทานแบบนี้มีค่ามาก ซึ่งตัวที่สัมพันธ์กับสัญญาณรบกวนเชิงกระแสสามารถป้องกันได้ สำหรับตัวต้านทานแบบอนุกรมคือตัวต้านทานที่เกิดจากหน้าสัมผัสของสารกึ่งตัวนำและเป็นตัวต้านทานแบบอนุกรมที่เกิดที่จุดต่อสายไฟและจุดเชื่อมในวงจร ตัวต้านทานแบบนี้มีค่าน้อยกว่า 10 โอห์ม ใน

ตัว photoconductor ตัวต้านทานแบบขนานจะมีการรวมตัวกันของค่าความนำที่เหลือและค่าการเอกสารเป็นเอกสารที่ส่งวนไวสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับราคาเกินไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำพลังแสงให้เปลี่ยนค่าความนำของสารกึ่งตัวนำ และมีความสำคัญต่อการสนับสนุนประสิทธิภาพสัญญาณรบกวน สำหรับตัวต้านทานแบบอนุกรมนั้นความต้านทานที่เกิดจากหน้าสัมผัสโดยทั่วไปแล้วจะถูกตัดทิ้ง ตัวต้านทานแบบอนุกรมที่เหลือจะลดน้อยลงในค่าความนำที่เหลือ ค่าความนำทั้งหมดของตัวนำพลังแสงขึ้นอยู่กับจำนวนของความสว่าง ดังนั้นจำนวนของสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนจะขึ้นอยู่กับความสว่างด้วย

3.5.5 เอมผลคูณหลายช่องสัญญาณ (Intermodulation Distortion Noise)

เมื่อสัญญาณอินพุตมีหลายช่องสัญญาณมาทางสายส่งสัญญาณเดียวกันผ่านไปยังอุปกรณ์ประเภทแอคทีฟ (Active Device) ผลต่อสัญญาณเหล่านี้คือเกิดการคูณกันของสัญญาณ (Beat) [9] ฉะนั้นสัญญาณรวมที่เอาต์พุตของอุปกรณ์แอคทีฟจึงเป็นผลรวมของสัญญาณจากพจน์ไฟตรง พจน์สัญญาณรวมกำลังที่หนึ่ง (First Order), พจน์สัญญาณรวมกำลังที่สอง (Composite Second Order), พจน์สัญญาณรวมกำลังที่สาม (Composite Triple Beat) และกำลังอื่นๆ



รูปที่ 3.13 ผลการรวมหลายช่องสัญญาณทำให้เกิดเทอมอื่นๆขึ้น

จากสมการทั่วไปของสัญญาณคือ $p(t) = P_o(1 + m_i \cos \omega t)$ แยกพิจารณาสัญญาณรวมถึงอันดับที่สาม จะได้

$$p(t) = P_o \left[1 + m \cos \omega t + C_2 (m \cos \omega t)^2 + C_3 (m \cos \omega t)^3 \right] \quad (3.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$p(t) = P_0 \left[1 + m \cos \omega t + \frac{1}{2} C_2 m^2 \cos 2\omega t + \frac{1}{2} C_3 m^3 \cos 3\omega t + \dots \right] \quad (3.37)$$

จากสมการ (3.37) เมื่อแยกค่าสัมประสิทธิ์ออกมาพิจารณาขนาดสัญญาณในเทอมที่มี 3 ความถี่ต่างๆจะได้ค่าสัมประสิทธิ์ตามทฤษฎีตรีโกณมิติดังนี้

ตารางที่ 3.1 แสดงสัมประสิทธิ์เมื่อพิจารณาขนาดสัญญาณในเทอมที่มีความถี่ต่างๆ

ความถี่	สัญญาณ	กำลัง
$2\omega_1, 2\omega_2$	$\frac{1}{2} C_2 m$	$\frac{1}{8} C_2^2 m^4$
$\omega_1 \pm \omega_2$	$C_2 m$	$\frac{1}{2} C_2^2 m^4$
$3\omega_1, 3\omega_2$	$\frac{1}{4} C_3 m$	$\frac{1}{32} C_3^2 m^4$
$2\omega_1 \pm \omega_2, \omega_1 \pm 2\omega_2$	$\frac{1}{3} C_3 m$	$\frac{9}{32} C_3^2 m^4$

หากความถี่ $2\omega_1$ และ $2\omega_2$ เป็นความถี่ฮาร์โมนิกที่สอง ซึ่งแถบความถี่อยู่ห่างจากความถี่อินพุตที่ต้องการและสามารถกรองออกไปได้โดยง่าย และที่ $\omega_1 \pm \omega_2$ เรียกว่าเป็นพจน์สัญญาณรวมกำลังที่สอง และ $2\omega_1 \pm \omega_2, \omega_1 \pm 2\omega_2$ เรียกว่าเป็นพจน์สัญญาณรวมกำลังที่สาม สัญญาณในเทอมนี้จะอยู่ใกล้หรือทับกันกับแถบความถี่หลักและไม่สามารถกรองออกไปได้จึงเป็นสัญญาณรบกวนนั่นเอง อย่างไรก็ตามในเทอมที่อันดับสูงกว่านี้จะเป็นปัญหาเรื่องสัญญาณในเทอมคี่นั่นเอง แต่จะเห็นว่าขนาดของสัญญาณและกำลังจะลดลงจนสามารถพิจารณาที่พจน์สัญญาณรวมกำลังที่สามอย่างเดียวได้

ในทำนองเดียวกันเทอมของกระแสเกิดการคูณกับเทอมอื่นๆในพจน์สัญญาณรวมกำลังที่สาม 3 ครั้ง ได้ดัชนีการมอดูเลตเป็น m^3 เพราะฉะนั้นในเทอมกระแสของอันดับที่ 3 (i_{3rd}) เป็น

$$i_{3rd} = I_o a_3 m^3 \cos \omega t \quad (3.38)$$

$$i_{3rd} = I_o a_3 m^3 \cos 2\pi(f_i + f_j - f_k)t \quad (3.39)$$

เมื่อ a_3 เป็นสัมประสิทธิ์ค่าคงที่ของอันดับที่สาม ตามข้อกำหนดของเลเซอร์ไดโอดและได้กำลังของอันดับที่สาม (P_{3rd}) เป็น

$$P_{3rd} = \frac{1}{2} I_o^2 a_3^2 m^6 \quad (3.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวนเทอมที่เกิดจากการคูณกันของอันดับที่ 3 เท่ากับ

$$v_c = \frac{3(N^2 - 2N + 1)}{8} \quad (3.41)$$

ได้ค่าเฉลี่ยกระแสกำลังสองสำหรับ 1 ช่องสัญญาณความถี่เป็น

$$\overline{i_{3rd}^2} = \frac{3(N^2 - 2N + 1)(\frac{1}{2}I_o^2 a_3^2 m^6)}{8} \quad (3.42)$$

3.5.6 รีเลทีฟอินเทนซิตี้น้อยส์ (Relative Intensity Noise, RIN)

แสงจากเลเซอร์ไดโอดปล่อยออกมาเป็นแบบสุ่ม จึงเป็นสัญญาณรบกวนโดยธรรมชาติที่แสดงกำลังออกมา 1Hz เทียบกับค่ากำลังเฉลี่ยแสง โดยปกติแล้วเลเซอร์ที่มีคุณภาพดี เช่น DFB จะมีค่าประมาณ -160 dB/Hz หรือได้กำลังรวมเมื่อรู้แถบความถี่ความถี่และกระแสเอาต์พุต

$$RIN = 10 \log_{10} \frac{d \langle P_{in}^2 \rangle}{dF} \quad (3.43)$$

เมื่อ RIN คือสัญญาณรบกวนรีเลทีฟของเลเซอร์ (dB/Hz)

P_{in} คือกำลังสัญญาณรบกวนทางอินพุต (W)

P คือกำลังเลเซอร์ (W)

และคูณด้วยแถบความถี่ความถี่จะได้กำลังรีเลทีฟดังสมการ

$$P_{RIN} = (RIN)I_o^2 B \quad (3.44)$$

บทที่ 4

การหักล้างสัญญาณรบกวนบีทน้อยสและสัญญาณแทรกสอด

4.1 ระบบไมโครเซลล์ผ่านเส้นใยแก้วนำแสง

การส่งคลื่นวิทยุไมโครเซลล์สู่ระบบการจัดลำดับโดยตรงซีดีเอ็มเอโดยการเชื่อมต่อทางแสง [11] แสดงรูปที่ 4.1 เมื่อสัญญาณเพียงสัญญาณเดียว จากผู้ใช้โทรศัพท์ไร้สาย ส่งไปยังสถานี ศูนย์กลางเริ่มต้นขึ้น เมื่อผลรวมของผู้ใช้จำนวน K ในเซลล์และผู้ใช้ที่ k ($k = 1, \dots, K$) ส่งสัญญาณ ข้อมูลไปในารดังนี้

$$d_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} d_j^{(k)} p_{\tau}(t - jT) \quad (4.1)$$

กำหนดให้ T คือ คาบเวลาของบิต

$\{d_j^{(k)}\}$ คือ บิตข้อมูลมีค่า ± 1 โดยไม่ขึ้นอยู่กัซึ่งกันและกัน

$p_{\tau}(t)$ คือ พัลส์สี่เหลี่ยม โดย $p_{\tau}(t) = 1$ เมื่อ $0 \leq t \leq \tau$ และ $p_{\tau}(t) = 0$ ในกรณีอื่น

สัญญาณของผู้ใช้ที่ k ถูกแผ่ออกโดยลำดับรหัสของตัวเอง

$$c_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n^{(k)} p_{T_c}(t - nT_c) \quad (4.2)$$

กำหนดให้ T_c คือ คาบเวลาของชิพ

$\{c_n^{(k)}\}$ ($n = 0, \dots, N-1$) คือ คาบเวลาของชิพที่มีค่า ± 1

ผู้ใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ส่งด้วยวิธีการมอดูเลตแบบ BPSK และผลของการมอดูเลตแบบ BPSK จะเกิดการเปลี่ยนแปลงทางเฟสโดย π และตามหลักคณิตศาสตร์จะแทนค่าโดยการคูณด้วยฟังก์ชัน $d_k(t)c_k(t)$ สัญญาณ BPSK ของผู้ใช้ที่ k สามารถเขียนได้ดังนี้

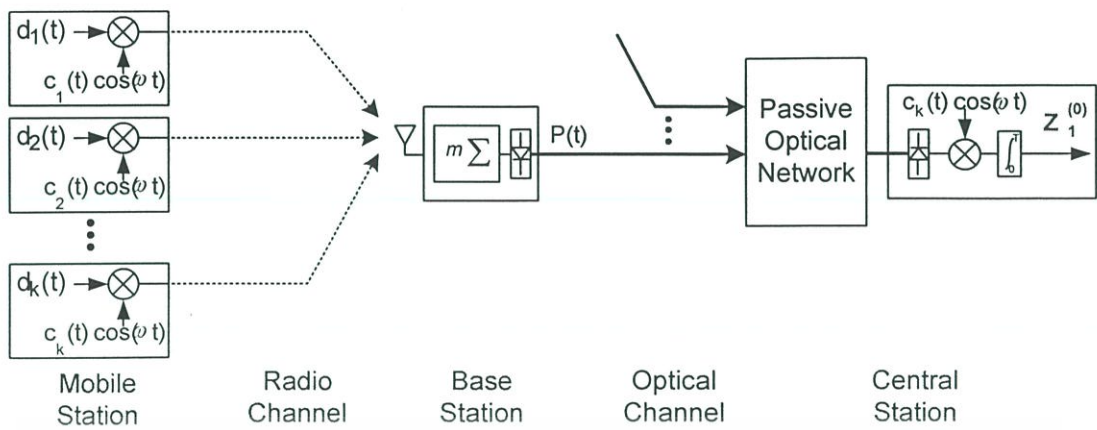
$$s_k(t) = d_k(t - \tau_k) c_k(t - \tau_k) \cos(\omega t + \phi_k) \quad (4.3)$$

กำหนดให้ ω คือ ความถี่เชิงมุมของคลื่นวิทยุ

ϕ_k คือ เฟสของคลื่นวิทยุ

τ_k คือ ค่าหน่วงเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 ระบบไมโครเซลล์ลาร์ซีดีเอ็มเอ โดยการเชื่อมโยงทางแสง

สมมุติว่ามีการควบคุมกำลังที่เหมาะสม และโดยปกติสิ่งแวดล้อมระหว่างผู้ใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่และสถานีฐานจะไม่ถูกนำมาพิจารณา สัญญาณคลื่นวิทยุที่ได้รับจะถูกมอดูเลตกับเลเซอร์ไดโอดซึ่งประกอบด้วยมอดูเลชันอินเด็กซ์ (m) ทางแสงของเลเซอร์ไดโอดซึ่งแสดงถึงความถี่ของสัญญาณกระแสในการมอดูเลตกับเลเซอร์ไดโอด จะถูกพิจารณาโดยพารามิเตอร์ของเลเซอร์ไดโอดและกระแสที่ถูกปล่อยออกมา การมอดูเลตสัญญาณกระแสหลายๆสัญญาณกับเลเซอร์ไดโอดเป็นสาเหตุของการเกิดการบิดเบี้ยวเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้น การใช้เมมโมรีเลสโพลีโนเมียลอันดับสาม [9] (memoryless third order polynomial) แสดงค่าความไม่เป็นเชิงเส้นของเลเซอร์ไดโอด เอาท์พุทของสัญญาณแสงของเลเซอร์ไดโอดซึ่งประกอบด้วยเทอมของการบิดเบี้ยวเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นสามารถแทนค่าได้ดังนี้

$$p(t) = P_o [1 + s(t) + A_2 s^2(t) + A_3 s^3(t)] \quad (4.4)$$

เมื่อ

$$s(t) = m \sum_{k=1}^K s_k(t), \quad (4.5)$$

P_o คือ ค่าเฉลี่ยกำลังแสงเอาท์พุทของเลเซอร์ไดโอด A_2 และ A_3 คือค่าสัมประสิทธิ์ ในเทอมของความไม่เป็นเชิงเส้น เอาท์พุทของสัญญาณแสงของเลเซอร์ไดโอด แสดงในรูปเอ็กซ์โพเนนเชียลดังนี้

$$p(t) = P_o \exp \left[m \sum_{k=1}^K s_k(t) \right] \quad (4.6)$$

จากสมการ (4.4) และ (4.6) จะได้ว่า $A_2=1/2$ และ $A_3=1/6$ [12]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอาที่พูดสัญญาณแสงของเลเซอร์ไดโอดส่งไปยังสถานีศูนย์กลางผ่านช่องสัญญาณทางแสงที่สถานีศูนย์กลางสัญญาณแสงถูกเปลี่ยนจากแสงเป็นกระแสไฟฟ้าโดยโฟโตรีโอด โดยจะไม่พิจารณาการสูญเสียกำลังแสงของช่องสัญญาณแสง และสามารถหากระแสโฟโตรีโอดได้ดังนี้

$$i(t) = \eta P(t) + n_{op}(t) \quad (4.7)$$

เมื่อ η คือ ผลตอบสนองของโฟโตรีโอด และ $N_{op}(t)$ คือสัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์แสงที่ประกอบด้วย relative intensity noise ของเลเซอร์ไดโอด (I_{LD}) , ธีตออยส์ (I_{shot}) และเทอร์มินัลออยส์ (I_{th}) และถูกกำหนดเป็นตัวแปรสุ่มเกาส์เซียน

$$N_{op} = \langle I_{LD}^2 \rangle + \langle I_{shot}^2 \rangle + \langle I_{th}^2 \rangle + \langle I_{beat}^2 \rangle \quad (4.8)$$

เมื่อ

$$\langle I_{LD}^2 \rangle = RIN(\eta P_o)^2 \quad (4.9a)$$

$$\langle I_{shot}^2 \rangle = 2\ell \eta P_o \quad (4.9b)$$

$$\langle I_{th}^2 \rangle = \frac{4xT_eNF}{R_{PD}} \quad (4.9c)$$

เมื่อ RIN คือ relative intensity noise density,

e คือประจุอิเล็กตรอน

x คือ ค่าคงที่ของ Boltzmann

T_e คืออุณหภูมิสมบูรณ์

NF คือ noise figure

R_{PD} คือความต้านทานโหลด

สัญญาณบีทออยส์ (Beat noise) [10] เกิดขึ้นจากการรวมสัญญาณแสงของอุปกรณ์พาสซีฟในระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสง ซึ่งในระบบจะรวมสัญญาณจากสถานีฐานหลายสถานีกับสถานีศูนย์กลาง

$$\langle I_{beat}^2 \rangle = \frac{(\eta R_{PD})^2 B_s}{2\sigma\sqrt{\pi}} (2(K-1)P_w P_l + (K-1)(K-2)P_l^2) \quad (4.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคิมอดูเลตสัญญาณที่ได้รับ รหัสของผู้ใช้ที่ถูกกำหนดไว้จะเกิดขึ้นที่เครื่องรับสัญญาณพาหะและรหัสโดยทั่วไปจะถูกคูณด้วยกระแสไฟโด้ และอยู่ในช่วงหนึ่งคาบเวลาของบิต เพื่อที่จะผลิตสัญญาณสำหรับส่วนที่เปรียบเทียบระดับสัญญาณ ดังนี้

$$Z_1^{(0)} = \int^T i(t)c_1(t)\cos(\omega t)dt \quad (4.11)$$

เมื่อ $\phi_1 = \tau_1 = 0$ โดยไม่มีการสูญเสียที่แหล่งกำเนิด

4.2 เทคนิคการหักล้าง

4.2.1 ระบบที่ไม่มีเทคนิคการหักล้าง

จากสมการที่ (4.11) เทอมของอันดับสาม มีค่าเท่ากับ [12]

$$\begin{aligned} \left[\sum_{k=1}^K x_k \right]^3 &= \sum_{k=1}^K x_k^3 + 3x_1^2 \sum_{k=2}^K x_k + 3x_1 \sum_{k=2}^K x_k^2 \\ &+ 3 \sum_{j=2}^K \sum_{k=2, k \neq j}^K x_j^2 x_k + 3x_1 \sum_{j=2}^K \sum_{k=2, k \neq j}^K x_j x_k \\ &+ \sum_{j=2}^K \sum_{j=2, j \neq i}^K \sum_{k=2, k \neq j}^K x_i x_j x_k \end{aligned} \quad (4.12)$$

Zero-frequency, double-frequency และ triple-frequency สามารถกำจัดออกจากส่วนของสัญญาณ โดยจะไม่นำมาพิจารณาในวิทยานิพนธ์นี้ ดังนั้น $Z_1^{(0)}$ มีค่าดังนี้

$$Z_1^{(0)} = D_1 + \sum_{i=1}^6 I_i + \Lambda \quad (4.13)$$

เมื่อ

$$\Lambda = \int^T n_{op}(t)c_1(t)\cos(\omega t)dt \quad (4.14)$$

สัญญาณที่ต้องการ D_1 สามารถหาได้จาก

$$D_1 = \frac{\eta m P_o T}{2} d_o^{(1)} \quad (4.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณแทรกสอด I_i ($i=1,2,\dots,6$) สามารถหาได้จาก [12] ซึ่ง $\langle I_i^2 \rangle$ ($i=1,2,\dots,6$) ถูกแทนค่าได้เป็น

$$\langle I_1^2 \rangle = \frac{(\eta P_o T)^2}{4} \left[\frac{A_3 m^3 (6K - 3)}{4} \right]^2 \quad (4.16a)$$

$$\langle I_2^2 \rangle = \frac{(\eta P_o T)^2 (K - 1)}{8} \left[\frac{A_3 m^3}{4} \right]^2 \quad (4.16b)$$

$$\langle I_3^2 \rangle = \frac{(\eta P_o T)^2}{24N^3} \left[m + \frac{6KA_3 m^3}{4} \right]^2 \sum_{k=2}^K r_{k,1} \quad (4.16c)$$

$$\langle I_4^2 \rangle = \frac{3(\eta P_o T)^2 (K - 2)}{8N^3} \left(\frac{3A_3 m^3}{4} \right)^2 \sum_{k=2}^K r_{k,1} \quad (4.16d)$$

$$\langle I_5^2 \rangle = \frac{15(\eta P_o T)^2}{8N^4} \left(\frac{A_3 m^3}{4} \right)^2 \sum_{j=2}^K \sum_{\substack{k=2 \\ \neq j}}^K r_{j,k} \quad (4.16e)$$

$$\langle I_6^2 \rangle = \frac{3(\eta P_o T)^2}{80N^5} \left(\frac{A_3 m^3}{4} \right)^2 \sum_{i=2}^K \sum_{\substack{j=2 \\ \neq i}}^K \sum_{\substack{k=2 \\ \neq i, j}}^K r_{i,j,k} \quad (4.16f)$$

อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR)

$$SNR = \frac{1}{4} (\eta m P_o)^2 / \left[\sum_{i=1}^6 \langle I_i^2 \rangle / T^2 + N_{op} B_s \right] \quad (4.17)$$

ใช้การประมาณเกาส์เซียน

$$P_b(0) = Q(\sqrt{SNR_o}) \quad (4.18)$$

เมื่อ

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt, x \geq 0 \quad (4.19)$$

4.2.2 ระบบที่มีเทคนิคการหักล้าง

จากที่ผ่านมาผู้ใช้จำนวนมากที่ส่งบิตข้อมูลของตัวเองแบบการจัดลำดับโดยตรงซีดีเอ็มเอ ผ่านช่องสัญญาณความถี่เดียวกัน บิตข้อมูลที่ต้องการ จะถูกรบกวนโดยบิต 2 บิต จากผู้ใช้อื่นๆ ตัวอย่างเช่น ข้อมูลของผู้ใช้ 2 รายที่ส่งแบบอะซิงโครนัส การจัดลำดับโดยตรง ซีดีเอ็มเอ ซึ่งแสดงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังรูปที่ 4.1 เมื่อให้ดีเลย์ระหว่างผู้ใช้ทั้ง 2 เท่ากับ τ_2 ต่อมาข้อมูล $d_0^{(1)}$ ของผู้ใช้รายที่ 1 จะผลิตขึ้นอีกครั้ง สัญญาณที่ได้รับต้องอยู่ในช่วง $[0, T)$ และถูกแยกออกที่จุดที่ 2 ซึ่งจะถูกแทรกสอดโดย 2 บิตของผู้ใช้รายที่ 2 เมื่อ $d_1^{(2)}$ มีความกว้างเท่ากับ τ_2 และ $d_0^{(2)}$ มีความกว้างเท่ากับ $T - \tau_2$ ถ้ารู้ค่าของ $d_1^{(2)}d_0^{(2)}$ และ τ_2 สัญญาณแทรกสอดสามารถสร้างขึ้นอีกครั้งและถูกกำจัดจากส่วนของการตัดสินใจทางสถิติของผู้ใช้รายที่ 1 ก่อนจะไปเปรียบเทียบกับค่าจำกัด จากรูปที่ 4.1 $d_1^{(2)}$ ถูกประมาณค่าที่จุด 1 เป็น $\hat{d}_1^{(2)}$ โดยเครื่องรับของผู้ใช้รายที่ 2 สัญญาณแทรกสอดเนื่องมาจาก $d_1^{(2)}$ มีความกว้าง τ_2 จะถูกกำจัดจากการตัดสินใจทางสถิติของผู้ใช้รายที่ 1 ที่จุด 2 ถ้าการเปรียบเทียบค่าจำกัดของภาคที่ 2 ของ $d_0^{(1)}$ เกิดขึ้นที่จุด 4 สัญญาณแทรกสอดเนื่องมาจาก $d_0^{(2)}$ ที่มีความกว้าง $T - \tau_2$ จะถูกกำจัดที่จุด 3 จากรูปที่ 4.2 ขั้นตอนการหักล้างของผู้ใช้งานจำนวนมากของทั้งสองภาคจะแสดงให้เห็นดังรูป

4.2.2.1 การหักล้างภาคที่ 1

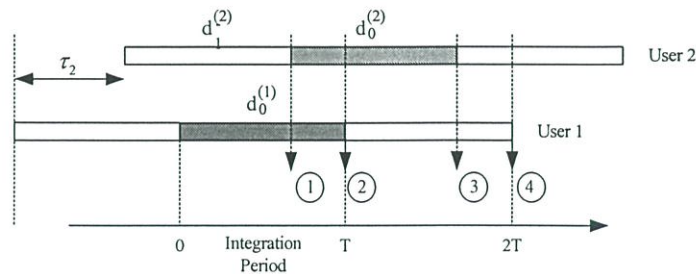
จากรูปที่ 4.1 การตัดสินใจของ $z_1^{(0)}$ มีการตีเทคภาคแรกที่จุด 2 และบิตข้อมูล $d_1^{(2)}$ ถูกประมาณค่าที่จุด 1 ประกอบด้วย ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของภาคแรกคือ $P_b(1)$ ด้วยเหตุนี้การหักล้างที่ภาคแรกซึ่งแสดงดังรูป 3 จะสร้างสัญญาณแทรกสอด $\hat{d}_1^{(k)}$ ($k \neq 1$) ซึ่งมีความกว้าง τ_k ขึ้นอีกครั้งและจะถูกกำจัดจาก $z_1^{(0)}$

ภาคแรกสามารถประมาณค่า $\hat{d}_1^{(k)}$ ($k \neq 1$) ได้

$$\hat{d}_1^k = x_k d_1^{(k)} \tag{4.20}$$

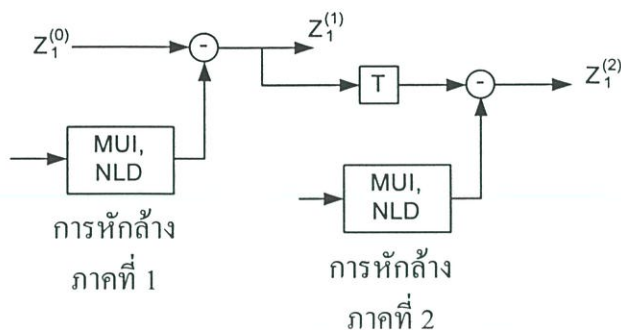
เมื่อ

$$x_k = \begin{cases} 1 & \text{with probability } 1 - P_b(1) \\ -1 & \text{with probability } P_b(1) \end{cases} \tag{4.21}$$



รูปที่ 4.2 ชุดข้อมูลอะซิงโครนัส 2 รายในระบบการจับลำดับโดยตรงซีดีเอ็มเอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษากับเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 บล็อกโคแอดแกรมของการหักล้าง 2 ภาคของระบบซีดีเอ็มเอโดยการเชื่อมโยงทางแสง

สำหรับ $x_k = 1$, $\hat{d}_{-1}^{(k)} = d_{-1}^{(k)}$ การตีเทคที่ภาคแรกของผู้ใช้ที่ k ประกอบด้วยความน่าจะเป็น $1 - P_b(1)$ ความผิดพลาดเกิดขึ้นที่ $x_k \neq 1$ ประกอบด้วยความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาด $P_b(1)$ เมื่อ $P_b(1) < P_b(0) \ll 1/2$ เทคนิคการหักล้างจะไม่ใช่สาเหตุให้เกิดความผิดพลาด เมื่อมีการประมาณค่าครั้งแรก $\hat{d}_{-1}^{(k)}$, τ_k และ ϕ_k แสดงดังรูปที่ 4.2 สัญญาณแทรกสอด I_3 และ I_4 จะเปลี่ยนเป็น [12]

ค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ของการหักล้างในภาคที่ 1 จะได้

$$SNR_1 = \frac{1}{4} (\eta m P_o)^2 / \left[\sum_{i=1}^6 \langle \hat{I}_i^2 \rangle / T^2 + N_{op} B_s \right] \quad (4.22)$$

เมื่อ $\langle \hat{I}_i^2 \rangle = \langle I_i^2 \rangle$ เมื่อ $i = 1, 2, 5$ และ 6 และ

$$\langle \hat{I}_3^2 \rangle = \frac{1}{2} [1 + 4P_b(1)] \langle I_3^2 \rangle \quad (4.23a)$$

$$\langle \hat{I}_4^2 \rangle = \frac{1}{2} [1 + 4P_b(1)] \langle I_4^2 \rangle \quad (4.23b)$$

เปรียบเทียบสมการ (4.23a) และ (4.23b) จะสังเกตเห็นว่ากำลังของการแทรกสอด $\langle I_3^2 \rangle$ และ $\langle I_4^2 \rangle$ จะถูกหักล้าง โดยการใส่การประมาณค่าแบบเกาส์เซียน สามารถหาค่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของการหักล้างที่ภาคแรกของระบบได้ดังนี้

$$P_b(1) = Q(\sqrt{SNR_1}) \quad (4.24)$$

กล่าวได้ว่า $P_b(1)$ ในสมการที่ (4.24) คือฟังก์ชันของ $P_b(1)$ ในสมการที่ (4.22) การแก้ปัญหา $P_b(1)$ ทำได้โดยการหาค่าจากสมการที่ (4.22) ต้องสูงกว่า ค่าที่ถูกต้อง ผลที่ได้จากสมการที่ (4.22) จะน้อยกว่าค่าเริ่มต้นแต่จะสูงกว่าค่าที่ถูกต้อง ค่าใหม่นี้จะถูกแทนในสมการ (4.22)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2.2 การหักล้างภาคที่ 2

ในการหักล้างที่ภาคที่สองหลังจากคอยคาบเวลา T ที่จุด 4 ของรูปที่ 4.1 บิตข้อมูล $\{d_0^{(k)}\}$ ถูกตีเทคโดยการใช้ประมาณค่า $\hat{d}_0^{(k)} = x_k d_0^{(k)}$ ได้มาจากภาคแรกของผู้ใช้ทั้งหมด $k \neq 1$ ดังนั้นเมื่อผู้ใช้ทั้งหมดใช้บริการในเวลาเดียวกัน ที่จุด 4 ผู้ใช้ทั้งหมด $k \neq 1$ จะถูกประมาณค่าที่ภาคที่สองได้แก่บิต $\{d_{-1}^{(k)}\}$ แสดงดังรูป 4.1 และ 4.2 การประมาณค่าของภาคที่ 2 เหล่านี้ $\{\hat{d}_{-1}^{(k)}\}$ สามารถเขียนได้เป็น [12]

$$\hat{d}_{-1}^{(k)} = y_k d_{-1}^{(k)} \quad (4.25)$$

เมื่อ

$$y_k = \begin{cases} 1 & \text{with probability } 1 - P_b(2) \\ -1 & \text{with probability } P_b(2) \end{cases} \quad (4.26)$$

จากสมการที่ (4.26) $P_b(2)$ คือค่าความน่าจะเป็นบิตผิดพลาด ที่ได้มาจากการหักล้างในภาคที่ 2 การใช้ $\hat{d}_{-1}^{(k)}$, $\hat{d}_0^{(k)}$, τ_k และ ϕ_k สัญญาณแทรกสอดจะถูกสร้างขึ้นอีกครั้งที่การหักล้างที่ภาคที่สอง ดังรูปที่ 4.2 สัญญาณแทรกสอด I_1, I_2, I_3 และ I_4 จะเปลี่ยนเป็น [12]

ค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของการหักล้างในภาคที่ 2 จะได้

$$SNR_2 = \frac{1}{4} (\eta m P_o)^2 / \left[\sum_{i=1}^6 \langle \tilde{I}_i^2 \rangle / T^2 + N_{op} B_s \right] \quad (4.27)$$

เมื่อ

$$\langle \hat{I}_i^2 \rangle = \langle I_i^2 \rangle \quad \text{เมื่อ } i = 5 \text{ และ } 6 \text{ และ}$$

$$\langle \tilde{I}_1^2 \rangle = 2P_b(1) \langle I_1^2 \rangle \quad (4.28a)$$

$$\langle \tilde{I}_2^2 \rangle = 2P_b(1) \langle I_2^2 \rangle \quad (4.28b)$$

$$\langle \tilde{I}_3^2 \rangle = 2[P_b(1) + P_b(2)] \langle I_3^2 \rangle \quad (4.28c)$$

$$\langle \tilde{I}_4^2 \rangle = 2[P_b(1) + P_b(2)] \langle I_4^2 \rangle \quad (4.28d)$$

ค่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของการหักล้างภาคที่ 2 จะได้

$$P_b(2) = Q(\sqrt{SNR_2}) \quad (4.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลข

ในบทนี้จะนำเสนอผลการวิเคราะห์ความน่าจะเป็นอัตราบิดผิดพลาดของระบบที่มีการหักล้างสัญญาณบีทน้อยส์, MUI และ NLD โดยใช้โปรแกรม MATLAB ในการพล็อตค่าสมรรถนะของระบบก่อนและหลังการหักล้างของภาคที่ 1 และ 2 โดยใช้สมการจากบทที่ 4 มาทำการวิเคราะห์

$$SNR = \frac{1}{4} (\eta m P_o)^2 / \left[\sum_{i=1}^6 \langle I_i^2 \rangle / T^2 + N_{op} B_s \right]$$

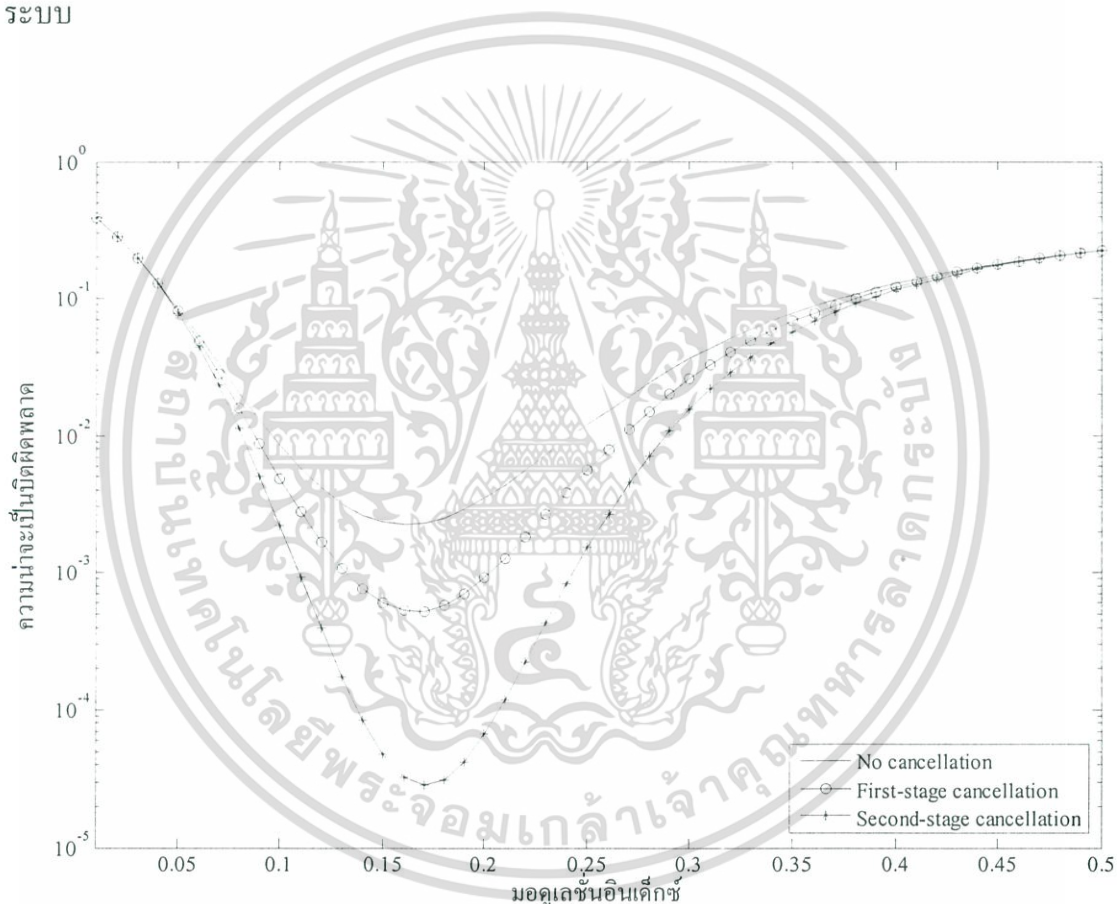
วิทยานิพนธ์นี้กำหนดให้ระบบมีการควบคุมกำลังสมบูรณ์ และไม่มีการสูญเสียเนื่องจากการจางหายตามระยะทาง โดยค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์มีดังนี้ อัตราการประมวลผล 127, ค่าความไวการตอบสนองสัญญาณ 0.8 mA/mW, กำลังแสงเอาท์ของพุดเลเซอร์ 2 mW, สัญญาณรบกวนริเลทีฟของเลเซอร์ -150 dB/Hz โดยได้แบ่งการวิเคราะห์ดังนี้

วิเคราะห์ความสัมพันธ์ของความน่าจะเป็นบิดผิดพลาดกับค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ เพื่อหาค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ที่เหมาะสมสำหรับจำนวนผู้ใช้งานต่าง ๆ กันตั้งแต่ 10-100 ราย ซึ่งจะนำค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ที่เหมาะสมไปใช้ในการหาค่าความสัมพันธ์ของความน่าจะเป็นบิดผิดพลาดกับจำนวนผู้ใช้งาน เพื่อแสดงความจุของระบบที่รองรับจำนวนผู้ใช้งานของระบบที่ไม่มีหักล้าง และมีการหักล้างภาคที่ 1 และ 2 โดยพิจารณาการหักล้างสัญญาณรบกวนบีทน้อยส์, MUI และ NLD ที่เกิดขึ้นในระบบ

ต่อมาได้วิเคราะห์ความสัมพันธ์ของความน่าจะเป็นบิดผิดพลาดกับค่ากำลังแสงที่รับได้ เพื่อหาค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ที่เหมาะสม โดยกำหนดจำนวนผู้ใช้งาน 50 ราย ซึ่งจะนำค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ที่เหมาะสมไปใช้ในการหาค่าความสัมพันธ์ของความน่าจะเป็นบิดผิดพลาดกับกำลังแสงที่รับได้ เพื่อแสดงความต้องการกำลังแสงต่ำสุดที่สามารถรับได้ของระบบที่ไม่มีหักล้าง และมีการหักล้างภาคที่ 1 และ 2 เปรียบเทียบกัน โดยพิจารณาการหักล้างสัญญาณรบกวนบีทน้อยส์, MUI และ NLD ที่เกิดขึ้นในระบบ

5.1 แสดงค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ที่เหมาะสมสำหรับจำนวนผู้ใช้งาน 20 ราย

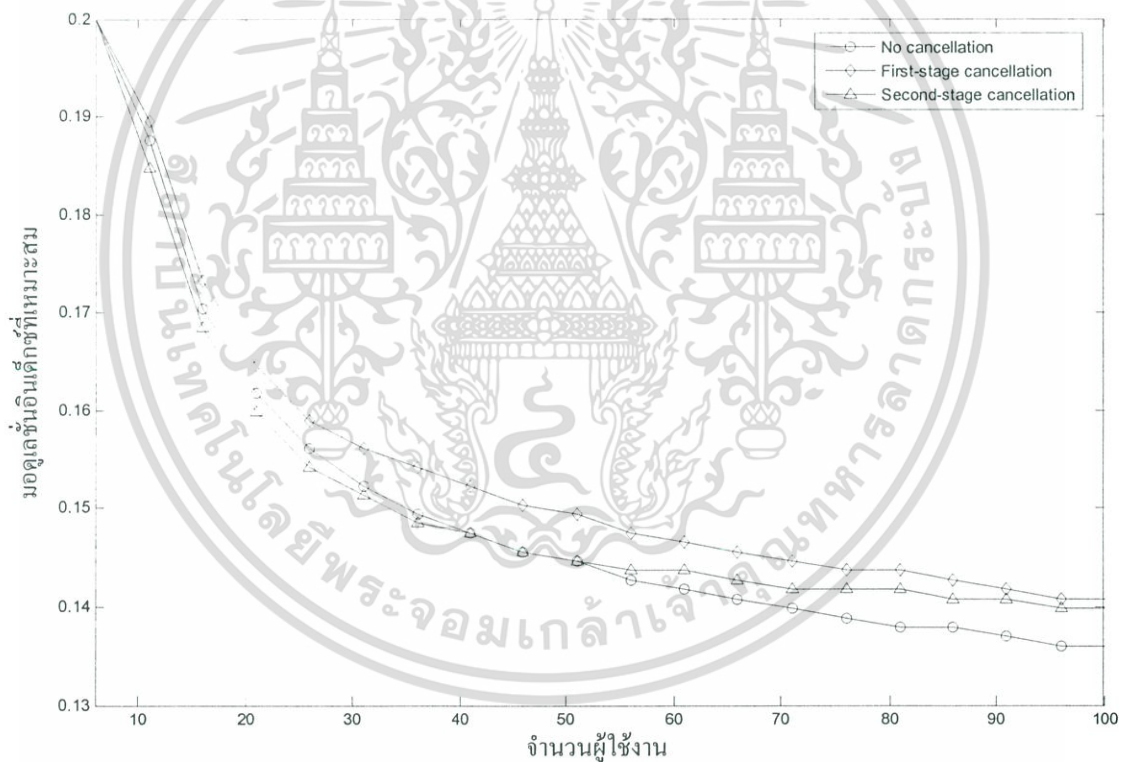
รูปที่ 5.1 แสดงความน่าจะเป็นผิดพลาดกับค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ตั้งแต่ 0.02-0.5 โดยกำหนดจำนวนผู้ใช้งาน 20 ราย, อัตราขยายประมวลผล 127, กำลังแสงที่รับได้ -40 dBm ซึ่งพิจารณาเปรียบเทียบระบบที่ไม่มีการหักล้างและระบบที่มีการหักล้างภาคที่ 1 และ 2 ซึ่งจะพบว่าค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ที่ 0.17 จะได้ค่าความน่าจะเป็นผิดพลาดต่ำที่สุดที่ 2×10^{-3} , 6×10^{-4} และ 3×10^{-5} ของระบบที่ไม่มีการหักล้าง, การหักล้างภาคที่ 1 และ 2 ตามลำดับ ซึ่งค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ 0.17 เป็นค่าที่เหมาะสมสำหรับระบบที่ไม่มีการหักล้างและระบบที่มีการหักล้างภาคที่ 1 และ 2 เมื่อจำนวนผู้ใช้งาน 20 ราย ซึ่งพิจารณาการหักล้างสัญญาณรบกวนบีทน้อยส์, MUI และ NLD ที่เกิดขึ้นในระบบ



รูปที่ 5.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นผิดพลาดกับมอดูเลชันอินเด็กซ์เมื่อจำนวนผู้ใช้งาน 20 ราย

5.2 แสดงค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ที่เหมาะสมที่จำนวนผู้ใช้งานต่างๆ

รูปที่ 5.2 แสดงการหักล้างสัญญาณรบกวนบีทีนอยส์, MUI และ NLD ที่เกิดขึ้นในระบบ โดยแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์กับจำนวนผู้ใช้งานตั้งแต่ 10-100 ราย โดยกำหนดอัตราขยายประมวลผล 127, กำลังแสงที่รับได้ -40 dBm ซึ่งพิจารณาเปรียบเทียบกับระบบที่ไม่มีการหักล้างและระบบที่มีการหักล้างภาคที่ 1 และ 2 จากผลการวิเคราะห์พบว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้งาน 10 ราย จะได้ค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ที่ 0.190, 0.188 และ 0.185 ของระบบที่ไม่มีการหักล้าง, มีการหักล้างภาคที่ 1 และ 2 ตามลำดับ และเมื่อจำนวนผู้ใช้งานมากขึ้นเป็น 60 ราย จะได้ค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ที่ 0.150, 0.148 และ 0.145 ของระบบที่ไม่มีการหักล้าง, มีการหักล้างภาคที่ 1 และ 2 ตามลำดับ ซึ่งค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์จะได้อยู่ระหว่าง 0.14-0.20 เมื่อจำนวนผู้ใช้งานตั้งแต่ 10-100 ราย โดยเมื่อจำนวนผู้ใช้งานสูงระบบจะต้องใช้มอดูเลชันอินเด็กซ์ที่ต่ำ เพื่อให้ระบบยังสามารถใช้งานได้

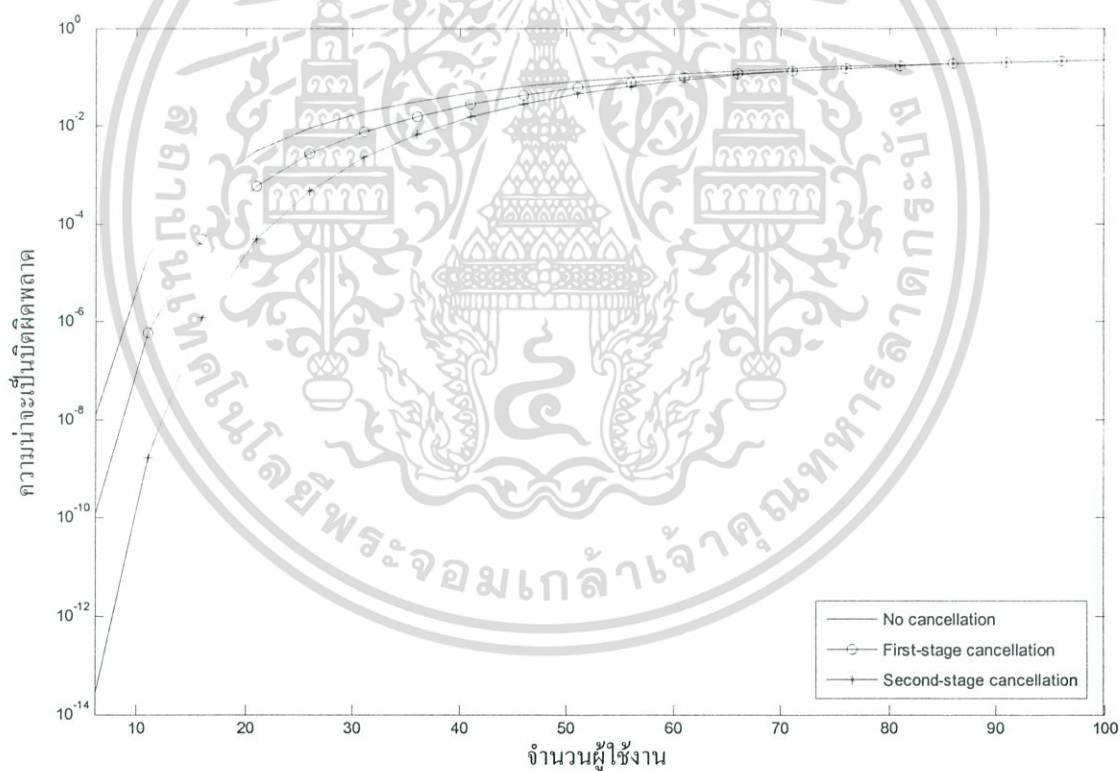


รูปที่ 5.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนผู้ใช้งานกับค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ที่เหมาะสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 แสดงจำนวนผู้ใช้งานในระบบกับความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาด

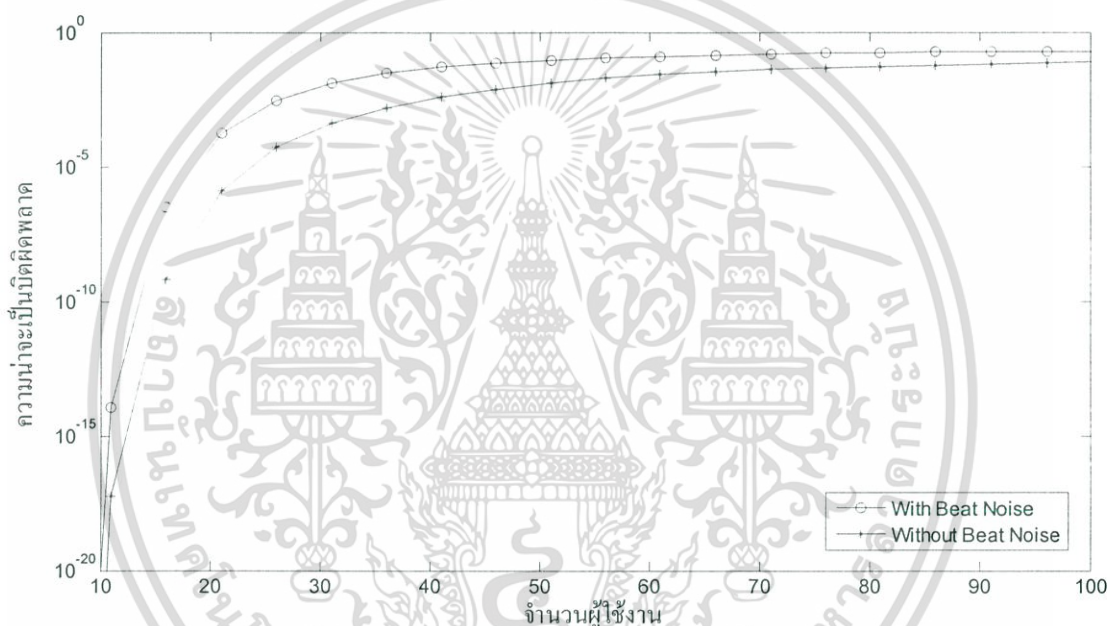
รูปที่ 5.3 แสดงการหักล้างสัญญาณรบกวนบิตน้อยส์, MUI และ NLD ที่เกิดขึ้นในระบบ โดยแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดกับจำนวนผู้ใช้งานตั้งแต่ 10–100 ราย โดยใช้ค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ที่เหมาะสมของจำนวนผู้ใช้งานต่างๆกัน และกำหนดอัตราขยายประมวลผล 127, กำลังแสงที่รับได้ -40 dBm ซึ่งพิจารณาเปรียบเทียบกับระบบที่ไม่มีหักล้างและระบบที่มีการหักล้างภาคที่ 1 และ 2 จากผลการวิเคราะห์แสดงให้เห็นว่าเมื่อพิจารณาความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดเฉลี่ยที่ยอมรับได้ที่ 10^{-3} ระบบจะรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้ 25, 28 และ 30 ราย ของระบบที่ไม่มีหักล้าง, มีการหักล้างภาคที่ 1 และ 2 ตามลำดับ ซึ่งเมื่อจำนวนผู้ใช้งานต่อระบบที่มีการหักล้างภาคที่ 2 จะได้ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดต่ำกว่าระบบที่ไม่มีหักล้าง และเมื่อจำนวนผู้ใช้งานสูงขึ้นระบบที่ไม่มีหักล้างและที่มีการหักล้างภาคที่ 1 และ 2 จะได้ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดสูงเท่ากันจนไม่สามารถยอมรับได้



รูปที่ 5.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดกับจำนวนของผู้ใช้งานที่ค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ที่เหมาะสม

5.4 แสดงผลของบีทโนยส์ของระบบที่ไม่มีกรหักล้าง

รูปที่ 5.4 แสดงระบบที่ไม่มีกรหักล้างสัญญาณรบกวนบีทโนยส์, MUI และ NLD ที่เกิดขึ้นในระบบ โดยแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความน่าจะเป็นผิดพลาดกับจำนวนผู้ใช้งานตั้งแต่ 10–100 ราย โดยใช้ค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ที่เหมาะสมของจำนวนผู้ใช้งานต่างๆกัน และกำหนดอัตราขยายประมวลผล 127, กำลังแสงที่รับได้ -40 dBm จากผลการวิเคราะห์แสดงให้เห็นว่าเมื่อพิจารณาความน่าจะเป็นผิดพลาดเฉลี่ยที่ยอมรับได้ที่ 10^{-3} ระบบจะรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้ 25, และ 35 ราย ของระบบที่ไม่มีกรหักล้างโดยพิจารณาสัญญาณรบกวนบีทโนยส์และไม่มีบีทโนยส์ตามลำดับ ซึ่งเมื่อพิจารณาสัญญาณรบกวนบีทโนยส์ จะได้จำนวนผู้ใช้งานเพิ่มขึ้นประมาณ 10 ราย



รูปที่ 5.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนผู้ใช้งานกับค่าความน่าจะเป็นผิดพลาด โดยพิจารณาระบบที่ไม่มีกรหักล้างที่มีบีทโนยส์และไม่มีบีทโนยส์

5.5 แสดงผลของบีทโน๊ยส์ของระบบที่มีการหักล้าง

รูปที่ 5.5 แสดงระบบที่การหักล้างสัญญาณรบกวนบีทโน๊ยส์, MUI และ NLD ที่เกิดขึ้นในระบบ โดยแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความน่าจะเป็นผิดพลาดกับจำนวนผู้ใช้งานตั้งแต่ 10–100 ราย โดยใช้ค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ที่เหมาะสมของจำนวนผู้ใช้งานต่าง ๆ กัน และกำหนดอัตราขยายประมวลผล 127, กำลังแสงที่รับได้ -40 dBm จากผลการวิเคราะห์แสดงให้เห็นว่าเมื่อพิจารณาความน่าจะเป็นผิดพลาดเฉลี่ยที่ยอมรับได้ที่ 10^{-3} ระบบจะรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้ 30, และ 100 ราย ของระบบที่มีการหักล้าง โดยพิจารณาสัญญาณรบกวนบีทโน๊ยส์และไม่มีบีทโน๊ยส์ตามลำดับ ซึ่งเมื่อพิจารณาสัญญาณรบกวนบีทโน๊ยส์ จะได้จำนวนผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น



รูปที่ 5.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนผู้ใช้งานกับค่าความน่าจะเป็นผิดพลาด โดยพิจารณาระบบที่มีการหักล้างที่มีบีทโน๊ยส์และไม่มีบีทโน๊ยส์

5.6 แสดงค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ที่เหมาะสมที่ค่ากำลังแสงที่รับได้ค่าต่างๆ

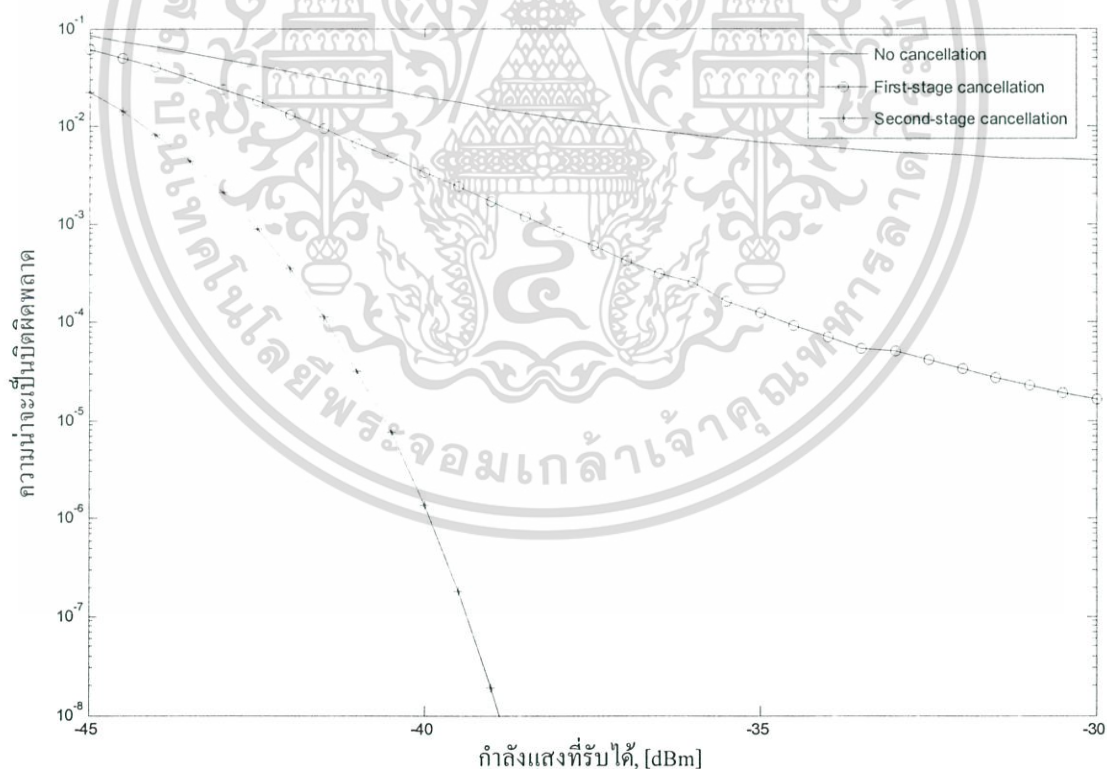
รูปที่ 5.6 แสดงการหักล้างสัญญาณรบกวนบีทีนอยส์, MUI และ NLD ที่เกิดขึ้นในระบบ โดยแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์กับค่ากำลังแสงที่รับได้ตั้งแต่ -45 ถึง -25 dBm โดยกำหนดอัตราขยายประมวลผล 127, จำนวนผู้ใช้งาน 50 ราย ซึ่งพิจารณาเปรียบเทียบระบบที่ไม่มีการหักล้างและระบบที่มีการหักล้างภาคที่ 1 และ 2 จากผลการวิเคราะห์พบว่าเมื่อกำลังแสงที่รับได้ต่ำ -45 dBm ระบบต้องการค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ที่ 0.146, 0.150 และ 0.155 ของระบบที่ไม่มีการหักล้าง, มีการหักล้างภาคที่ 1 และ 2 ตามลำดับ และเมื่อระบบได้รับกำลังแสงเป็น -25 dBm ระบบจะต้องการค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ที่ 0.036, 0.039 และ 0.050 ของระบบที่ไม่มีการหักล้าง, มีการหักล้างภาคที่ 1 และ 2 ตามลำดับ ซึ่งค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์จะได้อยู่ระหว่าง 0.03-0.16 เมื่อกำลังแสงที่รับได้ตั้งแต่ -45 ถึง -25 dBm โดยเมื่อกำลังแสงที่รับได้ต่ำระบบจะต้องใช้มอดูเลชันอินเด็กซ์ที่สูง และเมื่อกำลังแสงที่รับได้สูงระบบจะต้องใช้มอดูเลชันอินเด็กซ์ที่ต่ำ เพื่อให้ระบบสามารถใช้งานได้



รูปที่ 5.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังแสงที่รับได้กับค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ที่เหมาะสม เมื่อจำนวนผู้ใช้งาน 50 ราย

5.7 แสดงค่ากำลังแสงที่รับได้ของระบบที่ยอมรับได้

รูปที่ 5.7 แสดงการหักล้างสัญญาณรบกวนบิตน้อยส์, MUI และ NLD ที่เกิดขึ้นในระบบ โดยแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความน่าจะเป็นผิดพลาดกับกำลังแสงที่รับได้ตั้งแต่ -45 ถึง -30 dBm โดยใช้ค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ที่เหมาะสมที่กำลังแสงที่รับได้ต่างๆกัน และกำหนดอัตราขยายประมวลผล 127, จำนวนผู้ใช้งาน 50 ราย ซึ่งพิจารณาเปรียบเทียบกับระบบที่ไม่มีการหักล้างและระบบที่มีการหักล้างภาคที่ 1 และ 2 จากผลการวิเคราะห์แสดงให้เห็นว่าเมื่อพิจารณาความน่าจะเป็นผิดพลาดเฉลี่ยที่ยอมรับได้ที่ 10^{-3} ระบบต้องการกำลังแสงที่รับได้ มากกว่า -25 dBm, -38 และ -42 dBm ของระบบที่ไม่มีการหักล้าง, มีการหักล้างภาคที่ 1 และ 2 ตามลำดับ ซึ่งเมื่อกำลังแสงที่รับได้สูงระบบที่มีการหักล้างภาคที่ 1 และ 2 จะได้ความน่าจะเป็นผิดพลาดต่ำกว่าระบบที่ไม่มีการหักล้างมาก และเมื่อกำลังแสงที่รับได้ต่ำกว่า -42 dBm ระบบไม่สามารถรองรับความน่าจะเป็นผิดพลาดได้ ซึ่งระบบที่มีการหักล้างสามารถรับกำลังแสงต่ำกว่าระบบที่ไม่มีการหักล้างได้ และในระบบที่มีการหักล้างภาคที่ 2 ระบบต้องการกำลังแสงต่ำกว่าเมื่อเทียบกับระบบที่มีการหักล้างภาคที่ 1 และระบบที่ไม่มีการหักล้าง



รูปที่ 5.7 แสดงความน่าจะเป็นผิดพลาดและกำลังแสงที่รับได้ที่ค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ที่เหมาะสมเมื่อจำนวนผู้ใช้งาน 50 ราย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ระบบซีดีเอ็มเอ ปกติใช้ในระบบสื่อสารผ่านดาวเทียม โดยมีข้อดีตรงที่มีความปลอดภัยในการส่งข้อมูลสูง ต่อมาได้มีการวิจัยโดยนำระบบซีดีเอ็มเอ มาใช้ในระบบเซลลูลาร์ ส่งสัญญาณไปในแบนวิทที่เดียวกันในเวลาเดียวกัน โดยใช้รหัสที่แตกต่างกันของผู้ใช้งาน ส่งสัญญาณไปยังสถานีฐาน และใช้การเชื่อมโยงด้วยไมโครเวฟระหว่างสถานีฐานหลายสถานีและสถานีศูนย์กลาง

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาวิเคราะห์ระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอที่มีการเชื่อมโยงด้วยการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสง เพื่อที่จะติดต่อกับสถานีฐานหลายสถานีไปยังสถานีศูนย์กลาง แทนการใช้ไมโครเวฟในการเชื่อมโยง โดยการรวมสัญญาณจากหลายสถานีฐานจะผ่านอุปกรณ์พาสซีฟเพื่อรวมสัญญาณไปยังสถานีฐาน โดยพิจารณาสัญญาณรบกวนบีทโนอส์ (Beat Noise) ที่เกิดเมื่อมีการรวมกันของสัญญาณแสงจากสถานีฐาน, ความผิดเพี้ยนเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้น (NLD) ที่เกิดในระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสง และพิจารณาการแทรกสอดสัญญาณจากผู้ใช้งานจำนวนมาก (MUI) ที่เกิดในระบบการสื่อสารซีดีเอ็มเอผ่านคลื่นวิทยุ ซึ่งสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นทั้ง 3 มีผลให้ความจุของระบบลดลง ซึ่งจะกล่าวถึงความสัมพันธ์กับความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาด โดยทำการปรับปรุงสมรรถนะซีดีเอ็มเอที่มีการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสง โดยการหักล้างสัญญาณรบกวนบีทโนอส์ สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานจำนวนมาก ความผิดเพี้ยนเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้น ที่เกิดขึ้นในระบบ โดยวิธีการประมาณสัญญาณขึ้นมาใหม่จากสัญญาณเดิมเพื่อนำมาหักล้างกับสัญญาณที่รับได้ โดยมีการหักล้าง 2 ภาคเพื่อให้ได้สมรรถนะดีขึ้น

จากผลการวิเคราะห์พบว่า หลังจากผ่านการหักล้างสัญญาณรบกวนบีทโนอส์ (Beat noise), ความไม่เป็นเชิงเส้น (NLD) ในระบบการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแก้วนำแสง และการแทรกสอดจากผู้ใช้งานจำนวนมาก (MUI) ในระบบซีดีเอ็มเอ ในระบบเส้นใยแก้วนำแสง ซึ่งได้พิจารณาหาความน่าจะเป็นอัตราบิตผิดพลาด ผลที่ได้พบว่าระบบที่มีการหักล้างมีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ไม่มีการหักล้าง ได้จำนวนผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น เมื่อพิจารณากำลังแสงที่จะส่งจะต้องใช้กำลังสูงในระบบไม่มีการหักล้าง เมื่อผ่านระบบการหักล้างสามารถจะส่งกำลังแสงที่ต่ำลงได้ และจะต้องเลือกค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ที่เหมาะสมเมื่อจำนวนผู้ใช้งานต่างๆกัน เพื่อให้ได้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสูงสุด การเพิ่มค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์จะเป็นการเพิ่มขนาดสัญญาณและสัญญาณรบกวนแบบเชิงเส้น ซึ่งเมื่อจำนวนผู้ใช้งานมากขึ้น ต้องเลือกค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ต่ำลง เพื่อให้ได้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Lee J.S., Miller L.E. **CDMA System Engineering Handbook**. Boston : Artech House, Inc. 1998.
- [2] Yang S.C. **CDMA RF System Engineering**. Boston : Artech House, Inc. 1998.
- [3] Ramjee Prasad. **CDMA for Wireless Personal Communications**. Boston : Artech House, Inc. 1996.
- [4] Robert C. Dixon. **Spread spectrum system with commercial Applications**. 3rd Ed. John Wiley & Son, Inc. 1994.
- [5] Gilhousen K.S., Jacobs I.M., Padovani R., Viterbi A.J., Weaver L.A. "On the capacity of a cellular CDMA system." **IEEE Trans. Vehic. Technol.**, May 1991. pp.313-322.
- [6] Chu T.S., and Jacobs I.M. "Fiber optic microcellular radio." **IEEE Trans. Vehic. Technol.**, vol.40, 1991. pp.599-606.
- [7] Bahaa E. A. Saleh, Malvin Carl Teich, **Fundamentals of Photonics**. John Wiley & Son, Inc. 1994.
- [8] Hamed A. R. and Shozo K. **Radio over Fiber Technologies for Mobile Communications Network**. Boston : Artech House, Inc. 2002.
- [9] Daly J.C. "Fiber optic intermodulation distortion." **IEEE Trans. On Commun.**, vol.30, no.8, Aug., 1982. pp.1954-1958.
- [10] Demeechai T. and Sharma A.B. "Beat noise in a non-coherent optical CDMA system." **ICCS 2002. The 8th International Conference.**, vol.2, 25-28 Nov., 2002. pp.899-902.
- [11] Huang W. and Nakagawa M. "Nonlinear effect of direct-sequence CDMA in optical transmission." **IEICE Trans. Commun.**, vol.E78-B, May, 1995.
- [12] Huang W., Sourour E.A., and Nakagawa M. "Cancellation technique used for DS-CDMA signal in nonlinear optical link." **IEICE Trans. Fundamentals.**, vol.E80-A, Sep., 1997. pp.1616-1623.
- [13] Ramjee Prasad. **Simulation and Software Radio for Mobile Communications**. Boston : Artech House, Inc. 2002.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

สัญญาณรบกวนบิทน้อยส์

ก.1 บิทน้อยส์ที่เกิดขึ้นในระบบซีดีเอ็มเอที่ใช้การเชื่อมโยงทางแสง

ในระบบซีดีเอ็มเอที่ใช้ในการเชื่อมโยงทางแสง คลื่นแสงจำนวนหลายสัญญาณถูกส่งออกมาพร้อมกันไปยังภาครับที่โฟโตนิกโอดซึ่งทำหน้าที่ดีเทคสัญญาณแสง เราสามารถพิจารณาปริมาณของบิทน้อยส์ที่เกิดขึ้นได้ที่ภาครับนี้ โดยจะแสดงการคำนวณกำลังของบิทน้อยส์ที่เกิดขึ้นในระบบซีดีเอ็มเอ

ในระบบซีดีเอ็มเอที่มีการเชื่อมโยงทางแสงโดยผ่านเส้นใยแก้วนำแสงนั้น เมื่อมีการส่งสัญญาณแสงพร้อมๆกันไปยังภาครับที่โฟโตนิกโอด ปรากฏการณ์ซีอเทอ์น้อยส์จะเกิดขึ้นมากกว่าบิทน้อยส์ที่เกิดขึ้นในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ดังนั้นโฟโตนิกโอดจะมีความถี่ที่แตกต่างกันของบิทน้อยส์เกิดขึ้นในย่านของเครื่องรับ ผลของบิทน้อยส์จะได้มีการพิสูจน์ตามทฤษฎีของชู และคิกกี ในส่วนของการมัลติเพล็กซ์โคฮีเรนต์ โดยบิทน้อยส์จะถูกผลิตโดยแหล่งกำเนิดแสง ซึ่งเราจะมีการนำหลักการทางคณิตศาสตร์มาทำการพิสูจน์ในการคำนวณสัญญาณรบกวนบิทน้อยส์ที่เกิดขึ้นในระบบซีดีเอ็มเอ

ก.1.1 การคำนวณกำลังของสัญญาณบิทน้อยส์

โดยจะมีการเริ่มการพิจารณาจากผลรวมของสัญญาณคลื่นแสงสองสัญญาณที่ถูกกั้เปิดโดยโฟโตนิกดีเทคเตอร์ไปยังภาคขยายสัญญาณคลื่นแสงตัวกรองความถี่ต่ำ ระดับแรงดันขาออกของภาคขยายจะแปรผันโดยตรงกับสัญญาณแสงสองสัญญาณที่เป็นส่วนประกอบของ กระแสไฟฟ้าตรงที่ถูกกรองโดยตัวกรองความถี่ต่ำ ตัวอย่างเช่นในกรณีของคลื่นโคฮีเรนต์ สัญญาณชาน์เนลที่มีความถี่แตกต่างกันจะเกิดขึ้นที่ย่านของภาคขยาย ในเครือข่ายเส้นใยแก้วนำแสงส่วนของแหล่งจ่ายเซมิคอนดักเตอร์ คลื่นแสงแต่ละคลื่นจะผ่านกระบวนการสุ่ม โดยทั่วไปคลื่นแสงสองสัญญาณที่ผ่านการโพลาริซซ์จะมีค่า ψ_1 และ ψ_2 ที่ได้มาจากการขยายแรงดันขาออกโดยการรวมคลื่นแสงแต่ละคลื่นในส่วนประกอบที่ตั้งฉากกัน ดังนั้นจะได้ว่า ψ_{1x}, ψ_{1y} เป็นส่วนประกอบของ x และ y ตามลำดับซึ่งมีความสัมพันธ์กับ ψ_1 ซึ่ง ψ_{2x}, ψ_{2y} เป็นส่วนประกอบที่สอดคล้องกันกับ ψ_2 โดยกำลังของสัญญาณแสงจะแสดงดังสมการที่ ก.1 ดังนี้

$$p_o(t) = (\psi_{1x}(t) + \psi_{2x}(t))^2 + (\psi_{1y}(t) + \psi_{2y}(t))^2 \quad (ก.1)$$

สัญญาณไฟฟ้าจะถูกสร้างโดยกำลังแสงที่คั้บเปิดไปยังภาคขยายตัวกรองความถี่ต่ำ ซึ่งจะไม่มีการพิจารณาผลของการเปลี่ยนแปลงขึ้นลงซึ่งกำหนดให้มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นส่วนประกอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของน้อยสได้แก่บีทน้อยสที่เกิดขึ้นที่ภาคขยายสัญญาณขาออกที่ผ่านการกรองโดยตัวกรองความถี่ต่ำจะมีสมการเป็นดังนี้

$$b(t) = 2RZ(\psi_{1x}(t)\psi_{2x}(t) + \psi_{1y}(t)\psi_{2y}(t)) \quad (ก.2)$$

กำหนดให้ R คือ ผลตอบสนองของโฟโตรีโอด

Z คือ อิมพีแดนซ์ภาคขยาย

การคำนวณกำลังของบีทน้อยสที่ภาคขยายสัญญาณขาออกโดยพิจารณาความหนาแน่นสเปกตรัมของกำลังของสัญญาณ $b(t)$ จากฟังก์ชันของออโต้คอรีเลชัน ซึ่งสามารถพิสูจน์ฟังก์ชันของออโต้คอรีเลชันของ $b(t)$ โดยมีการพิจารณาค่าส่วนประกอบของ x และ y ของแสงซึ่งมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$\psi_{1x}(t) = u(t) \cos \phi, \quad (ก.3.1)$$

$$\psi_{1y}(t) = u(t - d_1) \sin \phi, \quad (ก.3.2)$$

$$\psi_{2x}(t) = v(t) \cos \theta, \quad (ก.3.3)$$

$$\psi_{2y}(t) = v(t - d_2) \sin \theta, \quad (ก.3.4)$$

เมื่อมุม ϕ และ θ คืออยู่ในช่วง $[0, 2\pi)$ และสัญญาณสุ่มมีค่าหน่วยเวลาเป็น d_1 และ d_2 สำหรับคลื่นที่ถูกโพลาไรซ์จะมีมุมเท่ากันคือ $d_1 = d_2 = 0$ ดังนั้นจากสมการที่ ก.2 และ ก.3 ฟังก์ชันของออโต้คอรีเลชันของสัญญาณ $b(t)$ แสดงได้ดังนี้

$$E(b(t)b(t-\tau)) = QC^2U(\tau)V(\tau) \quad (ก.4)$$

กำหนดให้ $C = R \cdot Z$ และ $U(\tau)$ และ $V(\tau)$ คือฟังก์ชันออโต้คอรีเลชันตามลำดับ ค่าคงที่ Q มีค่าเท่ากับ 2 สำหรับกรณีของคลื่นแสงที่มีการโพลาไรเซชัน และมีค่าเท่ากับ 4 โดยจะมีการแทนค่าฟูเรียรทรานส์ฟอร์มของสมการที่ ก.4 จะได้ค่า PSD ของ $b(t)$ เป็นดังนี้

$$G_b(f) = QC^2 G_{0,1}(f) * G_{0,2}(f) \quad (ก.5)$$

เมื่อ* คือค่าคอนโวลูชัน $G_{0,1}(f)$ และ $G_{0,2}(f)$ คือ PSD's ตามลำดับ สำหรับกรณีของคลื่นแสงจำนวน K สมการที่ ก.5 สามารถหาค่าได้เป็น

$$G_b(f) = \frac{QC^2}{2} \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^K (1 - \delta_{ij}) G_{ij}(f) \quad (ก.6)$$

เมื่อ δ_{ij} คือ โครเนกเกอร์เดลต้ามีค่าเท่ากับ 1 ถ้า $i = j$

$$G_{ij}(f) = G_{0,i}(f) * G_{0,j}(f) \quad (ก.7)$$

ดังนั้นกำลังของสัญญาณบีทน้อยส์คือ

$$P_{beat,K} = \frac{QC^2}{2} \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^K (1 - \delta_{ij}) \int_{-\infty}^{\infty} |G_{ij}(f) H(f)|^2 df \quad (ก.8)$$

เมื่อ $Z * H(f)$ คือทรานส์เฟอริงฟังก์ชันของภาคขยายสัญญาณตัวกรองความถี่ต่ำ การคำนวณสามารถทำได้โดยจะสังเกตเห็นว่าในทางปฏิบัติ $G_{ij}(f)$, ค่าคอนโวลูชันของสเปกตรัมของสัญญาณแสงจะถูกประมาณค่าเป็นค่าแบนด์วิธแคบของภาครีบ ดังนั้นกำลังสัญญาณรบกวนบีทน้อยส์จะถูกประมาณค่าเป็นดังนี้

$$P_{beat,K} = QC^2 B_n \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^K (1 - \delta_{ij}) G_{ij}(0) \quad (ก.9)$$

เมื่อ B_n คือ ค่าแบนด์วิธของน้อยส์ที่เครื่องรับ

เราพิจารณาสมการที่ ก.9 ในกรณีคลื่นแสงทั้งหมด K มีการแบ่งตามชนิดของสเปกตรัมและความกว้างสำหรับสเปกตรัมทางแสงสองชนิดคือ

1. แบบเกาส์เซียน

$$G_{0,k}(f) = \frac{P_k}{2} \left(\frac{e^{-(f-f_k)^2/2\sigma^2} + e^{-(f+f_k)^2/2\sigma^2}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \right) \quad (ก.10)$$

เมื่อ P_k และ f_k คือกำลังแสงเฉลี่ยและการควบคุมความถี่ของแหล่งจ่ายที่ k

2. แบบลอเรนเซียนเป็นดังสมการ

$$G_{0,k}(f) = \frac{P_k \tau_c}{1 + (2\pi\tau_c(f - f_k))^2} + \frac{P_k \tau_c}{1 + (2\pi\tau_c(f + f_k))^2} \quad (ก.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ τ_c คือคาบเวลาแหล่งจ่าย โคฮีเรนต์ ในกรณีนี้กำลังของบีทน้อยส์สำหรับแหล่งจ่ายเกาส์เซียนและแหล่งจ่ายลอเรนเซียนเป็นดังนี้ตามลำดับ

$$P_{beat(G),K} = \frac{QC^2}{4\sigma} \frac{B_n}{\sqrt{\pi}} \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^K (1 - \delta_{ij}) P_i P_j e^{-\Delta f_{ij}^2 / 4\sigma^2} \quad (ก.12.1)$$

$$P_{beat(L),K} = \frac{QC^2 B_n \tau_c}{2} \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^K (1 - \delta_{ij}) P_i P_j \frac{1}{1 + (\pi \tau_c \Delta f_{ij})^2} \quad (ก.12.2)$$

เมื่อ $\Delta f_{ij} = |f_i - f_j|$.

ผลที่ได้จากสมการสามารถใช้ในกรณีแหล่งจ่ายที่มีกำลัง P_w ขณะที่แหล่งจ่ายอื่นๆเป็น $K-1$ มีกำลัง P_l และแหล่งจ่ายทั้งหมดมีความสัมพันธ์กันโดยการโพลาไรเซชัน สมมติให้กรณีที่ไม่มีความแตกต่างในเรื่องของแหล่งจ่ายความถี่ที่แตกต่างกัน ในกรณีนี้กำลังของบีทน้อยส์สำหรับเกาส์เซียนสเปคตรัม และคลื่นแสงลอเรนเซียนสเปคตรัม สามารถหาได้ตามลำดับดังนี้

$$P_{beat(G),K} = \frac{C^2 B_n}{2\sigma \sqrt{\pi}} \left(2(K-1)P_w P_l + (K-1)(K-2)P_l^2 \right) \quad (ก.13.1)$$

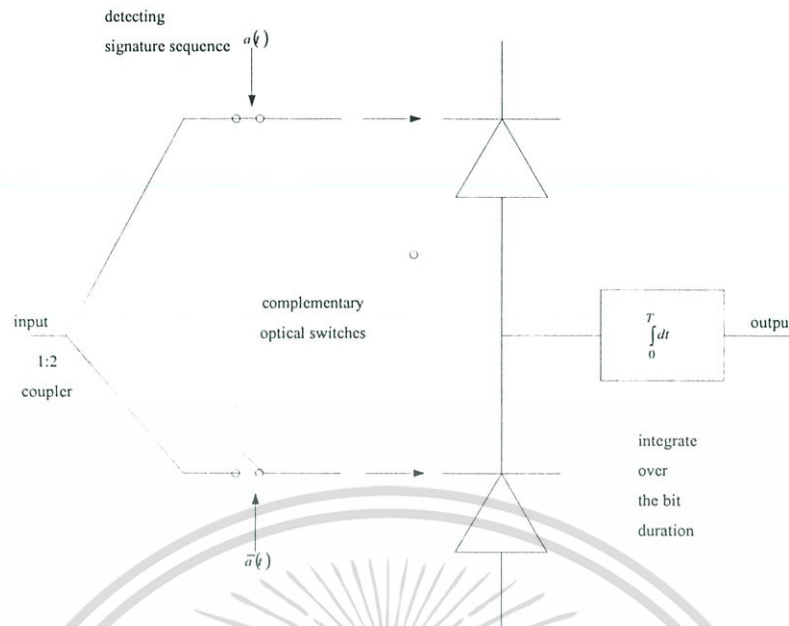
$$P_{beat(L),K} = C^2 B_n \tau_c \left(2(K-1)P_w P_l + (K-1)(K-2)P_l^2 \right) \quad (ก.13.2)$$

กำลังของช็อตน้อยส์มีค่าดังนี้

$$P_{shot,K} = 2qR((K-1)P_l + P_w)Z^2 B_n \quad (ก.14)$$

เมื่อ q คือประจุทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งจะหาได้จากสมการที่ ก.13 และ ก.14 ซึ่งกำลังของบีทน้อยส์จะเพิ่มทั้งจำนวน โหนด และกำลังแต่ละแหล่งจ่าย

ตัวอย่างผลของบีทน้อยส์ในระบบการเชื่อมโยงสัญญาณแสงแบบซีดีเอ็มเอจะมีผลโดยภาครับ SIK วิเคราะห์โดยการไม่พิจารณาค่าบีทน้อยส์ แต่เราจะแสดงผลลัพธ์โดยพิจารณาค่าบีทน้อยส์ โดยสมมติให้แหล่งจ่ายแสงคือสารกึ่งตัวนำเลเซอร์ซึ่งมีเกาส์เซียนสเปคตรัมเนื่องจากความถี่ไม่คงที่



รูปที่ ก.1

ในระบบซีดีเอ็มเอ SIK ผู้ใช้ส่งลำดับสัญญาณ หรือออโรโกนอลคอมพลิเมนต์สำหรับข้อมูลศูนย์หรือหนึ่งตามลำดับดังแสดงในรูปที่ ก.1 พิจารณาที่เครื่องรับไบนารีออโรโกนอลคอดีเลเตอร์ซึ่งสวิตซ์ทางแสงประกอบด้วยสัญญาณที่มีการคอดิเลชั่น กำลังของบีทนี้อยส์ที่สัญญาณขาออกของเครื่องรับจะมีการพิจารณา ดังนี้ ข้อที่หนึ่งคาบเวลาโคฮีเร้นท์ของแหล่งจ่ายแสงถูกเลือกให้น้อยกว่าความกว้างชิปส์ ฟังก์ชันของครอสคอดีเลชั่นของแสงที่โฟโตรีโอดสองตัวถูกตัดทิ้ง ด้วยเหตุนี้ขนาดของบีทนี้อยส์ที่สร้างขึ้น โดยโคโอดสองตัวจะไม่ถูกคอดีเลตกัน ข้อที่สองกำลังแสงที่เครื่องรับคือ P_s ผู้ใช้ที่มีกำลังแสงเฉลี่ย $P_x/4$ จะส่งไปยังโคโอดหนึ่งตัว ผู้ใช้ที่มีการแทรกสอดจะมีกำลังแสงเฉลี่ย $P_s/8$ จะส่งไปยังโคโอดสองตัว ด้วยเหตุนี้สมการที่ ก.13 และ ก.14 มีค่าที่สอดคล้องดังนี้ $P_w = P_s/4$ และ $P_i = P_s/8$ สำหรับโคโอดหนึ่งตัว และ $P_w = 0, P_i = P_s/8$ สำหรับกรณีอื่นๆ ดังนั้นจากการสังเกตดังกล่าวอัตราส่วนบีทนี้อยส์ต่อซีตนี้อยส์มีค่าเป็น

$$\gamma = \frac{(K-1)RP_s}{32q\sigma\sqrt{\pi}} \quad (\text{ก.15})$$

เมื่อ K คือจำนวนผู้ใช้ที่ส่งสัญญาณพร้อมกันและสมมติให้โคโอดถูกบาลานซ์ ด้วยเหตุนี้สัญญาณขาออกของเครื่องรับมีค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเป็นดังนี้

$$SNR = \frac{(RP_s)^2}{(RP_s)^2 \frac{2(K-1)}{3N} + \frac{16}{T} \left((1+\gamma) \frac{qRKP_s}{4} + 2qI_{dk} + N_{th} \right)} \quad (\text{16})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ T คือ ค่าความกว้างบิต

N คือค่าจำนวนของชิปส์ของสัญญาณแสง

I_{dk} คือค่าคุณลักษณะของไดโอด

N_{th} คือค่า PSD ของสัญญาณรบกวนเชิงความร้อน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

1. B.Warut, N.Suthichai and L.Nipha, “Performance Improvement in Optical CDMA System Under The Presence of Beat Noise Using a Cancellation Method”, International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2005), Gyeonggi-Do, Korea, Jun 2-5, 2005.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Performance Improvement in Optical CDMA System Under The Presence of Beat Noise Using a Cancellation Method

Warut Benaree, Suthichai Noppanakeepong and Nipha Leelaruji

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand

(E-mail: s3061049@kmitl.ac.th, kinsuthic@kmitl.ac.th and klnipa@kmitl.ac.th)

Abstract: This paper presents performance improvement in optical CDMA system under the presence of beat noise using a cancellation technique. Optical fibers and atmospheric optical communications have been proposed the connection between base stations and central station. The optical signal beat noise is due to interference between lightwave, many optical waves are simultaneously incident on each receiver photodiode. Since the photodiode acts as a square-law detector, beat noise can occur in the receiver. While A two-stage cancellation technique is analyzed and verified via simulation employed here because of its system simplicity. By using the random ingredients of all user signals are estimated, the beat noise is rebuilt and removed from the intended signal. In addition to cancellation technique cancel the inherent multiuser interference (MUI) in CDMA system and nonlinear distortion (NLD) in optical system. It is performed at the receiver of the central station where the random ingredients of all user signals are estimated and the MUI and the NLD are rebuilt and removed from the received signal. The validity of the cancellation technique is theoretically analyzed and shown by numerical results. The increasing of capacity in two stage cancellation are obtained.

Keywords: Optical CDMA, beat noise, multiuser interference(MUI), nonlinear distortion(NLD)

1. INTRODUCTION

Code division multiple access (CDMA) application for microcellular mobile radio system has been proposed [1],[2]. It is well known that CDMA has the advantages in terms of the large user capacity, the effective utilization of frequency and immunity to multipath fading. In microcellular system, a great number of base stations (BSs) are required where compared with conventional system. For low cost and simplicity, optical fibers and atmospheric optical communications have been proposed as connecting between BSs and central base station (CBS) [3]. Here, each BS consists of a laser diode and a photodiode is employed as an electric-to-optical converter for the signals from CBS to mobile station (MS) and an optical-to-electric converter for the signal from MS to CBS.

The capacity of CDMA scheme is directly limited by the inherent multiuser interference (MUI) of CDMA signals. Since the MUI is not completely random, to fully exploit the CDMA capacity, many studies have been carried out on receiver structures that are capable of canceling the MUI [4]. By using a multiuser and multi-stage detection in the receiver, the random ingredients of all user signals are estimated, and the MUI is rebuilt and removed from the intended user signal [7]. Meanwhile, multiple signals via optical link may cause a severe nonlinear distortion (NLD) stemming from the limited region where laser diode can be linearly modulated by the injected current signal. Hence, in addition to MUI, the capacity of microcellular radio CDMA system using optical link is reduced by NLD. A conventional method to minimize the NLD is realized by optimizing the modulation index.

The optical signal beat noise is due to interference between lightwave, many optical waves are simultaneously incident on each receiver photodiode [8]. Since the photodiode acts as a square-law detector, beat noise can occur in the receiver. The beat noise in contrast to the foregoing additive shot noise, has a multiplicative character.

A cancellation technique for microcellular CDMA system using optical link. A two-stage cancellation technique which is analyzed in and verified via simulation is employed here because of its system simplicity. In asynchronous CDMA a desired data bit is disturbed by the interference from two bits from all other users. By a multiuser and multi-stage detection, a first stage cancellation is used to effectively remove half the

interference power from the first bits of all other users. With the good performance of the first stage, one more stage is enough to remove the remaind interference. Differing from the previous studies, here the cancellation technique is first used to cancel both the MUI and the NLD. The nonlinearity of optical link by a memoryless third-order polynomial, the system performance is theoretically analyzed and the numerical results are given. It is shown that using only the MUI cancellation is not sufficient for CDMA signals in a nonlinear channel. The best system performances are obtained by selecting an optimal modulation index after the cancellation of the MUI and NLD.

2. MICROCELLULAR OPTICAL CDMA

The block diagram of microcellular radio CDMA system in optical link is shown in Fig. 1. There are a total K users in the cell and the k th transmitter generates data signal, $d_k(t)$ at a rate of $1/T_b$, and spreading signal, $c_k(t)$ at a rate of $1/T_c$. The ratio of T_b/T_c is the system processing gain, N . The transmitted signal of each mobile station using a binary phase shift keying (BPSK) as

$$s_k(t) = d_k(t - \tau_k) \cdot c_k(t - \tau_k) \cos(\omega t + \phi_k) \quad (1)$$

where ω is the angular frequency, and τ_k is the k th user's transmitter time delay. Moreover, we set $\tau_k \in [0, T)$ for all k and ϕ_k its phase offset uniformly distributed in $[0, 2\pi)$.

The nonlinearity of laser diode (NLD) can be represented by the third-order polynomial [5]

$$P(t) = P_0 [1 + S(t) + A_2 S^2(t) + A_3 S^3(t)], \quad (2)$$

where

$$S(t) = m \sum_{k=1}^K s_k(t) \quad (3)$$

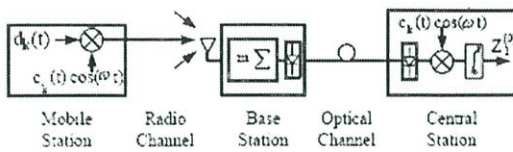


Fig.1 Microcellular Optical CDMA

Where $P(r)$ is the output optical power modulated by the current signal S , P_o is the transmitted average optical power, m is the modulation index and A_2 and A_3 are the constants. For an ideal laser diode (LD), A_2 (the 2nd order Intermodulation Distortion (IMD)) and A_3 (the 3rd order IMD) are zero. For a practical NLD, A_2 and A_3 are non-zero, rather, A_2 induces the zero and double frequency components, and A_3 induces the common and triple frequency components. Since in the case of CDMA, the harmonic of 3rd order intermodulation term influences the system performance, thus A_2 is disregarded, simplifying Eq. (2)

The optical output of the laser diode is sent to a CBS via an optical channel that may be an optical fiber. At the CBS, the optical signal is converted to a photo-current by a photodiode. Ignoring the optical power loss of the optical channel, the photo-current is represented as

$$i(t) = \eta P(t) + n_{op}(t) \quad (4)$$

where η is the photodiode responsivity, and $n_{op}(t)$ is the optical device noise consisting of relative intensity noise of laser diode, I_{LD} , shot noise, I_{shot} , and thermal circuit noise, I_{th} , and is modeled as a zero-mean Gaussian random variable with the power spectral density function (pdf)

$$N_{op} = \langle I_{LD}^2 \rangle - \langle I_{shot}^2 \rangle + \langle I_{th}^2 \rangle + \langle I_{beat}^2 \rangle \quad (5)$$

where the nonlinear effect, at the transmitter, LD output has intensity fluctuation and also at the receiver, there are shot noise and thermal circuit noise being presented by [6]

We assume in our investigation that all light sources are semiconductor lasers which have identical Gaussian distribution in the long term due to frequency uncertainties and instabilities. Beat noise power at the receiver output assessed by considering the following observations. The optical beat noise power is given by [8]

$$\langle I_{beat}^2 \rangle = \frac{(\eta R_{PD})^2 P_o^2 W}{2\sigma\sqrt{\pi}} [2(K-1)P_w P_1 + (K-1)(K-2)P_1^2] \quad (6)$$

where W is the signal bandwidth, η is the photodiode responsivity, R_{PD} is the transimpedance of amplifier, P_o is the optical power at the receiver, the intending user contributes average optical power $P_w = P_o/4$ whereas each interfering user contributes average optical power of $P_1 = P_o/8$ [8].

To demodulate the received signals, the signature code

replica of the intended user is locally generated at the receiver. It is assumed that the user one is intended at the receiver. With an idea of carrier phase and the code phase, the local carrier and code are multiplied to the photo-current and the output integrated over one bit duration to produce a signal for threshold comparison as

$$Z_1^{(k)} = \int_0^T i(t) c_1(t) \cos(\omega t) dt \quad (7)$$

3. WITHOUT CANCELLATION TECHNIQUE

The third-order term of NLD for the k th mobile stations sum of signal. Using the following relationship

$$\begin{aligned} \left[\sum_{k=1}^K x_k \right]^3 &= \sum_{k=1}^K x_k^3 + 3x_1^2 \sum_{k=2}^K x_k + 3x_1 \sum_{k=2}^K x_k^2 \\ &\quad - 3 \sum_{\substack{j=2k-2 \\ k=j}}^K \sum_{k=j}^K x_j^2 x_k + 3x_1 \sum_{\substack{j=2k-2 \\ k=j}}^K \sum_{k=j}^K x_j x_k \\ &\quad - \sum_{\substack{j=2k-2 \\ j=k-j}}^K \sum_{k=j}^K x_j x_k x_k \end{aligned} \quad (8)$$

Since the zero frequency, the double frequency and triple frequency components can be eliminated from the signal component, $Z_1^{(k)}$ can be represented as

$$Z_1^{(k)} = D_1 - \sum_{i=1}^6 I_i - N_{op} \quad (9)$$

The desired signal D_1 as

$$D_1 = \frac{\eta m P_o T}{2} d_o^{(k)} \quad (10)$$

The interference I_i ($i=1,2,\dots,6$) are represented in [7]. The average signal-to-noise ratio (SNR) as

$$SNR = \frac{1}{4} (\eta m P_o)^2 / \left[\sum_{i=1}^6 \langle I_i^2 \rangle / T^2 + N_{op} W \right] \quad (11)$$

where

$$\langle I_1^2 \rangle = \frac{(\eta P_o T)^2}{4} \left[\frac{A_2 m^3 (6K-3)}{4} \right]^2 \quad (12a)$$

$$\langle I_2^2 \rangle = \frac{(\eta P_o T)^2 (K-1)}{8} \left[\frac{A_2 m^3}{4} \right]^2 \quad (12b)$$

$$\langle I_3^2 \rangle = \frac{(\eta P_o T)^2}{24N^3} \left[m + \frac{6KA_2 m^3}{4} \right]^2 \sum_{k=2}^K r_{k,1} \quad (12c)$$

$$\langle I_4^2 \rangle = \frac{3(\eta P_o T)^2 (K-2)}{8N^3} \left[\frac{3A_2 m^3}{4} \right]^2 \sum_{k=2}^K r_{k,1} \quad (12d)$$

$$\langle I_3^2 \rangle = \frac{15(nP_o T)^2}{8N^4} \left(\frac{A_3 m^3}{4} \right) \sum_{j=2}^K \sum_{k=2}^K r_{j,k} \quad (12e)$$

$$\langle I_6^2 \rangle = \frac{3(nP_o T)^2}{80N^5} \left(\frac{A_3 m^3}{4} \right)^2 \sum_{i=2}^K \sum_{j=2}^K \sum_{k=2}^K r_{i,j,k} \quad (12f)$$

With the discrete autocorrelation function of the k th user, as the number of the users is large, Gaussian assumption can be used for the interference according to central limit theorem. Hence, the error probability is given by

$$P_b(0) = Q(\sqrt{SNR_o}) \quad (13)$$

where "0" denotes the without cancellation, and

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt, x \geq 0 \quad (14)$$

4. CANCELLATION TECHNIQUE

The desired data bits are disturbed by the interference from two bits from all other users [7]. The interference can be rebuilt and removed from the decision statistic of the user before the threshold comparison. In Fig. 2, the cancellation scheme of the multiuser and two-stage detection using in the paper are shown.

4.1 First-stage cancellation

For multiuser detection, the carrier phase and code phase of all users are known. The first-stage cancellation as shown in Fig. 2 rebuilds the interference due to $\{\hat{d}_{-1}^{(k)}\} (k \neq 1)$ and removes it from $Z_1^{(0)}$. It is defined the first-stage estimates as

$$\hat{d}_{-1}^{(k)} = x_k \hat{d}_{-1}^{(k)}, \quad (15)$$

where

$$x_k = \begin{cases} 1 & \text{with probability } 1 - P_b(1) \\ -1 & \text{with probability } P_b(1) \end{cases} \quad (16)$$

For $k=1$, $\hat{d}_{-1}^{(k)} = \hat{d}_{-1}^{(k)}$, the first-stage detection of the k th user is correct with a probability, $1 - P_b(1)$. Using the first-stage estimates $\hat{d}_{-1}^{(k)}$ as shown in Fig. 2, the interference of I_3 and I_4 in (12) are modified to be

$$\langle \hat{I}_3^2 \rangle = \frac{1}{2} [1 + 4P_b(1)] \langle I_3^2 \rangle \quad (17a)$$

$$\langle \hat{I}_4^2 \rangle = \frac{1}{2} [1 + 4P_b(1)] \langle I_4^2 \rangle \quad (17b)$$

where $\langle \hat{I}_i^2 \rangle = \langle I_i^2 \rangle$ for $i=1,2,5$ and 6.

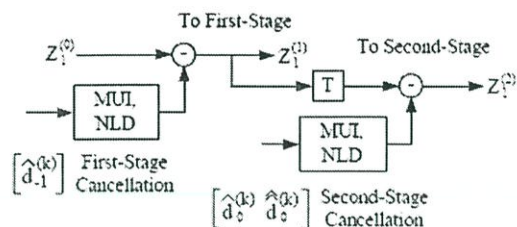


Fig.2 Block diagram of two stage cancellation for Optical CDMA

4.2 Second-stage cancellation

The second-stage for the bits $\{\hat{d}_{-1}^{(k)}\}$ as shown in Fig. 2, the second-stage estimates, $\{\hat{\hat{d}}_{-1}^{(k)}\}$ can be written as

$$\hat{\hat{d}}_{-1}^{(k)} = y_k \hat{d}_{-1}^{(k)}, \quad (18)$$

Where

$$y_k = \begin{cases} 1 & \text{with probability } 1 - P_b(2) \\ -1 & \text{with probability } P_b(2) \end{cases} \quad (19)$$

In (19) $P_b(2)$ is the error probability obtained from the second-stage cancellation. Using $\hat{\hat{d}}_{-1}^{(k)}$, $\hat{\hat{d}}_0^{(k)}$ the interference is rebuilt as the second-stage cancellation in Fig. 2. The interference terms are given as

$$\langle \hat{\hat{I}}_1^2 \rangle = 2P_b(1) \langle I_1^2 \rangle \quad (20a)$$

$$\langle \hat{\hat{I}}_2^2 \rangle = 2P_b(1) \langle I_2^2 \rangle \quad (20b)$$

$$\langle \hat{\hat{I}}_3^2 \rangle = 2[P_b(1) + P_b(2)] \langle I_3^2 \rangle \quad (20c)$$

$$\langle \hat{\hat{I}}_4^2 \rangle = 2[P_b(1) + P_b(2)] \langle I_4^2 \rangle \quad (20d)$$

where $\langle \hat{\hat{I}}_i^2 \rangle = \langle I_i^2 \rangle$ for $i=5$ and 6.

5. NUMERICAL RESULTS

In this section, we present the curves to compare the results of no cancellation, the first-stage cancellation and second-stage cancellation system. The parameters of the laser diode with a RIN intensity noise of -150 dB/Hz and output power of 2 mW have been chosen. The photodiode sensitivity is 0.8 mA/mW and the photodiode thermal noise is 5 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$, trans-impedance of amplifier $R_{PD} = 600\Omega$ for beat-noise. The processing gain is 127 is used for CDMA signal. Fig. 3 shows the error probability versus the modulation index m . The total number of users K is 20 and the received average optical power P_o is -40 dBm. For optimal modulation index

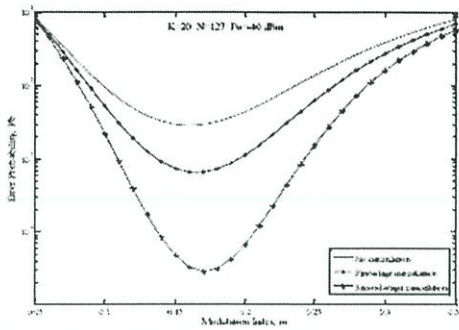


Fig.3 Error probability versus modulation index

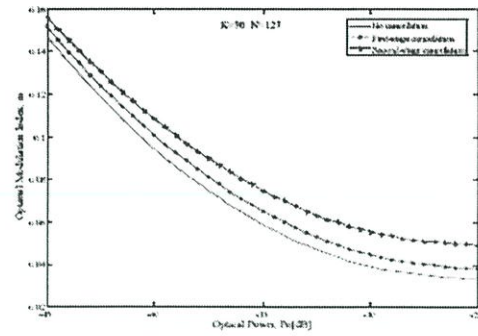


Fig.6 Optimal modulation index versus optical power

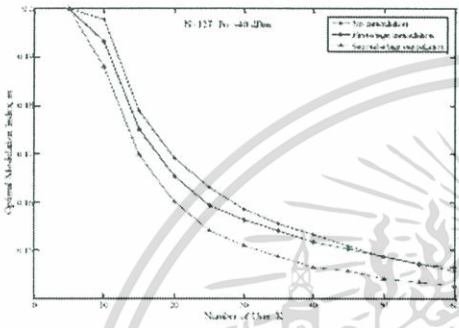
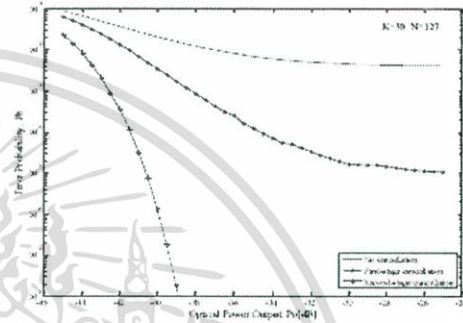
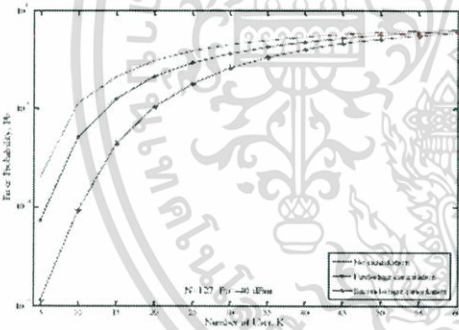


Fig.4 Optimal modulation index versus the number

Fig.7 Error probability versus the optical power
with optimal modulation indexFig.5 Error probability versus the number of the users
with optimal modulation index

equal to 0.17, the minimal error probability for no cancellation first-stage and second-stage cancellation are 5×10^{-3} , 9×10^{-4} and 5×10^{-9} , respectively. Higher and lower optimal modulation index value degrades the performance. The significant improvement of the performance is obtained by the use of the cancellation technique. Fig. 4 shows the relation of optimal modulation index and number of users. The larger number of user needs a small modulation index to reduce the nonlinear effect. For $K=40$ case, the optimal modulation index is 0.14 that is smaller than 0.17 for $K=20$ shown in Fig. 3.

Fig.5 shows the error probability as the number of users with an optimal modulation index. At the same error probability, the number of users increases largely by using the second-stage cancellation. For threshold error probability 10^{-3} gives number of users $K=35$ for second-stage cancellation which greater than no cancellation gives number of users $K=20$. Fig. 6 shows the relation of received optimal modulation index and optical power. The larger received optical power needs a small modulation index. Fig. 7 shows the error probability as the received optical power, the curves of no cancellation and the first-stage cancellation become flat as the optical power increase. It is also because of the effect of the MLI.

6. CONCLUSIONS

Two stage cancellation techniques is introduced into analysis of cancel beat noise to improved performance. Beat noise that occurs in the passband of receiver by consider amount of beat noise in a non-coherent system. It is performed at the receiver of the central station where the random ingredients of all user signals are estimated. This cancellation technique can cancel the inherent multiuser interference (MUI) in CDMA system and nonlinear distortion (NLD) in optical system. The validity of the system has been analyzed theoretically and shown by the numerical results. The second-stage cancellation offers performance greater than no cancellation about 10^{-2} of error probability for users. In case of LD nonlinearity it is necessary to select an optimal modulation

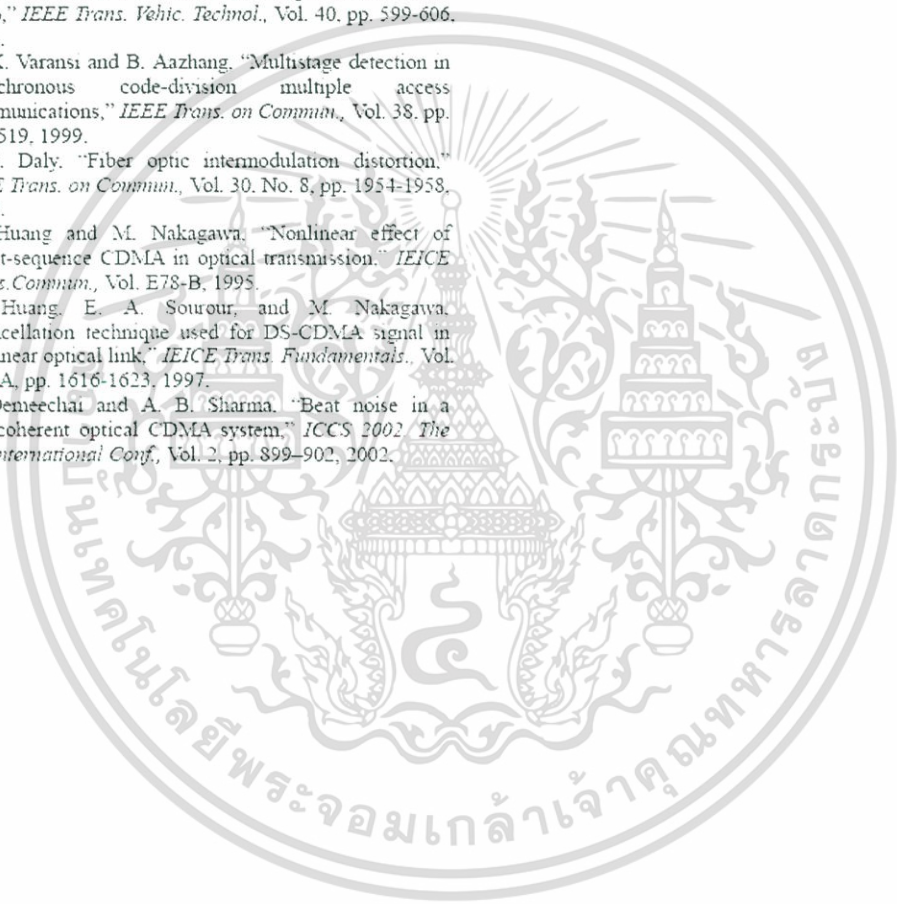
index that provides a minimum error probability. Optimal modulation index relate to the number of users and received optical power. While the larger number of user and received optical power needs a small modulation index. The results are useful for system design and performance analysis

ACKNOWLEDGMENTS

The authors would like to thank the Dr. Ponrchai Supnithi for reading and helpful discussions.

REFERENCES

- [1] L. B. Milstein, T. S. Rappaport, and R. Barghouti, "Performance evaluation for cellular CDMA," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, pp. 680-689, 1992.
- [2] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver, "On the capacity of a cellular CDMA system," *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, pp. 313-322, May 1991.
- [3] T. S. Chu, and I. M. Jacobs, "Fiber optic microcellular radio," *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, Vol. 40, pp. 599-606, 1991.
- [4] M. K. Varansi and B. Aazhang, "Multistage detection in asynchronous code-division multiple access communications," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 38, pp. 509-519, 1999.
- [5] J. C. Daly, "Fiber optic intermodulation distortion," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 30, No. 8, pp. 1954-1958, 1982.
- [6] W. Huang and M. Nakagawa, "Nonlinear effect of direct-sequence CDMA in optical transmission," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E78-B, 1995.
- [7] W. Huang, E. A. Sourour, and M. Nakagawa, "Cancellation technique used for DS-SS signal in nonlinear optical link," *IEICE Trans. Fundamentals.*, Vol. E80-A, pp. 1616-1623, 1997.
- [8] T. Demeechai and A. B. Sharma, "Beat noise in a non-coherent optical CDMA system," *ICCS 2002 The 5th International Conf.*, Vol. 2, pp. 899-902, 2002.



ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-สกุล	นายวรุฒม์ เบนอารีย์
วัน เดือน ปีเกิด	1 พฤศจิกายน 2517 จ.กรุงเทพมหานคร
การศึกษา	2539 สาขาเทคนิคคอมพิวเตอร์ สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตเทคนิคกรุงเทพฯ
2541	อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
การทำงาน	2542 ตำแหน่งวิศวกรฝึกอบรม บ.ยูไนเต็ด คอมมูนิเคชั่น จำกัด มหาชน 2543-ปัจจุบัน ตำแหน่งวิศวกร 4 บริษัท ทีไอที จำกัด (มหาชน)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้