

การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ COFDM บนช่องสัญญาณการจางหลาย
แบบหลายวิถี

PERFORMANCE ANALYSIS OF COFDM SYSTEM OVER MULTIPATH
FADING CHANNELS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของงานศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตศึกษาดุษฎี

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2548

ISBN 974-16-1896-8

การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ COFDM บนช่องสัญญาณการจางหาย
แบบหลายวิถี

PERFORMANCE ANALYSIS OF COFDM SYSTEM OVER MULTIPATH
FADING CHANNELS



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....60440
วัน,เดือน,ปี..... 29 ส.ย. 2549

.b.....
.i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2548

ISBN 974-15-1396-8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PERFORMANCE ANALYSIS OF COFDM OVER MULTIPATH FADING CHANNELS



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

2005

ISBN 974-15-1396-8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2005

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ COFDM บนช่องสัญญาณการ จางหายแบบหลายวิถี
นักศึกษา	นายจักรเพชร สุวรรณเรือง
รหัสนักศึกษา	46061240
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2548
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.สุวิพล สิริชีวกภาค

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing (COFDM) บนช่องสัญญาณการจางหายแบบหลายวิถี โดยเปรียบเทียบให้เห็นถึงผลของจำนวนบิตที่ผิดพลาด (Bit Error Rate :BER) ที่มีการเข้ารหัสแบบ Reed-Solomon (RS Code) ในระบบ 16-QAM OFDM ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ ได้กำหนดให้ค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m -fading factor) และค่าอัตราการเข้ารหัส (Code Rate) มีการเปลี่ยนแปลงค่า ไปตามอัตราการส่งข้อมูลข่าวสาร อย่างไรก็ตาม ในกรณีนี้ได้กำหนดให้ ค่าอัตราการส่งข้อมูลและผลรวมของแบนด์วิท (ค่าช่วงการป้องกัน (Guard interval) และจำนวนของคลื่นพาห่อย่อย (Sub-carrier) อยู่ในค่าที่เหมาะสม) มีค่าคงที่ ภายใต้เงื่อนไขของการพิจารณานี้ ได้แสดงถึงผลการวิเคราะห์หาสมรรถนะ ถึงค่าที่ดีที่สุด เมื่อจำนวนของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m -fading factor) และค่ารหัส RS(n,k) มีการเปลี่ยนแปลงไป สำหรับช่องสัญญาณการจางหายแบบหลายวิถีใดๆ

Thesis Title	Performance Analysis of COFDM System over Multipath Fading Channels
Student	Mr.Chugpeth Suwanruang
Student ID.	46061240
Degree	Master of Engineering
Programme	Telecommunications Engineering
Year	2005
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Suvepon Sittichivapak

ABSTRACT

This thesis, proposes the performance analysis of Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing (COFDM) system over multipath fading channels. Bit Error Rate (BER) of 16-QAM OFDM system is investigated the performance of a Reed-Solomon (RS) coded 16-QAM OFDM system is considered. In the case that the number of m -fading factor and code rate is varied the information transmission rate. However, the information transmission rate and total bandwidth expansion (due to Guard interval and number of Sub-carrier) are fixed. Under these conditions, performance results show that there are optimum numbers when m -fading factor, and RS (n,k) varies for each channel state.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงได้เป็นอย่างดี ด้วยคำแนะนำและให้คำปรึกษาเกี่ยวกับการ
เข้ารหัสในการสื่อสารการมอดูเลต และการมัลติเพล็กซ์สัญญาณจาก รองศาสตราจารย์ ดร.สุวิพล
สิทธิชีวภาค ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยมีความรู้สึกซาบซึ้งในการให้ความ
อนุเคราะห์จากท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณ คณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบัน
เทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกๆท่าน ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ให้แก่
ข้าพเจ้า ในการนำมาจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบพระคุณ คุณพ่อชวาล คุณแม่ราตรี และ คุณชนันกาญจน์ ที่ได้ให้กำลังใจ ให้ความรัก
ความอบอุ่น ช่วยเหลือทุกสิ่งทุกอย่างตลอดมา

ขอขอบคุณ บริษัท กสท โทรคมนาคม มหาชน จำกัด ที่ได้ให้ทุนในการจัดซื้อคอมพิวเตอร์ ให้
ทุนสนับสนุนการศึกษา และงานวิจัยตลอดหลักสูตร

ขอขอบคุณ นายสุทธิพัฒน์ ชนินนทพัทธ์ และนายพีรวัฒน์ สุภอมรพันธุ์ ที่คอยให้ความ
ช่วยเหลือ ในด้านวิเคราะห์ตรวจสอบรูปแบบคำแนะนำ ที่เป็นประโยชน์ต่างๆ ตลอดจน เพื่อนๆ
น้องๆ ในห้องปฏิบัติการ T-304 ทุกคนที่คอยเป็นกำลังใจในการทำวิทยานิพนธ์เสร็จสมบูรณ์

ท้ายสุดนี้ ความรู้ คุณงามความดี และคุณประโยชน์ทั้งหลายทั้งมวล ผู้วิจัยขอมอบให้แก่ผู้มี
พระคุณทุกๆท่านอย่างสุดประมาณ

จักรเพชร สุวรรณเรือง

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	3
1.4 แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	4
1.6 ขั้นตอนการศึกษา.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการสื่อสารในรูปแบบสัญญาณดิจิทัล.....	5
2.1 บทนำ.....	5
2.2 เทคนิคการมอดูเลต.....	7
2.2.1 การมอดูเลตแบบ 16-QAM.....	7
2.2.2 หลักการกำเนิดและตีเท็ทสัญญาณในระบบ QAM.....	9
2.3 เทคนิคการมัลติเพล็กซ์.....	13
2.3.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่.....	14
2.3.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา.....	15
2.3.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส.....	15
2.3.4 การมัลติเพล็กซ์แบบ โอเอฟดีเอ็ม.....	16
2.3.5 คุณสมบัติของการอโรโกนอล.....	18
2.3.6 คุณสมบัติของการอโรโกนอลในแกนความถี่.....	19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.4 การแปลงฟูรีเยร์และการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็ว.....	21
2.4.1 การแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็ว.....	21
2.4.2 การแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว.....	22
2.5 การแทรกสัญญาณลักษณะเวลาคุ่ม.....	23
บทที่ 3 การเข้ารหัสและการจำลองแบบช่องสัญญาณ.....	24
3.1 กล่าวนำ.....	24
3.2 รหัสลิเนียร์บล็อก.....	26
3.2.1 ค่าพารามิเตอร์ของรหัสลิเนียร์บล็อก.....	27
3.2.2 ความสามารถในการตรวจสอบและแก้ไขข้อผิดพลาด.....	28
3.3 รหัส BCH.....	30
3.4 รหัสรีดโซโลมอน.....	30
3.5 ทฤษฎีช่องสัญญาณแบบต่างๆ.....	34
3.5.1 ช่องสัญญาณรบกวนขาวววกเกาส์.....	34
3.5.2 ช่องสัญญาณแบบหลายวิถี.....	34
3.6 รูปแบบของการจางหาย.....	42
3.6.1 สาเหตุของการเกิดการจางหาย.....	43
3.6.2 ผลกระทบจากการเฟดดิ้งเนื่องจากการกระจายทางเวลา.....	44
3.6.3 การเฟดดิ้งแบบราบ.....	44
3.6.4 การเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่.....	46
3.7 ผลกระทบจากการเฟดดิ้งเนื่องจากการกระจายคอปเปลอร์.....	47
3.7.1 การเฟดดิ้งแบบรวดเร็ว.....	48
3.7.2 การเฟดดิ้งแบบช้า.....	48
3.8 แบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้ง.....	49
3.8.1 แบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบราบ.....	49
3.8.2 ช่องสัญญาณแบบเรย์ลี.....	49
3.8.3 ช่องสัญญาณแบบนาคากามิ.....	50
3.8.4 ช่องสัญญาณแบบลือกนอร์มอล.....	50
3.8.5 แบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่.....	51

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การวิเคราะห์และจำลองระบบ	53
4.1 รูปแบบของการจำลอง	53
4.1.1 การเข้ารหัสแบบรีดโซโลมอน	53
4.1.2 การเข้ารหัสในระบบ 16-QAM OFDM SER	56
4.1.3 แบบจำลองของภาคส่ง	56
4.1.4 แบบจำลองช่องสัญญาณ	57
4.1.5 แบบจำลองของภาครับ	58
4.2 การวิเคราะห์ค่าสมรรถนะ	59
4.2.1 การตรวจสอบและการแก้ไขข้อผิดพลาด	59
4.2.2 การถอดรหัสแก้ไขความผิดพลาด	60
4.2.3 การหาสมรรถนะในการตรวจจับความผิดพลาด	62
บทที่ 5 ผลการทดลองและการวิเคราะห์เชิงเลข	65
5.1 บทสรุปผลการทดลอง	65
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	84
เอกสารอ้างอิง	86
ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์	88
ประวัติผู้เขียน	89

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงสมรรถนะที่เปรียบเทียบสำหรับ Uncoded QAM.....	10
2.2 แสดงการเข้ารหัสเกรย์ที่เป็นแบบไบนารี 4 บิต	10
2.3 แสดงการเปรียบเทียบค่า BER เทียบกับ SNR ในระบบ OFDM ที่อยู่ในช่อง AWGN.....	14
3.1 ตัวอย่างของสภาวะบิตตรวจคู่.....	26
3.2 แสดงค่าความแตกต่างระหว่างคำรหัส.....	27
3.3 แสดงค่าตัวแปรต่างๆของ Berlekamp Algorithm.....	33
4.1 แสดงค่าผลการวิเคราะห์ของรหัสรีดโซโลมอน.....	61



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ลักษณะของการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัล	5
2.2 แสดงค่าของกลุ่มสัญญาณที่ยอมรับได้ในระบบ 16-QAM	7
2.3 แสดงลักษณะของกลุ่มสัญญาณที่เป็นรูปสี่เหลี่ยมในลักษณะของ MQAM	9
2.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการมอดูเลตแบบ MQAM	9
2.5 โครงสร้างของ 16-QAM ที่ประกอบด้วย 2QPSK	11
2.6 แสดงบล็อกไดอะแกรมที่ทำให้เกิดความเข้ากันได้กับระบบ 16-QAM	11
2.7 แสดงการมอดูเลชันของสัญญาณ I และ Q ในระบบ 16-QAM ซึ่งมีการเข้ารหัสเกรย์	12
2.8 แสดงการพล็อตสัญญาณ I และ Q ของระบบ 16-QAM ที่มีสัญญาณรบกวนเพิ่มเข้ามา	13
2.9 แสดงการแมปสัญญาณ IQ ที่มีความแตกต่างกันในระบบ 16-QAM	13
2.10 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่	15
2.11 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา	15
2.12 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส	16
2.13 การมัลติเพล็กซ์แบบ โอเอฟดีเอ็ม	18
2.14 เปรียบเทียบลักษณะของการมัลติเพล็กซ์แบบต่างๆ	18
2.15 แสดงลักษณะของสัญญาณแบบ OFDM ในช่วงโดเมนเวลา	19
2.16 แสดงค่าการตอบสนองความถี่ของสัญญาณ OFDM ในแต่ละคลื่นพาห่อย่อย	20
2.17 แสดงการแปลงฟูริเยร์ผกผันและการแปลงฟูริเยร์แบบเร็วที่เครื่องส่ง และเครื่องรับ	21
2.18 การแทรกสัญญาณสัญญาณเวลาควมในระบบ OFDM	23
3.1 แผนภาพของการรับ-ส่งสัญญาณดิจิทัล	25
3.2 การเข้ารหัสบล็อก	27
3.3 การตรวจสอบและแก้ไขความผิดพลาด	28
3.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมของรหัสรีดโซโลมอน	30
3.5 แสดงวิธีการตรวจสอบบิตและข้อมูลในรูปแบบ RS Code	31
3.6 แสดงลำดับวิธีการแบบ Polynomial บน RS Code	32
3.7 M-ary อินพุต, M-ary เอาต์พุต, ช่องสัญญาณ Systemetric Memoryless	33
3.8 การปรากฏของสัญญาณรบกวนขาวววกแบบเกาส์ที่เครื่องรับ	34
3.9 ผลตอบสนองอิมพัลซ์ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาท	35
3.10 แสดงค่า MIP (Multipath Intensity Profile) ในโดเมนเวลา	38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.11 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$	40
3.12 แบบจำลองสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยกของช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่	41
3.13 แสดงแบบจำลองช่องสัญญาณแบบหลายวิถีในสถานะต่างๆ	42
3.14 ชนิดของการเฟดดิ้งแบบต่างๆ	44
3.15 คุณลักษณะของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบราบ	44
3.16 คุณลักษณะของสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่	46
3.17 ชนิดของการเฟดดิ้งแบบต่างๆ เมื่อเป็นฟังก์ชันของ	48
4.1 บล็อกไดอะแกรมของการเข้ารหัสและการส่งผ่านข้อมูล	53
4.2 แสดงค่า pdf ของนาคากามิ เมื่อ $\Omega=1$ และเมื่อมีการเปลี่ยนค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง	58
5.1 แสดงการเข้ารหัสที่ค่า $n=7,15$ และค่า $k=4,7$ โดยทำการเปรียบเทียบค่าความน่าจะเป็นของ บิตที่จะผิดพลาดเทียบกับค่า E_b/N_0 ในขณะที่ทำการเปลี่ยนค่าตัวแปร n,k ตามลำดับ	66
5.2 แสดงค่า P_b เทียบกับ E_b/N_0 เมื่อทำการเปลี่ยนค่า $n=31,63$ และ $k=16,31$ โดยจะสังเกตได้ว่า ค่า ϵ ยิ่งมาก อัตราการแก้ไขก็จะดีขึ้นตามไปเรื่อยๆ	66
5.3 แสดงการเปรียบเทียบค่า P_b เทียบกับ E_b/N_0 เมื่อทำการเพิ่มค่า n ให้มากกว่าค่า k มากๆ จะทำ ให้ค่า P_b มากขึ้น แต่จะแก้ไขด้วยการกำหนดค่า ϵ เข้ามาช่วย	67
5.4 แสดงลักษณะของความน่าจะเป็นของการผิดพลาดบิตแบบ ไบนารีดิคิต เมื่อเทียบกับฟังก์ชัน ของอัตรา SNR เมื่อกำหนดค่า $M=2,4,8,16,32$ และ 64 ตามลำดับ	67
5.5 แสดงลักษณะของความน่าจะเป็นของความผิดพลาดสัญลักษณ์เทียบกับ SNR เมื่อทำการ เปลี่ยนค่า $M=2,4,8,16$ และ 32 ตามลำดับ	68
5.6 แสดงการเปรียบเทียบความผิดพลาดสัญลักษณ์ ระหว่างการจำลองโปรแกรมแบบมัลติคาร์ โลกับรูปแบบของทฤษฎีความน่าจะเป็นในการผิดพลาดของสัญลักษณ์ในระบบ 16-QAM เทียบกับอัตราของสัญญาณรบกวน SNR	68
5.7 เปรียบเทียบค่า P_e กับค่า SNR ก่อนถอดรหัส (before decode) และหลังถอดรหัส (post codes) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าของ n และ k	68
5.8 แสดงค่า BER (Bit Error Rate) เทียบกับ E_b/N_0 [dB] บนช่องสัญญาณนาคากามิ เมื่อทำการ เปลี่ยนค่า $m=0.5, 1, 2$ และ 4 ตามลำดับ	69
5.9 แสดงค่า P_b เทียบกับ SNR [dB] เมื่อเปลี่ยนค่า RS(7:4; 15:7; 63:31)	70
5.10 แสดงค่า P_e (Symbol Error Probability) เมื่อเปลี่ยนค่า $n=7,15,31,k=4$ และ $m=1$	71
5.11 แสดงค่า P_e (Symbol Error Probability) เมื่อเปลี่ยนค่า $n=31, k=4,7,15$ และ $m=1$	71

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.12 แสดงค่า P_e (Symbol Error Probability) เมื่อเปลี่ยนค่า $n=15,31,63$, $k=7$ และ $m=2$	72
5.13 แสดงค่า P_e เทียบกับ SNR เมื่อเปลี่ยนค่า $n=15,31,63$, $k=4,7,31$ และ $m=0.5$	72
5.14 แสดงค่า P_e เทียบกับ SNR เมื่อเปลี่ยนค่า $n=63,127,108$, $k=31,64,53$ และ $m=5$	73
5.15 แสดงค่า P_e เทียบกับ SNR เมื่อเปลี่ยนค่า $n=7,15,31,63,127,108$, $k=4,7,16,31,64,53$ และเมื่อทำการเปลี่ยนค่า $m=0.5$	74
5.16 แสดงค่า P_e เทียบกับ SNR เมื่อเปลี่ยนค่า $n=63,127,108$ $k=31,64,31$ และ $m=1$	64
5.17 แสดงค่า P_e เทียบกับ SNR เมื่อเปลี่ยนค่า $n=15,63,108$ $k=4,7,31$ และ $m=2$	75
5.18 แสดงค่า P_e เทียบกับ SNR เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า $m=0.5,1$ และ 3 โดยที่ค่ารหัส RS(7,4)	76
5.19 แสดงค่า P_e เทียบกับ SNR เมื่อเปลี่ยนค่า $n=7,15,63$, $k=4,7,31$ และ $m=0.5$	76
5.20 แสดงค่า P_e เทียบกับ SNR เมื่อเปลี่ยนค่า $n=63,127,108$, $k=31,64,53$ และ $m=5$	77
5.21 เปรียบเทียบค่าก่อนดีเท็คท์กับหลังดีเท็คท์เมื่อเปลี่ยนค่ารหัสเป็น RS(7,4: 15,7: 63,31)	78
5.22 แสดงค่า P_e เทียบกับ SNR เมื่อเปลี่ยนค่า $n=7,15,63$, $k=4,7,31$ และ $m=10$	78
5.23 แสดงค่า P_e เทียบกับ SNR เมื่อเปลี่ยนค่า $n=7,15,63$, $k=4,7,31$ และ $m=20$	79
5.24 แสดงค่า P_e เทียบกับ SNR เมื่อเปลี่ยนค่า $m(0.5,1,3)$ และค่า RS(7,4;31,16;31,11)	80
5.25 แสดงค่า P_e เทียบกับ SNR เมื่อเปลี่ยนค่า m และ k โดยให้ค่า n คงที่ (fixed)	80
5.26 แสดงค่า P_e เทียบกับ SNR เมื่อเปลี่ยนค่า n โดยให้ค่า k และ m คงที่ (fixed)	81
5.27 แสดงค่า P_e เทียบกับ SNR เมื่อเปลี่ยนค่า n โดยให้ค่า k และ m คงที่ (fixed)	81
5.28 แสดงค่า P_e เทียบกับ SNR เมื่อใช้การแก้ไขความผิดพลาด (error-correcting check) ที่ค่า t ต่างๆกัน	82
5.29 แสดงค่า P_e เทียบกับ SNR เมื่อใช้การแก้ไขความผิดพลาด (error-correcting check) ที่ค่า $t=3$ และ $m=0.5,1,3$ ตามลำดับ	83
5.30 แสดงค่า P_e เทียบกับ SNR เมื่อทำการแก้ไขความผิดพลาด ที่ค่า $n=7,15,63$ และ $k=5,8,42$ เมื่อ ค่า $t=1,3$ และ 10 ตามลำดับ	83

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในอนาคตรหัสโลกนี้ ความต้องการของระบบการสื่อสารไร้สาย เช่น โทรศัพท์เคลื่อนที่ ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย จะเปลี่ยนไปอยู่ในรูปแบบของการสื่อสารที่เป็นลักษณะ มัลติมีเดียเคลื่อนที่ (Mobile Multimedia) หรือระบบเครือข่ายไร้สายที่มีความเร็วในการส่งข้อมูลสูง ซึ่งปัญหาที่เกิดขึ้นตามมาของการส่งผ่านข้อมูลความเร็วสูงผ่านช่องสัญญาณวิทยุคือ เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ISI:Inter-Symbol Interference) และเกิดการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณด้วยกันเอง (ICI:Inter-Channel Interference) ซึ่งเกิดขึ้นเนื่องมาจากการเกิดมัลติพาสเฟดดิ้ง ส่งผลให้สมรรถนะของระบบมีค่าต่ำลง เนื่องจากสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับนั้น จะมีทั้งสัญญาณที่เป็นแบบทางตรง (Line Of Sight : LOS) และเป็นสัญญาณที่เกิดจากการสะท้อนกับวัตถุต่างๆ ตามเส้นทางที่สัญญาณวิทยุได้นำทางมา ทำให้สัญญาณที่รับได้มีหลายๆสัญญาณที่เกิดการหน่วงเวลาไป (Delay Time) อีกทั้งขณะที่มีปรากฏการณ์ที่เรียกว่า “ปรากฏการณ์เฟดดิ้งแบบหลายวิถี (Multipath Fading Effect)” เกิดขึ้น ซึ่งผลจากการเกิดปรากฏการณ์นี้ทำให้การรับส่งสัญญาณเกิดความผิดพลาดขึ้น

เทคนิคการส่งสัญญาณแบบ โอเอฟดีเอ็ม (OFDM:Orthogonal Frequency Division Multiplexing) คือรูปแบบของการสื่อสารแบบหนึ่ง ที่สามารถแก้ปัญหาที่กล่าวมาข้างต้นได้ เนื่องจากระบบ โอเอฟดีเอ็ม เป็นระบบที่สามารถทนทานต่อการเกิดมัลติพาสเฟดดิ้ง สามารถส่งผ่านข้อมูลด้วยอัตราความเร็วสูงมาก เมื่อเทียบกับระบบอื่นๆ อีกทั้งยังใช้ย่านความถี่ที่มีอยู่ให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุด โดยระบบ โอเอฟดีเอ็ม จะทำการกระจายข้อมูลที่มีความเร็วสูง ให้เป็นชุดข้อมูลหลายๆชุดที่มีความเร็วต่ำลง ด้วยการแปลงข้อมูลจากอนุกรมมาเป็นขนาน แล้วส่งผ่านช่องสัญญาณย่อยๆ (Sub-channel) จำนวนมากๆ ทำให้ช่วงเวลาของแต่ละสัญลักษณ์มีช่วงเวลากว้างขึ้นทำให้สามารถลดการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ และการแทรกสอดระหว่างช่องสัญญาณ ที่มีสาเหตุมาจากมัลติพาสเฟดดิ้งได้ แต่ถึงแม้ว่าการส่งผ่านข้อมูลแบบ โอเอฟดีเอ็ม จะให้ค่าสมรรถนะของระบบที่ดีภายใต้สภาวะแวดล้อมแบบมัลติพาสเฟดดิ้ง เมื่อเทียบกับระบบที่มีการส่งแบบคลื่นพาห์เดี่ยว (Single carrier) แต่ภายใต้สภาวะของการเกิดการเฟดดิ้งอย่างรวดเร็ว นั้น จะทำให้สัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับของแต่ละช่องสัญญาณย่อยนั้น จะมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้าง ซึ่งส่งผลต่อระบบให้มีสมรรถนะที่ต่ำลง

จากการทดสอบโดยการนำเอาระบบการมอดูเลตแบบ COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ซึ่งเป็นการส่งสัญญาณในระบบของดิจิตอลทีวี (DTV) โดยถือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นการทดลองเบื้องต้นที่ได้ดำเนินการไปแล้ว ปรากฏว่ายังพบปัญหาที่เกิดจากการสะท้อนของสัญญาณจากหลายทิศทาง (Multipath Fading) โดยเฉพาะอย่างยิ่งในย่านการส่งที่มีค่าอัตราการส่งสัญญาณสูงๆ เช่น 16-QAM และ 64-QAM เป็นต้น ซึ่งปัญหานี้ยังส่งผลไปถึงระบบการรับส่งสัญญาณแบบเคลื่อนที่อีกด้วย โดยจะก่อให้เกิดความผิดพลาดของข้อมูลเฉพาะส่วนของบิตข้อมูลที่ทำกรส่งออกไป อาจจะทำให้เกิดปัญหาในการส่งข้อมูลไปผิดที่หรือเกิดการสูญหายของข้อมูลได้ เพื่อเป็นการแก้ปัญหาความผิดพลาดของข้อมูลจากช่องสัญญาณ จึงมีการเข้ารหัสช่องสัญญาณเข้าไปในระบบ โอเอฟดีเอ็ม ซึ่งในที่นี้จะรวมเรียกว่า ระบบซีโอเอฟดีเอ็ม (COFDM)

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

เนื่องจากสภาวะแวดล้อมที่เป็นจริง จะเกิดปรากฏการณ์เฟดดิ้งแบบหลายวิถี ที่มีลักษณะแตกต่างกันออกไป ความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในการรับส่งข้อมูลก็จะแตกต่างกันไปด้วย วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงทำการวิเคราะห์หาผลกระทบที่เกิดขึ้น ในการรับส่งข้อมูลเมื่อมีการเข้ารหัสแบบรีดโซโลมอนบนช่องสัญญาณที่เกิดปรากฏการณ์เฟดดิ้งแบบหลายวิถี โดยในวิทยานิพนธ์นี้ จะใช้ช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคาгами และทำการวิเคราะห์หาสมรรถนะของระบบโดยรวม ในการมอดูเลตแบบ 16-QAM และมีการมัลติเพล็กซ์สัญญาณ ในลักษณะของการตั้งฉากกัน (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ซึ่งเป็นการส่งสัญญาณที่ถูกคิดค้นขึ้น เพื่อลดผลกระทบเนื่องจากปรากฏการณ์เฟดดิ้งแบบหลายวิถี ในการศึกษาี้ จะแบ่งออกเป็น

1.2.1 ศึกษาการทำงานของระบบ OFDM เพื่อป้องกันการเกิดการจางหายของสัญญาณและป้องกันการเกิดสัญญาณรบกวนต่างๆ เช่น (ISI, ICI) ที่เกิดขึ้นในระบบ

1.2.2 ศึกษาเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณในระบบ 16-QAM OFDM ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของมาตรฐานการส่งสัญญาณในระบบดิจิตอลทีวี (DTV)

1.2.3 ศึกษาเทคนิคการเข้ารหัสแบบรีดโซโลมอน ในการพิจารณาประสิทธิภาพของระบบด้านค่าอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูล เปรียบเทียบกับอัตราของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ที่ภาคก่อนถอดรหัส (Before decoding) และภาคหลังการถอดรหัส (Post decoding) ซึ่งได้ทำการหาค่าการแก้ไขความผิดพลาด (Error correcting) และหาค่าระยะทางต่ำสุด (Minimum distance) โดยทำการประมาณค่าที่ดีที่สุดและต่ำสุด ในการถอดรหัสและแก้ไขความผิดพลาดของสัญญาณ

1.2.4 ศึกษาการทำงานของช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคาгами ซึ่งเป็นผลที่ได้จากการทำการทดลอง โดยค่า (m) เป็นตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ที่มีค่าเทียบได้กับค่าการจางหายแบบต่างๆ โดยที่มีการพิจารณาค่าอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูล เมื่อถูกส่งไปบนช่องสัญญาณการจางหายแบบหลายวิถี (Multipath Fading) เพื่อทำการเปรียบเทียบกับอัตราการผิดพลาดของข้อมูล

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

เนื่องจากการส่งสัญญาณแบบ OFDM เป็นการส่งสัญญาณที่ถูกคิดค้นขึ้น เพื่อให้ทนทานต่อปรากฏการณ์เฟดดิ้งแบบหลายวิถี โดยเมื่อเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณย่อย (Sub-channel) ให้มีค่ามากขึ้น สัญญาณที่ส่งก็จะมีความทนทานต่อการเฟดดิ้งได้มากขึ้น นั่นหมายความว่า ความผิดพลาดที่เกิดขึ้น ในการรับสัญญาณข้อมูลน่าจะมีค่าลดลง เมื่อมีการเพิ่มจำนวนของช่องสัญญาณย่อย

เมื่อทำการส่งบิตข้อมูลผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคาгами อัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้ควรจะมีค่ามากขึ้น เนื่องจากผลของการจางหายของสัญญาณที่เกิดขึ้น โดยที่ในช่องสัญญาณแบบนาคาгами เมื่อตัวแปรเสริม (m) ของการจางหายมีค่าเป็น 0.5 จะเกิดการจางหายที่รุนแรงที่สุด ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้ควรจะมีค่าเพิ่มมากขึ้นด้วย

1.4 แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

เนื่องจากปรากฏการณ์เฟดดิ้งที่เกิดขึ้นในการส่งสัญญาณข้อมูล จะเปลี่ยนแปลงไปตามสภาพแวดล้อมโดยรอบ ซึ่งเราสามารถทำการจำลองได้ โดยใช้แบบจำลองของช่องสัญญาณ (Channel Model) โดยปกติแล้วแบบจำลองของช่องสัญญาณที่มีการใช้งานกัน ไม่ว่าจะเป็นแบบเรย์ลี (Rayleigh) แบบล็อกนอร์มอล (Lognormal) ฯลฯ จะสามารถใช้จำลองสภาพของช่องสัญญาณแบบหนึ่งๆเท่านั้น โดยในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะใช้แบบจำลองของช่องสัญญาณนาคาгами ซึ่งจะสามารถใช้จำลองสภาพของช่องสัญญาณได้หลายๆแบบ โดยการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ m ในสมการนาคาгами เช่น เมื่อกำหนดค่าให้ m มีค่าเท่ากับ 1 ช่องสัญญาณจะมีลักษณะเหมือนช่องสัญญาณแบบเรย์ลี เป็นต้น เพราะฉะนั้นจึงได้นำเอาข้อดีตรงจุดนี้มาใช้ในการจำลองแบบช่องสัญญาณในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จากแนวคิดที่นำมาใช้ศึกษาเพื่อ

1.4.1 ศึกษาคุณสมบัติของการเข้ารหัสรีดโซโลมอน ในระบบ 16-QAM OFDM

1.4.2 ทำการจำลองแบบช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคาгами และหาค่าอัตราความผิดพลาดที่ได้จากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่จำลองแบบขึ้น

1.4.3 สรุปผลการศึกษา และหาสมรรถนะโดยรวมของระบบด้วยค่าอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ใช้ส่งผ่านไป ในช่องสัญญาณการจางหายที่จำลองแบบขึ้นมา

1.5 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์เล่มนี้ ได้นำเสนอการวิเคราะห์หาสมรรถนะโดยรวมของระบบ ในด้านอัตราบิดผิดพลาดในการดีเทคข้อมูลและถอดรหัส ที่เป็นแบบเลขฐานสองเนื่องจากมีความถูกต้องของข้อมูลมากกว่ารูปแบบอื่น และเป็นรูปแบบมาตรฐานของการส่งข้อมูลโดยใช้เทคนิคการมอดูเลตเชิงเลขทางเฟส เนื่องจากเหตุผลทางด้านข้อจำกัด ด้านแบนด์วิคท์ของช่องสัญญาณและกำลังงาน ในระบบของการสื่อสาร ช่องสัญญาณที่เกิดการเฟดดิ้ง จะมีผลทำให้สมรรถนะของระบบลดลง ในวิทยานิพนธ์นี้ จะใช้แบบจำลองเฟดดิ้งแบบนาคากามิ เนื่องจากเป็นแบบจำลองที่มีความเหมาะสม คือเป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลอง สามารถอธิบายการจางหายของคลื่นแบบหลายวิถีได้ สามารถอธิบายสภาพแวดล้อมในเมือง ชนบท และเหมาะกับการสื่อสารแบบไร้สาย นอกจากนี้ยังสามารถอธิบายแบบจำลองแบบอื่นๆ ได้ เช่น กรณีที่ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเท่ากับ 0.5 สามารถอธิบายการแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว ถ้าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเท่ากับ 1 สามารถอธิบายการแจกแจงแบบเรย์ลี และถ้าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเข้าใกล้อนันต์ ก็คือสถานะที่ไม่มีการผิดเพี้ยนของช่องสัญญาณ

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

ในขั้นตอนต่อมาเป็นการนำผลการวิเคราะห์เชิงเลขที่ได้ มาพล็อตเป็นกราฟโดยใช้โปรแกรม MATLAB เพื่อตรวจสอบสมมติฐานและเปรียบเทียบวิธีการที่ผู้วิจัยนำเสนอในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ มีขั้นตอนการศึกษาดังต่อไปนี้

1.6.1 เริ่มจากการศึกษาหลักการเข้ารหัสของรีโซโลมอน การมอดูเลตแบบ 16-QAM และการมัลติเพล็กซ์สัญญาณออร์โธโกนอล (OFDM) ซึ่งในหลักการนี้เป็นรูปแบบของวิธีการส่งสัญญาณของระบบดิจิตอลทีวี (DTV) ที่มีรูปแบบของการเข้ารหัสสัญญาณเป็น COFDM

1.6.2 ทำการจำลองแบบช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ เปรียบเทียบการหาอัตราการผลิตของสัญญาณ (Pe) เทียบกับ E_b/N_0 [dB]

1.6.3 สรุปและวิเคราะห์ผลที่ได้ จากการจำลองแบบการทำงานของระบบโดยรวม ซึ่งโปรแกรมที่ใช้ในการจำลองแบบคือ Matlab โดยทำการวิเคราะห์และหาอัตราการผิดพลาดที่ฝั่งภาครับเป็นหลัก โดยแบ่งออกเป็น ภาคก่อนถอดรหัส (Before decoding) และหลังถอดรหัส (Post decoding)

เมื่อทำการแม็ปสัญญาณที่เป็นลำดับ ในรูปแบบของดิจิตอล $\{a_n\}$ ให้ไปอยู่ในรูปแบบของ waveform ที่ถูกทำการควบคุมสัญญาณหลังจากทำการส่งสัญญาณออกไปแล้ว สัญญาณในช่วงคาบของเวลาใดๆที่ขึ้นอยู่กับรูปฟอร์มของสัญญาณอันก่อน หรือสัญญาณอื่นๆก่อนหน้าที่จะถูกส่งออกไป โดยที่การมอดูเลตแบบนี้จะเรียกว่า แบบมีความจำ (memory) [14] อย่างไรก็ตามเมื่อทำการแม็ปสัญญาณ $\{a_n\}$ ไปอยู่ในรูปของ $\{s_m(t)\}$ ก็จะเป็นการเนิการที่ปราศจากการควบคุมสัญญาณที่ถูกส่งออกไปก่อนนี้ ซึ่งในทำนองเดียวกันลักษณะของการมอดูเลตแบบนี้จะเรียกว่า แบบไม่มีความจำ (memory less) ในเนื้อหา นี้ ลักษณะการมอดูเลตจะแบ่งออกเป็น 2 แบบคือ แบบเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น เช่นเดียวกับระบบอื่นๆที่มีลักษณะคล้ายคลึงกัน ความเป็นเชิงเส้นของวิธีการมอดูเลตนั้น จำเป็นที่จะต้องให้หลักการของ Superposition ในการนำมาประยุกต์ใช้กับการแม็ปสัญญาณลำดับแบบดิจิตอล เพื่อให้เกิดความต่อเนื่องของรูปแบบสัญญาณ ส่วนในเรื่องของการมอดูเลตแบบไม่เป็นเชิงเส้นนั้นมีความชัดเจนอยู่แล้ว จึงไม่นำเอาวิธีการของ Superposition มาประยุกต์ใช้ โดยส่วนมากแล้ววิธีการมอดูเลตสัญญาณจะถูกแสดงอยู่ในรูปของสมการดังนี้ [14]

$$s(t) = \text{Re} \{ a(t) e^{j2\pi f_c t} \} \quad (2.2)$$

เมื่อ $\text{Re} \{ \cdot \}$ ถูกกำหนดให้เป็นส่วนจำนวนจริง (real part) ของ $\{ \cdot \}$ สัญญาณที่ถูกนำมาทำการมอดูเลตกับสัญญาณ $a(t)$ ก็จะเรียกว่า Complex envelope ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้ว $s(t)$ โดยหลักการทั่วไปแล้ว สัญญาณใดๆที่อยู่ในรูปของ Complex-valued ก็อาจทำการขยายผลได้เป็น

$$a(t) = x(t) + jy(t) = A(t) e^{j\theta(t)} \quad (2.3)$$

เมื่อ

$$A(t) = \sqrt{x^2(t) + y^2(t)} \quad (2.4)$$

และ

$$\theta(t) = \tan^{-1} \frac{y(t)}{x(t)} \quad (2.5)$$

ดังนั้นจะได้เป็น

$$s(t) = \text{Re} \left\{ a(t) e^{j[2\pi f_c t + \theta(t)]} \right\} \quad (2.6)$$

โดยที่สัญญาณ $a(t)$ เป็น Envelope ของ $s(t)$ และ $\theta(t)$ ซึ่งเป็นเฟสของ $s(t)$ ในรูปแบบการกระจายเสียงของระบบ DTV สัญญาณคลื่นพาห้จะเป็นแบบ sinusoid และจะมีการปรับที่คุณสมบัติของขนาด (amplitude) หรือปรับทางเฟส (phase) แทน ในที่นี้จะต้องรู้ค่าความถี่ปานกลางหรือคลื่นความถี่ย่านวิทยุ (IF or RF) ในการมอดูเลตแบบแบนด์พาส ด้วยหลักการของเหตุผลที่ว่าจะต้องทำการมอดูเลต โดยทำให้เป็นสัญญาณ IF ให้อยู่ในรูปสัญญาณเบสแบนด์ที่มีการเข้ารหัสเป็นแบบ

MPEG-2 ซึ่งเป็นสัญญาณที่ต้องการให้อยู่ในรูปของสเปกตรัม เพื่อให้ได้รูปแบบของสัญญาณตามนี้

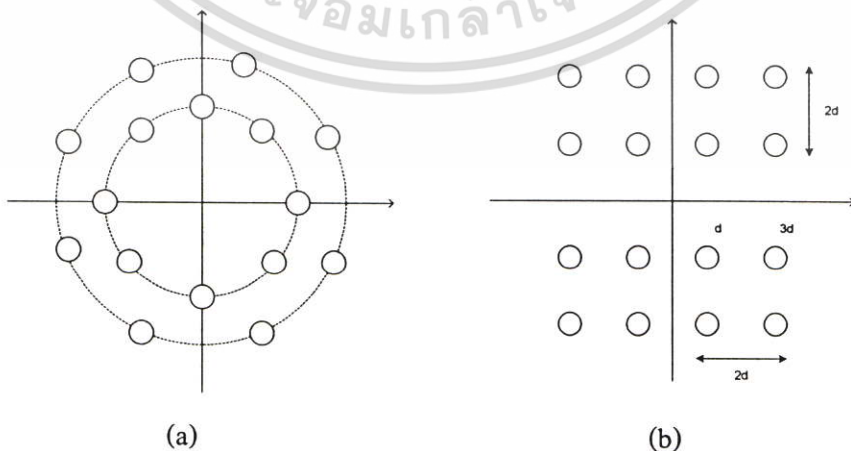
- [14]
1. รูปแบบสัญญาณจะต้องสอดคล้องกันตามคุณสมบัติของการส่งผ่านทางช่องสัญญาณ
 2. สัญญาณจะถูกรวมกันในรูปแบบของ FDM และลำดับย่อยๆลงมาก็จะถูกส่งออกไปใช้ร่วมกับช่องสัญญาณอื่นๆ เช่น สายเคเบิลหรือดาวเทียม เป็นต้น
 3. สัญญาณคลื่นวิทยุจะอยู่ในรูปของสเปกตรัม จะถูกปรับแอมพลิจูดและการแทรกสอดระหว่างผลต่างของระบบที่มีการเก็บค่าระดับต่างๆที่สามารถยอมรับได้
- โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงเทคนิคการมอดูเลตที่จะนำไปใช้ในระบบของ DTV

2.2 เทคนิคการมอดูเลต

คำจำกัดความและคำตัวแปรหลักๆ ในการมอดูเลตแบบ QAM นั้นจะทำการแบ่งค่าตัวแปรคลื่นพาห่ออกเป็น 2 แบบคือ มอดูเลตทางขนาด (amplitude) และการมอดูเลตทางเฟส (phase) ซึ่งค่าที่เปลี่ยนแปลงไปจะเกิดขึ้นในช่วงเวลาที่เกี่ยวเนื่องกันไป เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าของสัญญาณการมอดูเลต ในส่วนนี้จะได้อธิบายถึงคุณสมบัติโดยทั่วไปของระบบ QAM และวิธีการในการรวมตัวกันของสัญญาณที่เกิดขึ้นพร้อมๆกันในเวลาเดียวกัน ซึ่งหลักการนี้สามารถนำไปใช้งานบนระบบ DVB ได้ดังเช่น DVB-T, DSNG และระบบ DVB-C [14]

2.2.1 การมอดูเลตแบบ 16-QAM

จุดที่เห็นชัดเจนในการรวมกันทั้งทางด้านเฟสและขนาด ซึ่งอาจจะอยู่ในรูปของสัญญาณ PSK หรือ ASK โดยค่าที่ได้ อาจจะมีจำนวนใหญ่กว่า กลุ่มของสัญญาณที่มีความเป็นไปได้ ยกตัวอย่างดังเช่น รูปที่ 2.2 ซึ่งจะมีอยู่ 2 ค่าที่สามารถยอมรับได้สำหรับระบบ 16-QAM แต่โดยทั่วไปจะถูกออกแบบให้ทุกๆระบบมีความซับซ้อนขึ้นในกลุ่มของสัญญาณ เพื่อให้เกิดความเหมาะสมตามความต้องการของลักษณะการใช้งาน



รูปที่ 2.2 แสดงค่าของกลุ่มสัญญาณที่ยอมรับได้ในระบบ 16-QAM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการออกแบบกลุ่มสัญญาณของระบบ QAM [14] จะต้องทำการพิจารณาถึงข้อต่อไปนี้

1. พิจารณาถึงค่าระยะทางต่ำสุดของ Euclidian ท่ามกลางเฟสของสัญญาณ ซึ่งมีการกำหนดให้มีการหลีกเลี่ยงสัญญาณรบกวนในการที่จะทำให้ระบบมีความซับซ้อน
2. ค่าเฟสที่ต่ำสุดในการหมุนรอบจุด Constellation ซึ่งสามารถกำหนดให้มีความยืดหยุ่นเพื่อให้สัญญาณสอดคล้องกันได้ และมีการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณด้วย
3. ค่าเฉลี่ยสูงสุดของกำลังงานเฟส ซึ่งกำหนดให้มีการป้องกันความผิดพลาดได้ ในลักษณะที่มีอัตราความผิดพลาดของรูปสัญญาณในการกระจายผ่านทางช่องสัญญาณ และจะต้องมีกำลังงานย้อนกลับเพียงพอต่อการกำจัดสัญญาณที่มีรูปร่างผิดเพี้ยนไปจากเดิม
4. การกระจายของสัญญาณรบกวน ยังคงเป็นคุณสมบัติที่มีอยู่ในช่องสัญญาณนั้นๆ

ค่าต่างๆจะถูกแสดงในลักษณะของรูปสี่เหลี่ยม ดังแสดงในรูปที่ 2.2 (a) ซึ่งเป็นจุดที่ดีที่สุดของช่องสัญญาณแบบเกาส์เซียน ในส่วนของการหาค่าคุณสมบัติที่เหมาะสม ของรูปแบบสี่เหลี่ยมของระบบ 16-QAM นั้น จะนำเอาวิธีการของเรขาคณิตมาประยุกต์ใช้ เพื่อจะหาค่าต่ำสุดของการหมุนท่ามุมและเฟส ดังสมการ

$$\theta_{\min} = 26.5^{\circ} \quad (2.7)$$

เมื่อค่าต่ำสุดของ Euclidian จะอยู่ระหว่างค่าของเฟสคือ

$$d_{\min} = 2d \quad (2.8)$$

โดยที่เรารู้ค่ากำลังงานของเฟส ที่ประกอบด้วย (x,y) สามารถคำนวณได้เป็น

$$E = x^2 + y^2 \quad (2.9)$$

เมื่อค่าเฉลี่ยของกำลังงานเฟสที่เป็นรูปฟอร์มสี่เหลี่ยมของระบบ 16-QAM คือ

$$E_0 = \frac{1}{16} [4(d^2 + d^2) + 8(9d^2 + d^2) + 4(9d^2 + 9d^2)] = 10d^2 \quad (2.10)$$

จะได้ค่ากำลังงานสูงสุดของกลุ่มสัญญาณเป็น

$$E_{\text{peak}} = 9d^2 + 9d^2 = 18d^2 \quad (2.11)$$

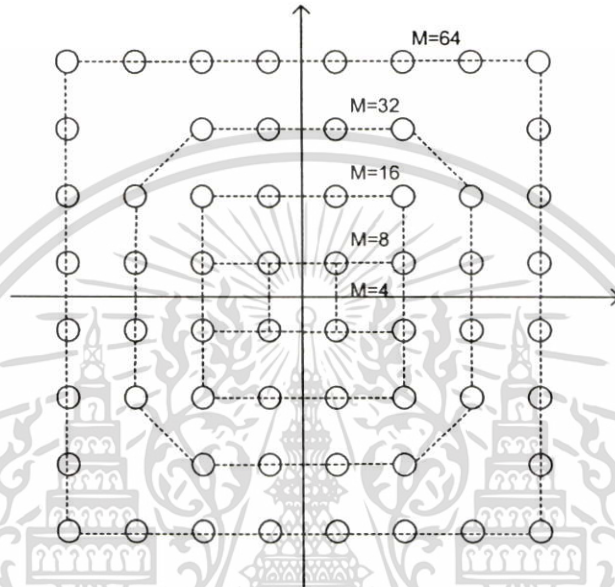
ดังนั้นจะได้ค่าเฉลี่ยของอัตรากำลังงานเป็น

$$r = \frac{E_{\text{peak}}}{E_0} = \frac{18d^2}{10d^2} = 1.8 \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของรูปแบบ Constellation ที่เป็นสี่เหลี่ยมแบบเป็นลำดับขั้นนั้น บางครั้งจะไม่สามารถสร้างได้ในส่วนค่า Odd-bit ของค่า $M=2^{2k+1}$, $k=1,2,\dots$ ดังรูปที่ 2.3

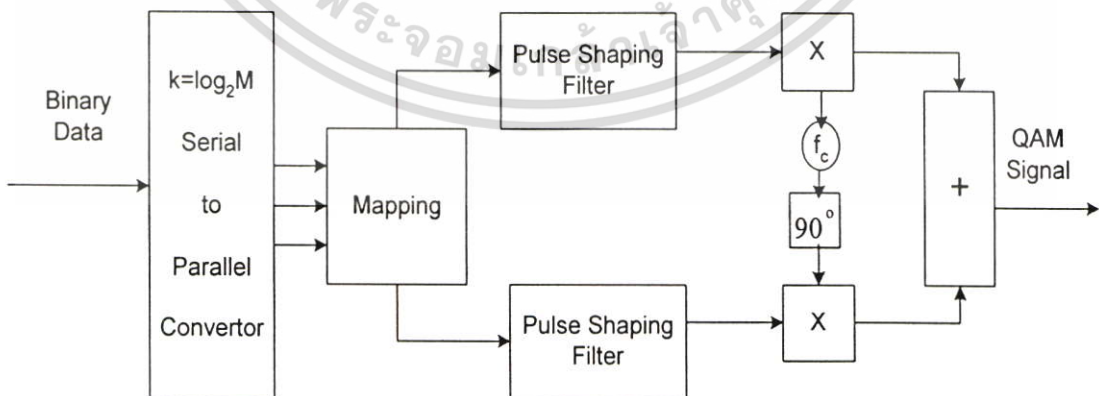
ในกรณีของ 32-QAM สามารถกำหนดค่าของเฟส ที่ประกอบด้วยกำลังงานสูงสุดที่ไม่ได้นำไปใช้ ในการหาอัตราค่าสูงสุดเฉลี่ยในการลดรูปสัญญาณ อย่างไรก็ตามยังไม่มีกรอบรับสำหรับการแมปค่าของรหัสเกรย์ สำหรับโครงสร้างของกลุ่มข้อมูลด้วย ดังนั้นจึงขาดลักษณะของการเข้ารหัสแบบรวมกัน และเทคนิคการมอดูเลตจะต้องนำมาพิจารณาเช่นกัน



รูปที่ 2.3 แสดงลักษณะของกลุ่มสัญญาณที่เป็นรูปสี่เหลี่ยมในลักษณะของ M-QAM

2.2.2 หลักการกำเนิดและดีเท็คสัญญาณในระบบ QAM

บล็อกไดอะแกรมของการมอดูเลตชนิด M-QAM ดังแสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการมอดูเลตแบบ M-QAM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทำงานเดียวกันกับการมอดูเลตแบบ MPSK ข้อมูลไบนารีทางด้านอินพุตจะถูกส่งผ่านเข้าไปในลักษณะของสัญญาณ $k=\log_2 M$ (บิต) โดยทำการแปลงจากอนุกรมเป็นขนาน สัญญาณในรูปแบบขนานจะถูกส่งผ่านเข้าไปทำการแม็ปข้อมูล ซึ่งจะมีการสร้างในลักษณะของ 1 ต่อ 1 ที่มีการตอบสนองระหว่างไบนารีอินพุต และจุดที่มีผลตอบสนองของข้อมูลนั้นๆ ในที่นี้จะกระทำอยู่ในส่วนของวงจร Pulse Shaping Filter ตามรูปที่ 2.4 และทำการเพิ่มค่าของการแปลงข้อมูล เพื่อจะทำการมอดูเลตกับคลื่นพาห์ โดยปกติสัญญาณ Pulse shaped จะถูกทำการ Over sampled ในการที่จะแปลงค่าจากดิจิทัลเป็นอนาล็อก (D/A) และสัญญาณจะถูกทำให้เรียบขึ้น โดยมีค่าที่เกี่ยวข้องกันดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 แสดงสมรรถนะที่เปรียบเทียบสำหรับ Uncoded QAM [14]

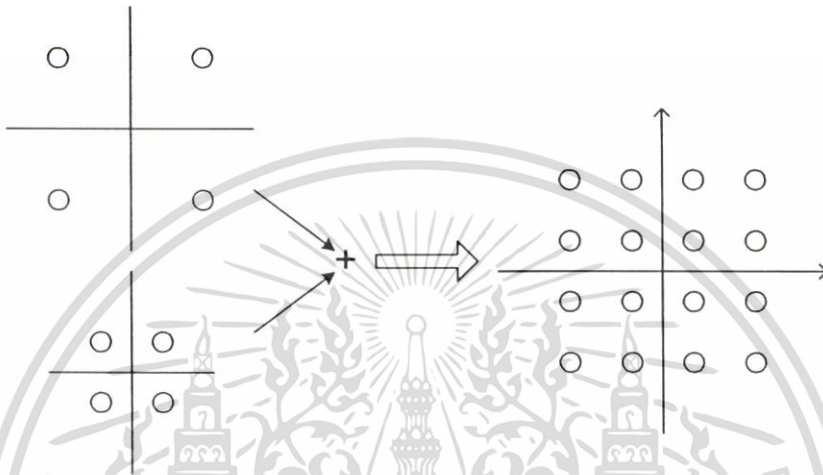
No.	Modulation	E_b/N_0 loss for BER= 10^{-2}	Spectral Efficiency (bit/s/Hz)
1.	BPSK	0dB	1
2.	QPSK	0dB	2
3.	16QAM	3.98dB	4
4.	64QAM	8.45dB	6

ดังนั้นวิธีการทำฟิลเตอร์ (Filter) ในอนาคตจะเป็นการแปลง D/A ในลักษณะที่จะต้องทำการลบบรรยากาศของช่วงรอยต่อ (aliasing error) ของสัญญาณที่ซ้อนทับกัน ที่มีค่าความผิดพลาดอยู่ ออกก่อน (ด้วยเหตุนี้จึงเป็นไปตามอัตราส่วนของการ Over sampling) อย่างไรก็ตามในการทำฟิลเตอร์จะใช้ความสัมพันธ์กันโดยวิธีอย่างง่าย

ตารางที่ 2.2 แสดงการเข้ารหัสเกรย์ที่เป็นแบบไบนารี 4 บิต

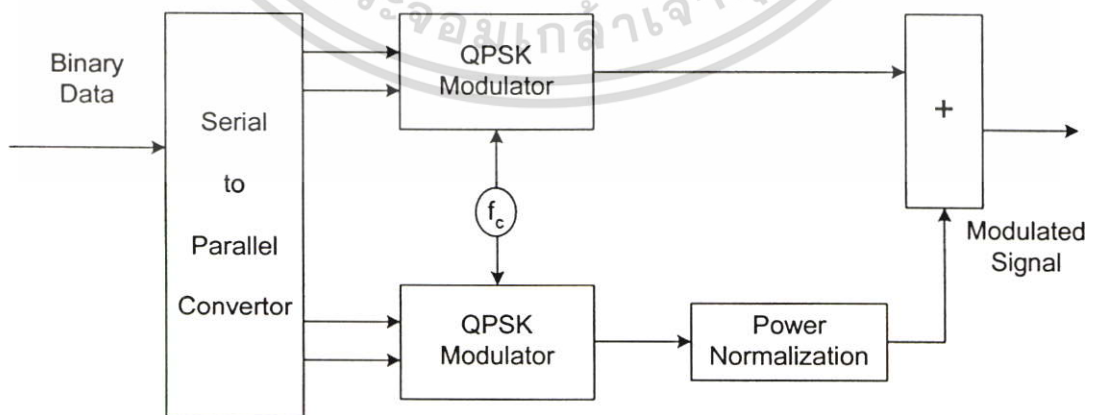
Decimal	Gray Coding	Decimal	Gray Coding
0	0,0,0,0	8	1,1,0,0
1	0,0,0,1	9	1,1,0,1
2	0,0,1,1	10	1,1,1,1
3	0,0,1,0	11	1,1,1,0
4	0,1,1,0	12	1,0,1,0
5	0,1,1,1	13	1,0,1,1
6	0,1,0,1	14	1,0,0,1
7	0,1,0,0	15	1,0,0,0

ส่วนในวิธีการที่กลับกัน สำหรับการกำเนิดสัญญาณ M-QAM คือเป็นที่รู้แล้วว่า กำหนดให้มีการสมมติค่า QAM ขึ้นมาดังแสดงในรูปที่ 2.5 สำหรับกรณีนี้จะกำหนดให้เป็น 16-QAM signaling แทน ในโคออร์เดเนทของ Constellation แบบ 16-QAM นี้ จะถูกสร้างให้เป็นในลักษณะของการมอดูเลตแบบ 2QPSK โดยในส่วนของ QPSK อันดับแรกจะทำการมอดูเลตที่มีกำลังงานที่แน่นอน และส่วน QPSK ที่ 2 จะทำการมอดูเลตอยู่ที่ 1 ใน 4 ส่วนของกำลังงานของสัญญาณ QPSK อันดับแรก ดังนั้นจึงสามารถเขียนบล็อกโคออร์เดเนทดังแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 โครงสร้างของ 16-QAM ที่ประกอบด้วย 2QPSK

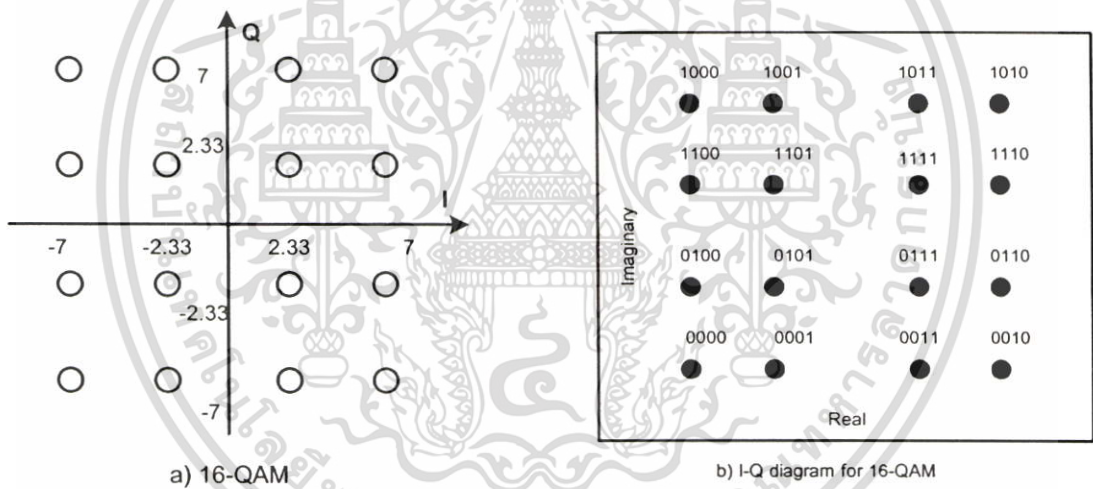
สำหรับวิธีการ ของการกำเนิดสัญญาณแบบ QAM ในที่นี้เป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่มีค่าอื่นๆ โดยการอนุโลมให้ออกแบบเป็นลักษณะของ M-QAM ได้ โดยส่วนมากแล้วค่าทั้งหมดจะเป็นค่าของ $M=2^k$ ซึ่งใช้ในการมอดูเลตแบบ QPSK ที่มีเทคโนโลยีซับซ้อน อย่างไรก็ตามเทคนิคนี้ ไม่มีการติดตามหรือขยายผลต่อ เนื่องจากว่าไม่ได้รับความนิยม และในขณะเดียวกันเมื่อเร็ว ๆ นี้ ได้มีการค้นพบลำดับขั้นตอนของการมอดูเลตที่เป็นมาตรฐานของระบบ DVB-T ขึ้นมาใช้แทน [14]



รูปที่ 2.6 แสดงบล็อกโคออร์เดเนทที่ทำให้เกิดความเข้ากันได้กับระบบ 16-QAM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

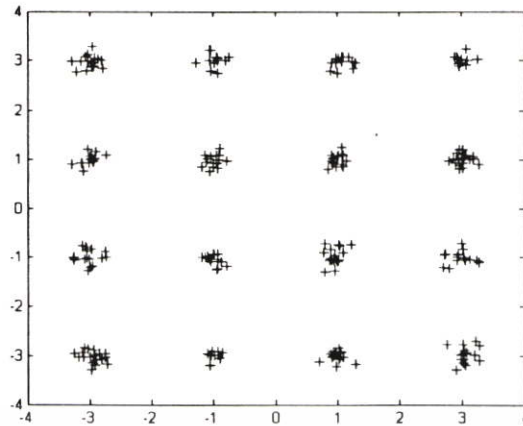
โดยหลักการทั่วไปแล้ว วิธีการมอดูเลชันพื้นฐานที่นำมาประยุกต์ ในการให้บริการใช้ ในทางด้านของระบบดาวเทียม หรือระบบกระจายเสียงภาคพื้นดิน ถึงกระนั้นก็ยังมียกเว้นการ ให้บริการโทรทัศน์ภาคพื้นดินมากกว่า ซึ่งมีกำลังงานที่สามารถนำมาใช้ให้เกิดประโยชน์ และมีความคิดเห็นที่ไม่เป็นเชิงเส้นอย่างเด็ดขาด ด้วยเหตุนี้ จึงได้นำเอาบริการทางด้านดาวเทียม มา เปรียบเทียบกัน จากตารางที่ 2.1 แสดงค่าการสูญเสียของสมรรถนะที่มีผลต่างของค่า QAM ในการ เทียบกับวิธีการมอดูเลชันแบบ BPSK ค่าที่กำหนดนี้ เป็นค่าการสูญเสียสูงสุดในส่วนของ E_b/N_0 ที่มี ค่าความสัมพันธ์กับ BPSK ในขณะที่ต้องการค่าผิดพลาดอยู่ที่ $BER=10^{-2}$ โดยที่ยังไม่มีการเข้ารหัส ของสัญญาณ ในระบบ QAM จากตารางนี้จะได้อัตราของข้อมูลที่เพิ่มเป็น 2 เท่าในการส่งผ่าน ช่องสัญญาณ (โดยกำหนดให้ใช้ค่าของ QAM ที่เป็นค่าคงที่แทน QPSK) มีค่า E_b/N_0 ประมาณ 4 dB ซึ่งจะมีข้อเสียเปรียบอยู่อย่างหนึ่งคือ ในอนาคตค่าอัตราของข้อมูล จะมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ยกตัวอย่างเช่น ค่าความแตกต่างระหว่าง 16-QAM และ 64-QAM (ซึ่งจะมีอัตราข้อมูลเพิ่มขึ้นอย่าง น้อยเป็น 50%) มีค่าการลดทอนประมาณ 4.5 dB เป็นต้น



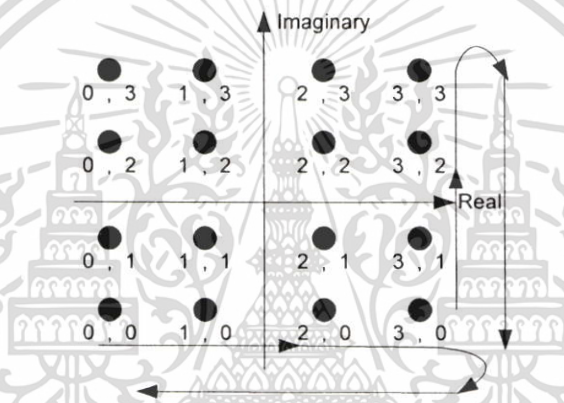
รูปที่ 2.7 แสดงการมอดูเลชันของสัญญาณ I และ Q ในระบบ 16-QAM ซึ่งมีการเข้ารหัสเกรย์

รูป a) เป็นลักษณะการมอดูเลชันแบบ 16-QAM

รูป b) เป็นไดอะแกรมของการเข้ารหัสเกรย์ของสัญญาณ I,Q ในระบบ 16-QAM



รูปที่ 2.8 แสดงการพล็อตสัญญาณ I และ Q ของระบบ 16-QAM ที่มีสัญญาณรบกวนเพิ่มเข้ามา



รูปที่ 2.9 แสดงการแมปสัญญาณ IQ ที่มีความแตกต่างกันในระบบ 16-QAM

2.3 เทคนิคการมัลติเพล็กซ์

ในระบบการสื่อสารนั้น มีความจำเป็นที่จะต้องทำการจัดส่งสัญญาณต่างๆ หลายสัญญาณรวมกันไปในตัวกลางหรือสายส่งสัญญาณเส้นเดียว โดยที่จะต้องสามารถที่จะทำการแยกสัญญาณแต่ละสัญญาณ ที่ส่งรวมกันมานั้นออกจากกันได้ทางด้านรับ วิธีการรวมสัญญาณเข้าด้วยกันดังกล่าว มีชื่อเรียกว่า การมัลติเพล็กซ์ (Multiplexing) ในยุคที่ผ่านมามีการมัลติเพล็กซ์ สัญญาณที่รู้จักกันทั่วไป มีอยู่ 3 แบบคือ การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (Frequency Division Multiplexing) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา (Time Division Multiplexing) และการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส (Code Division Multiplexing) ในปัจจุบันการมัลติเพล็กซ์สัญญาณหนึ่งที่กำลังเป็นที่สนใจของกลุ่มนักวิจัย คือการมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ซึ่งเป็นการมัลติเพล็กซ์ที่ทำให้สามารถใช้งานความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ และรองรับการส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูง พื้นฐานของการมัลติเพล็กซ์แบบต่างๆมีรายละเอียดคังหัวข้อต่อไปนี้

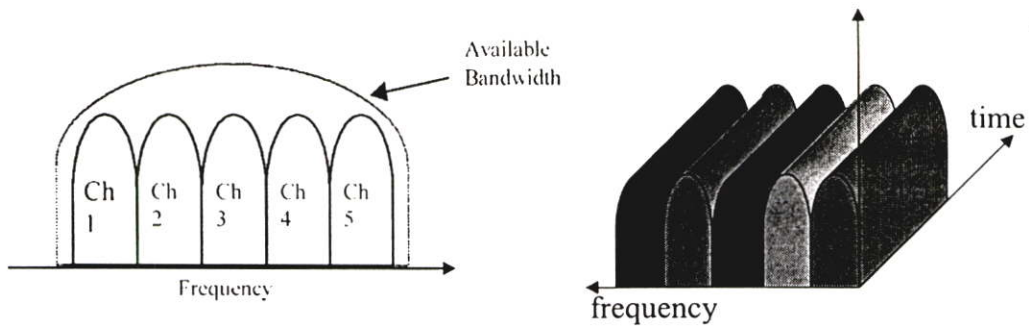
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.3 แสดงการเปรียบเทียบค่า BER เทียบกับ SNR ในระบบ OFDM ที่อยู่ในช่อง AWGN

SNR(dB)	BPSK	QPSK	16QAM	64QAM
-6.0	2.393E-01	2.389E-01	2.861E-01	3.259E-01
-5.0	2.137E-01	2.129E-01	2.624E-01	3.069E-01
-4.0	1.868E-01	1.862E-01	2.368E-01	2.878E-01
-3.0	1.584E-01	1.584E-01	2.116E-01	2.685E-01
-2.0	1.310E-01	1.306E-01	1.872E-01	2.495E-01
-1.0	1.039E-01	1.038E-01	1.637E-01	2.304E-01
0.0	7.883E-02	7.847E-02	1.414E-01	2.113E-01
1.0	5.627E-02	5.627E-02	1.188E-01	1.919E-01
2.0	3.737E-02	3.756E-02	9.792E-02	1.723E-01
3.0	2.289E-02	2.291E-02	7.741E-02	1.534E-01
4.0	1.250E-02	1.254E-02	5.847E-02	1.334E-01
5.0	5.946E-03	5.968E-03	4.182E-02	1.144E-01
6.0	2.378E-03	2.382E-03	2.786E-02	9.582E-02

2.3.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่

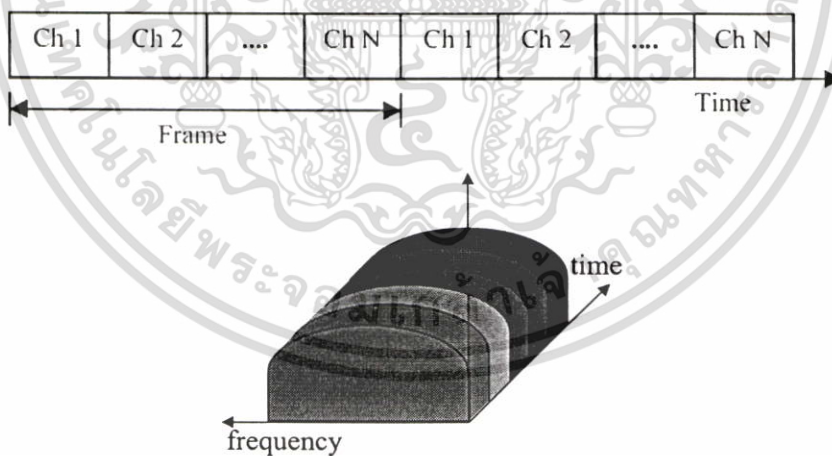
การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่หรือเอฟดีเอ็ม (FDM: Frequency Division Multiplexing) วิธีการนี้จะอาศัยการมอดูเลตสัญญาณมาช่วย ในการย้ายสเปกตรัมของสัญญาณที่ต้องการจะส่งแต่ละสัญญาณรวมกันไปในั้น ให้เลื่อนไปอยู่ในย่านความถี่ที่ไม่ซ้อนทับกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.10 ทั้งนี้เพื่อมิให้การใช้สเปกตรัมของแต่ละสัญญาณนั้นเกิดการรบกวนซึ่งกันและกันในแกนความถี่ โดยสามารถเลือกใช้คลื่นพาห้ที่มีความถี่เหมาะสมมาทำการมอดูเลตสัญญาณต่างๆ ที่ต้องการจะส่งรวมกันแต่ละสัญญาณ เพื่อให้สเปกตรัมของสัญญาณที่เกิดขึ้นจากการมอดูเลตนั้น แยกเป็นอิสระต่อกันและกัน ในแกนความถี่ ทำให้สามารถส่งสัญญาณเหล่านี้รวมกันไปในช่องสัญญาณเดียวกันได้ และเมื่อเราใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน มาแยกสัญญาณที่รับ ได้ทางด้านเครื่องรับอย่างเหมาะสมแล้ว จะสามารถแยกสัญญาณเหล่านั้นออกจากกันได้ และเมื่อนำสัญญาณที่แยกออกมาไปทำการมอดูเลต ก็จะได้อข้อมูลหรือข่าวสารกลับคืนมา ส่วนมากการมัลติเพล็กซ์แบบเอฟดีเอ็มนี้ จะนิยมใช้กับการส่งสัญญาณข้อมูลแบบอนาล็อก เช่น โทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคแรกๆ



รูปที่ 2.10 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (FDM: Frequency Division Multiplexing)

2.3.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลาหรือทีดีเอ็ม (TDM: Time Division Multiplexing) เป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์อีกแบบหนึ่ง ที่ทำให้สามารถส่งสัญญาณข้อมูลจำนวนมากกว่าหนึ่งสัญญาณไปในช่องการสื่อสารช่องเดียว โดยอาศัยการแบ่งช่วงเวลา (Time slot) ในการส่งสัญญาณ ซึ่งสัญญาณข้อมูลแต่ละสัญญาณจะทำการมอดูเลตที่ความถี่เดียวกัน แต่ส่งคนละช่วงเวลา จึงทำให้สามารถใช้ช่องสัญญาณช่องเดียวสื่อสารกันได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.11 ระบบการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลานี้นิยมใช้กับการส่งสัญญาณข้อมูลแบบดิจิทัล เนื่องจากว่าขั้นตอนการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล (A/D) และดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก (D/A) นั้นมีกระบวนการที่ไม่ยุ่งยากนัก [8]



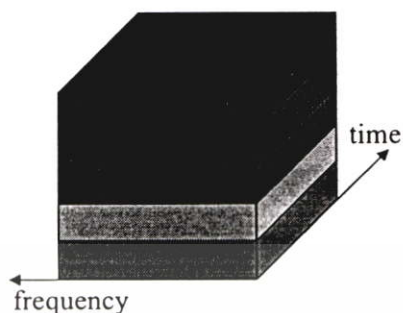
รูปที่ 2.11 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา (TDM: Time Division Multiplexing)

2.3.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัสหรือซีดีเอ็ม (CDM: Code Division Multiplexing) เป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์ที่อาศัยการแบ่งช่องสัญญาณ โดยการกำหนดรหัสดังแสดงในรูปที่ 2.12 ทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้สามารถทำการสื่อสารกันได้ โดยใช้ความถี่เดียวกันพร้อมๆกันหลายช่องสัญญาณ เป็นเทคนิคที่ทำให้มีความจุของช่องสัญญาณสูง แต่เมื่อมีการสื่อสารกันมากๆ จะทำให้คุณคุณภาพของสัญญาณต่ำลงอันเนื่องมาจากเกิดการแทรกสอด (Interference) ระหว่างผู้ใช้ด้วยกันนั่นเอง [8]



รูปที่ 2.12 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส (CDM: Code Division Multiplexing)

2.3.4 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม

การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) เป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์ที่คล้ายกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (FDM: Frequency Division Multiplexing) โดยที่ระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นจะใช้พื้นฐานของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ที่ทำให้สามารถที่จะส่งข่าวสารได้หลายข่าวสารไปในช่องสัญญาณช่องเดียวกันซึ่งเป็นการใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ตัวอย่างของระบบการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ที่ใช้กัน เช่น การส่งสัญญาณของสถานีวิทยุเอฟเอ็ม (Frequency Modulation) โดยที่แต่ละสถานีจะใช้ความถี่ที่ต่างกันทำให้แต่ละสถานีนั้นสามารถที่จะส่งสัญญาณได้พร้อมๆกัน โดยไม่มีการรบกวนซึ่งกันและกัน โดยในการส่งสัญญาณนั้นแต่ละสถานีจะใช้แถบความถี่ที่จำกัดและไม่เหลื่อมทับกันในแกนความถี่ ทางด้านเครื่องรับเมื่อรับสัญญาณได้ก็จะเลือกแถบความถี่หรือสถานีที่ต้องการโดยใช้วงจรกรองแบบแถบความถี่ผ่าน (Band-pass filter) ซึ่งจะสามารถทำการดีมอดูเลต (Demodulate) สัญญาณข่าวสารที่ต้องการกลับมาได้

การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็มจะแตกต่างกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ในหลายๆด้านคือ ในการส่งสัญญาณแบบแบ่งช่วงความถี่จะส่งที่แถบความถี่ต่างกัน โดยผลที่ได้จากการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่คือจะสูญเสียแถบความถี่ระหว่างสถานีที่มีไว้เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสถานีข้างเคียง ด้วยการมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม เช่น ระบบการกระจายเสียงแบบดิจิทัล (DAB : Digital Audio Broadcasting) สัญญาณข่าวสารของแต่ละสถานีจะถูกมัลติเพล็กซ์รวมกันเป็นสัญญาณข่าวสารสัญญาณเดียว โดยสัญญาณข่าวสารทั้งหมดนี้จะทำการส่งโดยใช้ระบบโอเอฟดีเอ็มผ่านคลื่นพาห่อย่อยๆจำนวนมาก โดยคลื่นพาห่อย่อยๆเหล่านี้จะมีคุณสมบัติของการออร์โธโกนอล (Orthogonal) ทำให้สามารถส่งสัญญาณที่มีแถบความถี่ซ้อนทับกัน

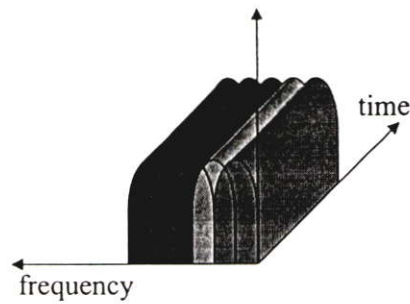
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้โดยไม่ทำให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน อีกทั้งยังใช้แถบความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพเมื่อเทียบกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ที่ต้องมีแถบความถี่ป้องกันเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสถานีข้างเคียง

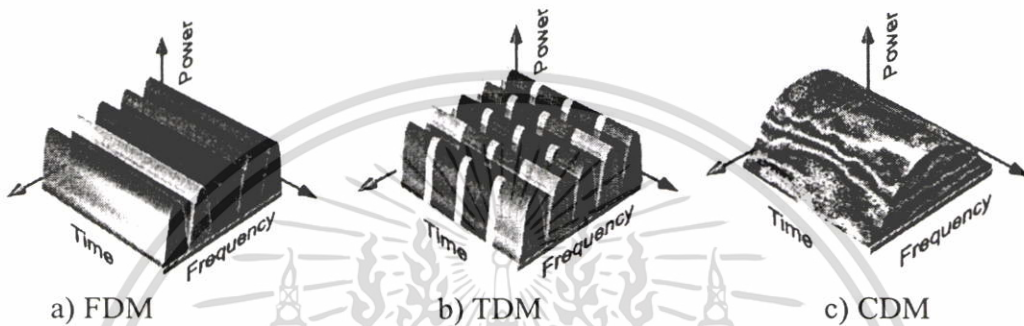
ในระบบการสื่อสารไร้สายนั้นจะเลือกใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบต่างๆที่เหมาะสมและสามารถที่จะส่งสัญญาณข่าวสารไปในช่องสัญญาณการสื่อสารที่ต้องการส่งผ่านได้ การพัฒนารูปแบบการมอดูเลตนั้นจะทำการพัฒนาให้เหมาะสมกับสัญญาณข่าวสารที่เป็นสัญญาณอนาลอกหรือดิจิทัล ในส่วนของรูปแบบการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารที่เป็นอนาลอกแบบทั่วไปได้แก่ การมอดูเลตเชิงความถี่ (FM: Frequency Modulation) การมอดูเลตเชิงขนาด (AM: Amplitude Modulation) การมอดูเลตเชิงมุม (PM: Phase Modulation) การมอดูเลตแบบเอสเอสบี (SSB: Single Side Band) การมอดูเลตแบบวีเอสบี (VSB: Vestigial Side Band) และการมอดูเลตแบบดีเอสบีเอสซี (DSB-SC: Double Side Band Suppressed Carrier) และในส่วนการมอดูเลตสัญญาณสำหรับการสื่อสารแบบดิจิทัลทั่วไป ได้แก่ การมอดูเลตแบบเอเอสเค (ASK: Amplitude Shift Keying) การมอดูเลตแบบเอฟเอสเค (FSK: Frequency Shift Keying) การมอดูเลตแบบพีเอสเค (PSK: Phase Shift Keying) และการมอดูเลตแบบคิวเอเอ็ม (QAM: Quadrature Amplitude Modulation)

ในแต่ละคลื่นพาห้ของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่นั้นสามารถที่จะทำการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารที่จะส่งเป็นแบบอนาลอกหรือดิจิทัลก็ได้เนื่องจากการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่นั้นไม่ต้องทำการซิงโครไนซ์ (Synchronization) ระหว่างสถานีที่ส่ง ดังนั้นแต่ละสถานีสามารถที่จะส่งสัญญาณที่ทำการมอดูเลตแตกต่างกันได้ เช่น สถานีที่ 1 มอดูเลตแบบเอฟเอ็ม สถานีที่ 2 อาจจะมอดูเลตแบบเอฟเอสเคก็ได้ สำหรับการมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็มนั้นคลื่นพาห้ย่อยๆทั้งหมดจะต้องซิงโครไนซ์กันซึ่งเป็นการจำกัดที่จะต้องทำการมอดูเลตแบบดิจิทัล ระบบโอเอฟดีเอ็มจะส่งสัญญาณเป็นสัญญาณคู่ ซึ่งสามารถส่งสัญญาณจำนวนมากที่มีความเร็วต่ำแบบขนานกันไป ในการส่งคลื่นพาห้ย่อยๆนี้จะต้องทำการซิงโครไนซ์ทั้งเวลาและความถี่ และจะต้องรักษาคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกันระหว่างคลื่นพาห้ย่อยๆ การสร้างคลื่นพาห้ย่อยๆให้มีคุณสมบัติของการเป็นออร์โธโกนอล (Orthogonality) นั้นสามารถทำได้หลายวิธีและทำไมจึงไม่มีการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห้ย่อย

การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม เป็นเทคนิคที่ทำให้สามารถส่งผ่านข้อมูลด้วยความเร็วสูงโดยอาศัยหลักการการส่งผ่านแบบหลายคลื่นพาห้ (Multi-carrier) อีกทั้งยังใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ เพราะแต่ละคลื่นพาห้ย่อยที่ใช้ในการส่งสัญญาณจะมีสเปกตรัมที่เหลื่อมกัน โดยมีคุณสมบัติของการตั้งฉาก (Orthogonal properties) ซึ่งกันและกันระหว่างคลื่นพาห้ย่อย ดังแสดงในรูปที่ 2.13 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม เป็นเทคนิคที่คาดกันว่าจะนำมาใช้ในการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 [8]



รูปที่ 2.13 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing)



รูปที่ 2.14 เปรียบเทียบลักษณะของการมัลติเพล็กซ์แบบต่างๆ

- การมัลติเพล็กซ์แบบ FDM (Frequency Division Multiplexing)
- การมัลติเพล็กซ์แบบ TDM (Time Division Multiplexing)
- การมัลติเพล็กซ์แบบ CDM (Code Division Multiplexing)

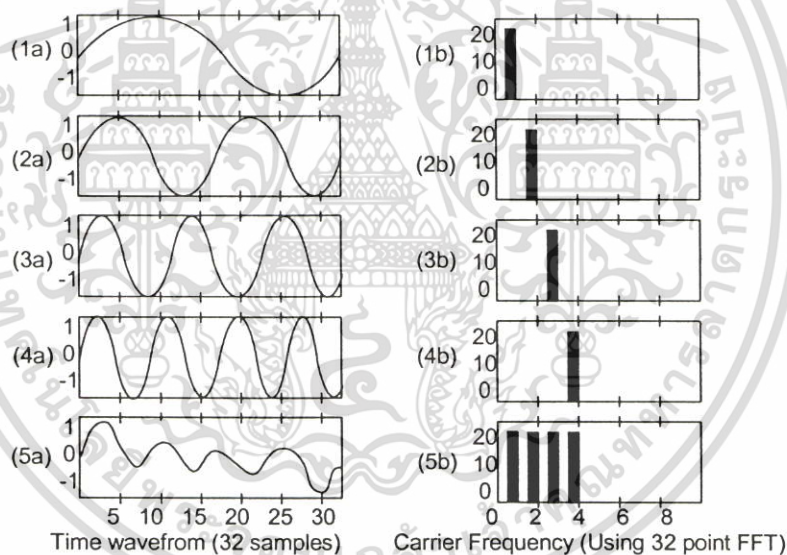
2.3.5 คุณสมบัติของการออร์โธโกนอล

สัญญาณจะออร์โธโกนอลกัน ถ้ามีความเป็นอิสระร่วมกัน (Mutually independent) ของแต่ละสัญญาณ จากคุณสมบัติของการออร์โธโกนอล จะทำให้สามารถที่จะทำการส่งสัญญาณหลายๆสัญญาณรวมกันไปในช่องสัญญาณสื่อสารเดียวกัน และสามารถที่จะกู้สัญญาณกลับคืนมาได้ โดยไม่มีการแทรกสอด (Interference) ซึ่งกันและกัน ปกติแล้วส่วนมากการมัลติเพล็กซ์รูปแบบต่างๆ นั้นจะมีคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลโดยธรรมชาติ ตัวอย่างเช่น การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา(TDM: Time Division Multiplexing) ซึ่งสามารถที่จะส่งสัญญาณข่าวสารหลายๆสัญญาณไปในช่องสื่อสารเดียวกันโดยอาศัยการส่งคนละช่วงเวลา (Time slot) คือในระหว่างที่ส่งสัญญาณข่าวสาร สัญญาณใดสัญญาณหนึ่ง จะไม่มีการส่งข่าวสารสัญญาณอื่น ส่วนสัญญาณข่าวสารอื่นๆนั้น จะส่งที่ช่วงเวลาถัดไป ดังนั้นจึงทำให้ไม่เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญญาณข่าวสารที่ส่ง เพราะระบบการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลานั้นมีลักษณะของการออร์โธโกนอล ในส่วนการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (FDM: Frequency Division Multiplexing) นั้นสัญญาณข่าวสารแต่ละสัญญาณนั้นจะออร์โธโกนอลกัน โดยไม่เกิดการแทรกสอดซึ่งกันและกัน โดยการส่งที่คลื่นพาห้คนละความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และแถบความถี่ที่ห่างกัน เพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสัญญาณที่ใช้คลื่นพาห่ที่มีความถี่ใกล้เคียงกัน ถึงแม้ว่าวิธีการเหล่านี้จะมีการเป็นออร์โธโกนอล แต่ในส่วนของระบบโอเอฟดีเอ็มจะเป็นรูปแบบของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ โดยที่คลื่นย่อยๆของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มนั้น จะมีสเปกตรัมที่ซ้อนทับกันซึ่งมีความเป็นไปได้ในทางทฤษฎี ถ้าสามารถที่จะรักษาคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลระหว่างคลื่นพาห่เหล่านั้นได้

การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟเอ็มนั้น จะมีคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลในแกนความถี่โดยสามารถที่จะส่งสัญญาณข่าวสารไปในคลื่นพาห่ย่อยที่ต่างกันได้ โดยไม่เกิดการรบกวนกัน สัญญาณโอเอฟเอ็มสามารถสร้างจากผลรวมของสัญญาณไซน์ซุซอยด์ (Sinusoid signal) หลายๆ สัญญาณ ซึ่งแต่ละสัญญาณก็คือคลื่นพาห่ย่อยแต่ละตัวนั่นเอง ความถี่เบสแบนด์ (Base band frequency) ของแต่ละพาห่ย่อยจะกำหนดให้เป็นจำนวนเต็มของส่วนกลับของช่วงเวลาของสัญลักษณ์หนึ่งสัญลักษณ์ (one symbol time) โดยผลที่ได้จะทำให้แต่ละคลื่นพาห่ย่อยนั้นมีจำนวนของไซเคิล (Cycle) เป็นจำนวนเต็มในหนึ่งสัญลักษณ์และผลที่ตามมาจะทำให้แต่ละคลื่นพาห่ย่อยๆ นั้นมีคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.15

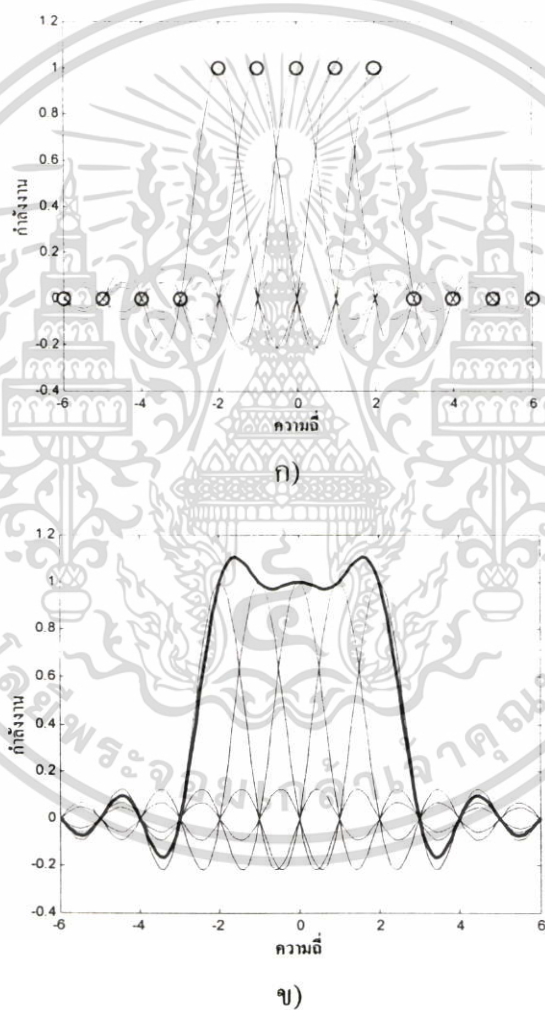


รูปที่ 2.15 แสดงลักษณะของสัญญาณแบบ OFDM ในช่วงโดเมนเวลา

2.3.6 คุณสมบัติของการออร์โธโกนอลในแกนความถี่

ทางหนึ่งที่สามารถเห็นคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลของสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ก็คือการมองที่สเปกตรัมของสัญญาณ ในแกนความถี่นั้นแต่ละคลื่นพาห่ย่อยของสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะมีการตอบสนองความถี่ของสัญญาณลักษณะเป็นสัญญาณซิงก์ (sync signal) แสดงในรูปที่ 2.16 (ก) รูปร่างของสัญญาณซิงก์ (sync signal) จะมีโลบหลัก (main signal) ที่แคบและมีโลบด้านข้าง (side lobe) จำนวนมากที่มีขนาดลดลงอย่างช้าๆ จากจุดกึ่งกลางของสัญญาณแต่ละคลื่นพาห่ จะมีจุดยอด

ที่กึ่งกลางความถี่ และมีจุดที่สัญญาณเป็นศูนย์ (null) ทุกๆจุดที่เป็นช่องว่างของความถี่ซึ่งเท่ากับระยะห่างระหว่างคลื่นพาห้ เมื่อสัญญาณแต่ละสัญญาณออโธโกนอลกัน ผลที่ได้ก็คือจุดยอดของสัญญาณจะมีตำแหน่งตรงกันจะจุดที่สัญญาณของคลื่นพาห้อื่นเป็นศูนย์ เมื่อทำการดีเทคสัญญาณโอเอฟดีเอ็มโดยใช้กระบวนการ DFT (Discrete Fourier Transform) จะได้สเปกตรัมของสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องดังแสดงในรูปที่ 2.16 (ก) โดยแฉมเปิดของสเปกตรัมสัญญาณที่จุด 0 แต่ละจุดในรูปจะตรงพอดีกับจุดยอดของคลื่นพาห้ย่อย ถ้ากระบวนการ DFT สามารถที่จะซิงโครไนซ์ (Synchronize) กับสัญญาณที่รับได้ในแกนเวลา ด้วยเหตุนี้แถบความถี่ที่ซ้อนทับกัน ของแต่ละคลื่นพาห้ย่อยจะไม่มีผลกระทบที่เครื่องรับ เพราะจุดยอดของแต่ละคลื่นพาห้ย่อยนั้น ตรงกับจุดที่คลื่นพาห้ย่อยอื่นเป็นศูนย์ ซึ่งเป็นผลมาจากคุณสมบัติของการออโธโกนอลกันของแต่ละคลื่นพาห้ย่อยนั่นเอง



รูปที่ 2.16 แสดงค่าการตอบสนองความถี่ของสัญญาณ OFDM ในแต่ละคลื่นพาห้ย่อย

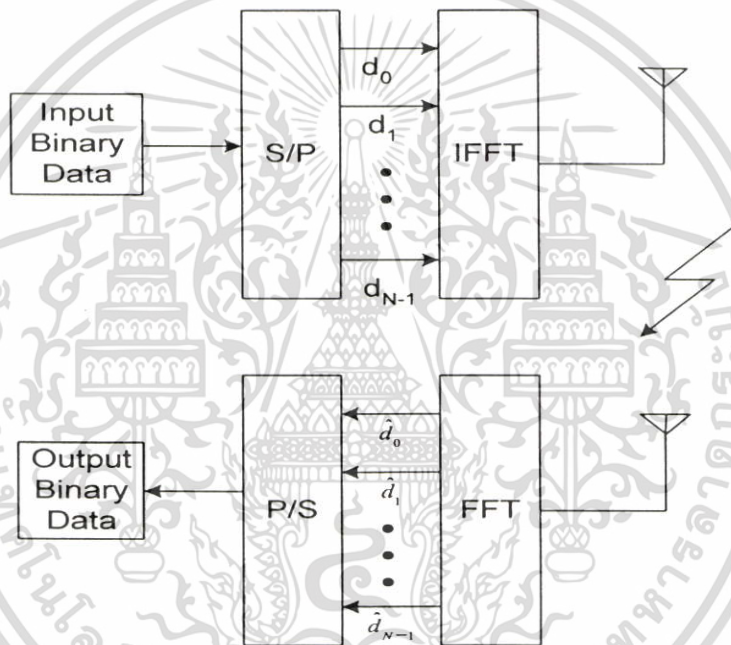
ก) สเปกตรัมของแต่ละคลื่นพาห้ย่อย และแฉมเปิดสัญญาณที่เครื่องรับ

ข) ผลรวมของการตอบสนองความถี่ของคลื่นพาห้ย่อยทั้ง 5 สัญญาณ

2.4 การแปลงฟูรีเยร์และการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็ว

ในระบบ OFDM จำเป็นต้องมอดูเลตแต่ละบิตข้อมูลขนานในแต่ละช่องสัญญาณด้วยคลื่นพาห่อย่อย ดังนั้นจึงต้องใช้การแปลงฟูรีเยร์ผกผันไม่ต่อเนื่อง (Inverse Discrete Fourier Transform: IDFT) และในภาครับก็จำเป็นต้องแปลงข้อมูลขนานกลับมาเป็นข้อมูลต่อเนื่องด้วย ดังนั้นจึงต้องใช้การแปลงฟูรีเยร์ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform: DFT) ซึ่งเทคนิควิธีที่ทำให้การแปลงทั้งสองรูปแบบดังกล่าวคือการแปลงฟูรีเยร์ และการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็ว

แผนผังการแปลงข้อมูลบิตต่อเนื่องเป็นบิตขนานที่เครื่องส่ง และแปลงบิตข้อมูลขนานเป็นข้อมูลต่อเนื่องซึ่งหมายถึงการมอดูเลตและดีมอดูเลต คลื่นพาห่อย่อยออกจากบิตข้อมูล ด้วยวิธีการแปลงฟูรีเยร์แสดงในรูปที่ 2.17 ทั้งนี้ได้วิธีการอื่นๆในระบบไว้ไม่ได้แสดงในรูป



รูปที่ 2.17 แสดงการแปลงฟูรีเยร์ผกผันและการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็วที่เครื่องส่ง และเครื่องรับ

2.4.1 การแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็ว

เมื่อข้อมูลถูกทำการมอดูเลตเป็นข้อมูลไบนารี และถูกเข้ารหัสช่องสัญญาณซึ่งมีส่วนประกอบของช่องสัญญาณ I และ Q คือ

$$D_n = d_m + d_{qn} \quad (2.13)$$

จากนั้นข้อมูลที่ต่อเนื่อง จะถูกแปลงให้เป็นข้อมูลบิตขนาน หรือมอดูเลตข้อมูลขนานแต่ละตัวด้วยคลื่นพาห่อย่อยซึ่งวิธีการดังกล่าวคือการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็ว ที่ดำเนินการที่เครื่องส่ง ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ 2.14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 S(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} d_i(k) \exp(j2\pi f_i(t - kT_s)) f(t - kT_s) \\
 &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} (d_{I_i}(k) + d_{Q_i}(k)) (\cos(2\pi f_i(t - kT_s)) + j \sin(2\pi f_i(t - kT_s))) f(t - kT_s)
 \end{aligned} \quad (2.14)$$

N คือจำนวนคลื่นพาห่อย่อยที่ใช้ระบบซึ่ง N=48 หมายถึงข้อมูลจะถูกแปลงจากโดเมนความถี่เป็นโดเมนเวลา ค่า T_s คือคาบของสัญลักษณ์ของ OFDM และ f_i เป็นคลื่นพาห่อย่อยตัวที่ i

$$f_i = f_0 = \frac{t}{T_s} \quad (2.15)$$

และ $f(t)$ คือรูปคลื่นสัญญาณพัลส์ของแต่ละสัญลักษณ์ ซึ่งนิยามโดย

$$f(t) = \begin{cases} 1, & ; 0 \leq t \leq T_s \\ 0, & ; \text{Otherwise} \end{cases} \quad (2.16)$$

2.4.2 การแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว

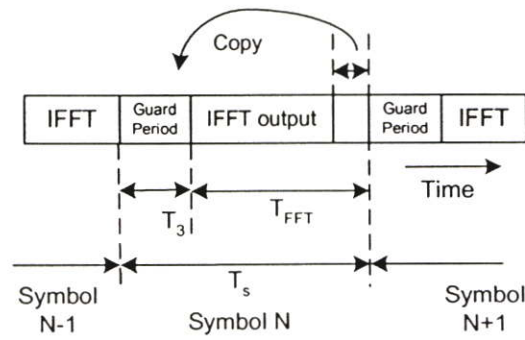
จากรูปที่ 2.17 จะเห็นว่ากระบวนการในส่วนของเครื่องรับ เป็นกระบวนการที่มีวัตถุประสงค์เพื่อแปลงข้อมูลที่เข้ารหัส กลับมาเป็นข้อมูลข่าวสารเช่นเดิม ดังนั้นในการแปลงข้อมูลในโดเมนเวลากลับมาเป็นข้อมูลบนโดเมนความถี่จะใช้การแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว ซึ่งแสดงได้เป็น

$$r(t) = \int_0^{\infty} h(\tau, t) s(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (2.17)$$

ในส่วนเครื่องรับ สัญญาณที่รับได้ถือว่าได้รับการกรองจากตัวกรองที่มีประสิทธิภาพและไม่เกิดการสูญเสียรูปสัญญาณ (Distortion) จากนั้นเมื่อสัญญาณได้รับการดีมอดูเลตสัญญาณคลื่นพาห่แล้ว จะถูกส่งเข้าสู่กระบวนการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว ซึ่งทำให้ได้บิตข้อมูลที่ถูกแปลงกลับมาเป็นรูปของโดเมนความถี่คือ

$$\hat{d}_i(k) = \frac{1}{T_s} \int_{kT_s}^{T_s + kT_s} r(t) \exp(-j2\pi f_i(t - kT_s)) dt \quad (2.18)$$

ซึ่งบิตข้อมูลต่อเนื้อที่ได้สามารถนำไปดีมอดูเลตแบบ PSK เพื่อให้กลับเป็นข้อมูลเบสแบนด์ต่อไป



รูปที่ 2.18 การแทรกสัญลักษณ์เวลาคูมในระบบ OFDM

2.5 การแทรกสัญลักษณ์เวลาคูม (Guard interval symbol)

เนื่องจากในทางปฏิบัติระบบ OFDM ไม่ได้ปราศจากการเกิดสัญญาณแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ดังนั้นจึงต้องมีวิธีการในการลดผลกระทบจากการแทรกสอดดังกล่าว ซึ่งวิธีหนึ่งที่สามารถทำได้คือ พยายามเพิ่มคาบของสัญลักษณ์ให้มีค่ามากขึ้น โดยการแทรกสัญลักษณ์หรือกลุ่มบิตที่ทราบค่าเข้าไปข้างหน้าสัญลักษณ์ OFDM ทุกๆ สัญลักษณ์ในแต่ละคลื่นพาห้อย่อยในโดเมนเวลา ซึ่งจะส่งผลทำให้สัญลักษณ์มีคาบกว้างมากขึ้นคือดัง รูปที่ 2.18

$$T_{\text{total}} = T_s + T_g \quad (2.19)$$

ซึ่งค่า T_g คือช่วงเวลาควคูลม ดังนั้นสัญลักษณ์ OFDM จะประกอบด้วยสองส่วนคือ ส่วนแรกจะหมายถึงสัญลักษณ์ทั้งหมด และส่วนที่อยู่ด้านหลัง จะถูกคัดลอกมาประกอบที่ด้านหน้าของสัญลักษณ์ซึ่งบางครั้งอาจเรียกว่า “ไซคลิกพรีฟิก” อัตราส่วนช่วงเวลาคูมที่ใช้จะขึ้นอยู่กับระบบ แต่โดยส่วนใหญ่ T_g จะมีค่าน้อยกว่า $T_s / 4$ เนื่องจากคาบเวลาที่เพิ่มขึ้นจะทำให้ทรูพุดของระบบลดลงนั่นเอง ดังนั้นจากสมการ 2.14 เมื่อถูกแทรกด้วยสัญลักษณ์เวลาคูมแล้วจะเขียน ได้เป็น

$$s'(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} d_i(k) \exp(j2\pi f_i(t - kT_{\text{total}})) f'(t - kT_{\text{total}}) \quad (2.20)$$

และ $f'(t)$ คือรูปสัญญาณพัลส์ที่ถูกปรับปรุงของแต่ละสัญลักษณ์ซึ่งนิยามโดย

$$f'(t) = \begin{cases} 1, & -T_g \leq t \leq T_g \\ 0, & t < -T_g, t > T_g \end{cases} \quad (2.21)$$

และสมการที่ 2.18 จะเขียนได้ใหม่เป็น

$$\hat{d}_i(k) = \frac{1}{T_s} \int_{kT_{\text{total}}}^{T_{\text{total}} + kT_{\text{total}}} r(t) \exp(-j2\pi f_i(t - kT_{\text{total}})) dt \quad (2.22)$$

ซึ่งเป็นสมการที่ได้จากการแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การเข้ารหัสและจำลองแบบช่องสัญญาณ

3.1 กล่าวนำ

สิ่งสำคัญสำหรับระบบการสื่อสารก็คือ ความสามารถในการสื่อสาร และตามปกติถ้าไม่มีสัญญาณรบกวน เราจะส่งสัญญาณอย่างไรก็ได้รับสัญญาณอย่างนั้น แม้ว่าจะถูกลดกำลังด้วยระยะทางก็ตาม แต่ถ้ามีสัญญาณรบกวนแล้วสัญญาณนั้น ผิดเพี้ยนไปหรือรับไม่ได้ ถ้าสัญญาณรบกวนมีกำลังมากกว่า ฉะนั้นต้องออกแบบระบบสื่อสารที่มีการทำงานดี หรือมีอัตราส่วนกำลังของสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio : SNR) สูง สำหรับระบบสื่อสารอนาล็อก ถ้าอัตราส่วนกำลังของสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนมีค่ามากขึ้นก็แสดงว่าเครื่องมือสื่อสารสามารถจัดสัญญาณรบกวนได้ดี สำหรับพารามิเตอร์ในการวัดความสามารถในการทำงานของระบบสื่อสารดิจิทัลก็คือ อัตราความผิดพลาด (Error Rate) ซึ่งอัตราการส่งสัญลักษณ์ข้อมูล (Symbol Rate) จะเท่ากับอัตราการส่งบิต (Bit Rate) เมื่อเป็นการส่งข้อมูลแบบรหัสฐานสอง (Binary) ดังนั้นในการออกแบบต้องให้มีอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนหรือ SNR มีค่าสูง และมีค่าอัตราความผิดพลาดน้อย BER มีค่าต่ำ

การปรับปรุงสมรรถนะของระบบสื่อสารสามารถทำได้หลายวิธี

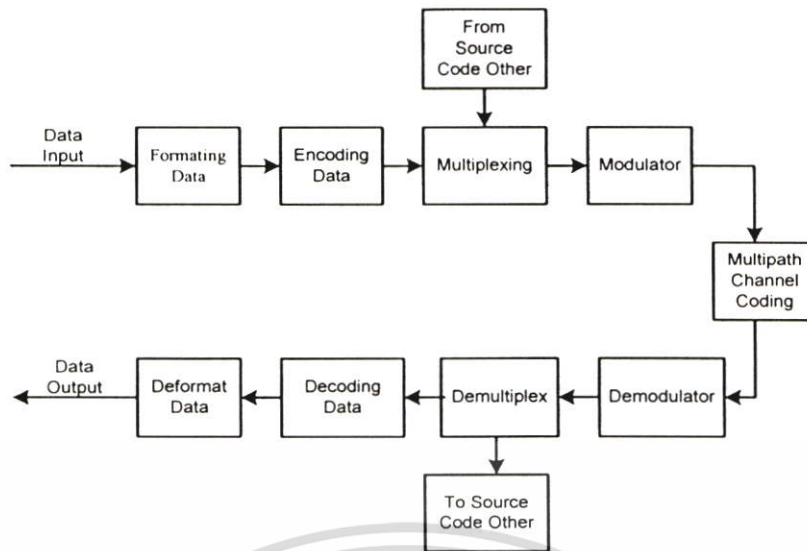
1) การใช้เทคนิคไดเวอร์ซิตี เช่น การรวมอัตราส่วนสูงสุด (Maximal Ratio Combining) ไดเวอร์ซิตีทางความถี่ (Frequency Diversity) และ ไดเวอร์ซิตีทางเวลา (Time Diversity)

2) การเข้ารหัส (Coding) เช่น รหัสลิเนียร์บล็อก รหัสประสาน เป็นต้น ซึ่งกระบวนการเข้ารหัสสามารถแบ่งออกตามวัตถุประสงค์ได้เป็น 2 ประเภท คือ

2.1) การเข้ารหัสแหล่งกำเนิด (source coding)

2.2) การเข้ารหัสช่องสัญญาณ (channel coding)

ในรูปที่ 3.1 แสดงแผนภาพบล็อกไดอะแกรมของระบบสื่อสารแบบดิจิทัล จากรูปจะเห็นว่าข่าวสารสามารถกำเนิดในรูปของอนาล็อกหรือดิจิทัลก็ได้ ถ้าอยู่ในรูปอนาล็อกก็จะผ่านการจัดรูปแบบ (Formatting) โดยการยกตัวอย่าง การควอนไทซ์และแปลงเป็นสัญญาณพีซีเอ็ม จากนั้นข้อมูลจะผ่านเครื่องเข้ารหัสช่องสัญญาณ โดยเครื่องเข้ารหัสช่องสัญญาณนี้จะแปลงข้อมูลให้ส่งผ่านช่องสัญญาณ โดยมีความผิดพลาดน้อย และเป็นการช่วยเพิ่มอัตราข้อมูล ขั้นตอนการเข้ารหัสช่องสัญญาณนี้จะอยู่ระหว่างการเข้ารหัสแหล่งกำเนิดและการมอดูเลต ซึ่งการเข้ารหัสช่องสัญญาณสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิด คือ



รูปที่ 3.1 แผนภาพของการรับ-ส่งสัญญาณดิจิทัล

1) การเข้ารหัสรูปคลื่น (Waveform coding) เป็นการสร้างรูปคลื่นใหม่ขึ้นมาเพื่อปรับปรุงคุณสมบัติให้ดีกว่ารูปคลื่นเดิม เช่น การส่งสัญญาณ M ระดับ การส่งสัญญาณตั้งฉาก (Orthogonal) สัญญาณตรงข้ามกัน (Antipodal) สัญญาณตั้งฉากกันสองขั้ว (Biorthogonal)

2) การเข้ารหัสแบบจัดลำดับ โครงสร้างของข้อมูล (Structure Sequences) เป็นการเพิ่มบิตเข้าไปรวมกับบิตของข้อมูล เพื่อช่วยในการตรวจสอบความผิดพลาดของบิตข้อมูลอื่นเนื่องจากสัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณ ตัวอย่างของการเข้ารหัสแบบนี้ เช่น การเข้ารหัสลิเนียร์บล็อก (Linear block code) และการเข้ารหัสประสาน (Convolution)

ข้อมูลที่ผ่านการเข้ารหัสช่องสัญญาณแล้วจะถูกมัลติเพล็กซ์ จากนั้นสัญญาณจะถูกส่งไปยังการมอดูเลตตามระบบดิจิทัลมอดูเลตแล้วผ่านช่องสัญญาณ ซึ่งจะถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนเกาส์เซียน ช่องสื่อสารจะเป็นตัวกลางใดๆ ก็ได้แล้วแต่ความต้องการของงาน เช่น อากาศ สายไขว้คู่ และเส้นใยแสง เมื่อข้อมูลมาถึงปลายทางก็จะถูกดีมอดูเลตและดีมัลติเพล็กซ์ จากนั้นจะถูกถอดรหัสช่องสัญญาณ (Channel decoding) สัญญาณที่ได้จะผ่านการถอดรหัสแหล่งกำเนิดเพื่อให้ได้สัญญาณดิจิทัล และจะถูกแปลงกลับเป็นอนาล็อกหรือคงอยู่ในรูปดิจิทัลแล้วแต่ว่าสัญญาณเดิมที่ส่งเป็นอนาล็อกหรือดิจิทัล

จุดประสงค์ของการเข้ารหัส เพื่อเป็นการเพิ่มความน่าเชื่อถือในการรับส่งข้อมูลให้มากขึ้น ดังนั้นรหัสที่สร้างขึ้นจึงต้องมีการตรวจสอบความผิดพลาดของข้อมูลที่ได้ที่ได้รับไปประมวลผลในขั้นตอนต่อไป หากเกิดความผิดพลาดขึ้นก็อาจให้ด้านส่ง ทำการส่งข้อมูลเดิมมาใหม่ ในการตรวจสอบความผิดพลาดที่เครื่องรับนั้น มีวิธีที่สามารถจะตรวจสอบได้ว่า ข้อมูลที่รับได้ว่า ข้อมูลที่รับเข้ามาเกิดความผิดพลาดหรือไม่ แต่ไม่สามารถจะบอกได้ว่าผิดพลาดที่ตำแหน่งใด ซึ่งจะเรียกห้ตรวจสอบความผิดพลาดนี้ว่ารหัสตรวจคู่ (Parity check code) หลักการของรหัสตรวจคู่

คือ จะทำการเติมบิตต่อท้ายตามข่าวสาร (Information bit) ที่ทางด้านส่งเพื่อให้ผลบวกเลขฐานสองของบิตทั้งหมด (รวมทั้งบิตที่เพิ่มด้วย) เป็น 0 หรือ 1 แล้วแต่ว่าเป็นภาวะคู่หรือภาวะคี่ (even/odd parity) บิตที่ทำการเพิ่มเพื่อตรวจสอบความผิดพลาดนี้เรียกว่า บิตตรวจคู่ (Parity check bit)

ตารางที่ 3.1 ตัวอย่างของสภาวะบิตตรวจคู่

บิตที่ส่ง	110100100 = 0	สภาวะคู่
บิตที่รับ	111100100 = 1	ผิดเพราะผลบวกเลขฐานสองเป็นเลขคี่

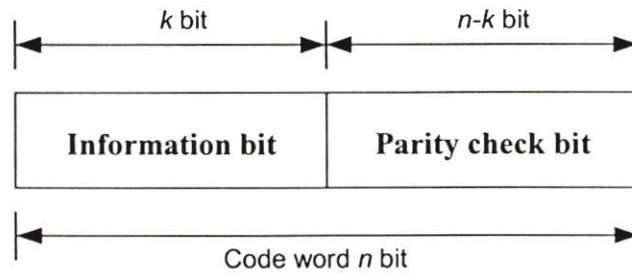
วิธีการดังกล่าวสามารถที่จะทำการตรวจสอบความผิดพลาดของข้อมูลได้ง่ายๆ โดยการคำนวณผลบวกเลขฐานสองของจำนวนบิตทั้งหมดที่ได้รับว่าเป็นเลขคู่ 0 หรือ เลขคี่ 1 ตามที่ตกลงกันหรือไม่ ถ้าไม่ก็แสดงว่าเกิดความผิดพลาดของข้อมูล สมมติบิตที่รับได้เป็นภาวะคู่และบิตที่ผิดพลาดคือ บิตที่ 3 เป็น 1 แทนที่จะเป็น 0 ผลบวกเลขฐานสองของบิตทั้งหมดจะได้ 1 ก็จะทราบได้ทันทีว่าข้อมูลเกิดความผิดพลาด แต่ไม่สามารถตรวจสอบได้ว่าบิตไหนผิด และสังเกตว่ากรณีที่เกิดผิด 2 บิต พร้อมกันก็ไม่สามารถตรวจสอบได้ว่าบิตไหนผิด ฉะนั้นรหัสตรวจคู่จึงควรใช้ในกรณีที่บิตผิดไม่เกินกว่า 1 บิต

3.2 รหัสลิเนียร์บล็อก (Linear block code)

เป็นรหัสที่ประกอบด้วยเวกเตอร์ที่มีขนาดความยาวจำกัด ซึ่งจะถูกรู้จักว่าคำรหัส (code word) ความยาวของคำรหัสคือ จำนวนตัวประกอบทั้งหมดที่มีอยู่ในเวกเตอร์ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ n โดยตัวประกอบแต่ละตัวจะเรียกว่า บิต ซึ่งคำรหัสจะเลือกจากจำนวนตัวเลขทั้งหมด q หมายเลข ถ้าหากตัวประกอบในเวกเตอร์ประกอบด้วยค่าเพียงสองค่า คือ 1 และ 0 รหัสนี้ถูกเรียกว่าไบนารี หาก $q > 2$ รหัสนี้จะถูกเรียกว่านอนไบนารี ในส่วนของสัญญาณทางด้านเอาท์พุทที่มาจากตัวเข้ารหัสแหล่งกำเนิด ซึ่งมีลักษณะเป็นลำดับข้อมูลไบนารี จะถูกแบ่งออกเป็นบล็อกเพื่อนำไปเข้ารหัสช่องสัญญาณ แต่ละบล็อกประกอบด้วยข่าวสารจำนวน k บิต ซึ่งทำให้ได้ข้อมูลที่มีรหัสตัวเลขไม่เหมือนกันจำนวน 2^k ข้อมูล ตัวเข้ารหัสจะแปลงข้อมูลแต่ละบล็อกที่มีข่าวสารจำนวน k บิต ให้เป็นลำดับรหัสที่ยาวขึ้นเป็น n บิต รหัสข่าวสารที่ถูกเข้ารหัสใหม่นี้เรียกว่า คำรหัส (Code word) และชุดของรหัสข้อมูลที่แตกต่างกันจำนวน 2^k ข้อมูลนี้ จะเรียกว่า รหัสบล็อก (Block code)[10] ส่วนบิตที่เพิ่มเติมจำนวน $n-k$ บิต ที่เรียกว่าบิตตรวจสอบ (Parity check bit) โดยบิตตรวจสอบมีหน้าที่ในการแก้รหัสข้อมูลที่ผิดและไม่มีส่วนที่เป็นข่าวสารอยู่ รหัสที่ได้เรียกว่า รหัส (n,k) และมีอัตราการเข้ารหัส (Code rate) แทนด้วยสัญลักษณ์ r หากค่าได้จาก $r=k/n$ ซึ่งเป็นอัตราส่วนของจำนวนบิตข้อมูล ต่อจำนวนบิตข้อมูลทั้งหมดที่อยู่ในคำรหัส อัตราการเข้ารหัสนี้จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นตัวบ่งบอกประสิทธิภาพของระบบการเข้ารหัสด้วย ปกติแล้วอัตราการเข้ารหัสจะอยู่ในช่วง 0.5 ถึง 1 ดังแสดงในรูป 3.2 เป็นรูปแสดงการเข้ารหัสบล็อก (n, k)



รูปที่ 3.2 การเข้ารหัสบล็อก (n, k)

3.2.1 ค่าพารามิเตอร์ของรหัสลิเนียร์บล็อก

ในการเข้ารหัสของข้อมูลซึ่งมีขนาดความยาวเท่ากับ k บิต หลังจากถูกเข้ารหัสจะมีความยาวของคำรหัสมีค่า n บิต ซึ่งขนาด $n-k$ บิต เป็นบิตที่เพิ่มรวมเข้าไปกับข้อมูลจะถูกเรียกว่าพาริตีบิต ตรวจสอบ โดยรหัสที่ได้จะถูกเรียกว่าเป็นรหัส (n, k) ซึ่งอัตราส่วนของจำนวนบิตข้อมูลกับความยาวของคำรหัส $k/n = R_c$ เรียกว่าอัตราการเข้ารหัส (Code rate)

ตัวพารามิเตอร์อีกค่าหนึ่ง ที่มีความสำคัญในการเข้ารหัสนั่นคือ น้ำหนักแฮมมิง (Hamming weight) หมายถึงจำนวนบิตของรหัส ซึ่งมีค่าไม่เท่ากับศูนย์ เช่น รหัส 101000 จะมีน้ำหนักเท่ากับ 2 แล้วหากมีรหัสลิเนียร์บล็อก 2 ค่า คือ

ตารางที่ 3.2 แสดงค่าความแตกต่างระหว่างคำรหัส

คำรหัสที่ i	$C_i = 10011010$	ตำแหน่งของบิตที่ i
คำรหัสที่ j	$C_j = 11110000$	ตำแหน่งของบิตที่ j

ในการหาค่าความแตกต่างระหว่างคำรหัสทั้งสองนี้ จะวัดได้จากจำนวนบิตหรือตำแหน่งของบิตที่มีค่าแตกต่างกัน ซึ่งจะเรียกค่าที่ได้นี้ว่าระยะแฮมมิง (Hamming distance) เขียนได้เป็น d_{ij} ดังตารางที่ 3.2 โดยที่ $i \neq j$ จากตัวอย่างข้างต้นจะพบว่าค่าระยะแฮมมิงเท่ากับ 4 โดยที่ค่าของระยะแฮมมิงมีค่าระหว่าง $0 < d_{ij} < n$ ค่าต่ำที่สุด ของ d_{ij} สำหรับคำรหัสใดๆ จะเรียกว่า ระยะความแตกต่างต่ำสุด (Minimum distance) ของรหัสเขียนได้เป็น d_{\min}

การเข้ารหัสแบบรีดโซโลมอนจะมีอัตราการรหัส (Code rate) ย่านกว้าง (Wideband) นั่นคือสามารถเลือกการเข้ารหัส ที่เหมาะสมกับประสิทธิภาพของแบนด์วิด (Bandwidth efficiency) ด้วยการเปรียบเทียบกับระบบที่ไม่เข้ารหัส Non-binary block code ประกอบด้วยเซตที่มีความยาวคำรหัสแน่นอน ซึ่ง Element ของคำรหัสถูกเลือกจาก Alphabet ของ q symbol แสดงโดย $\{0, 1, 2, \dots, q-1\}$ โดยทั่วไป $q = 2^k$ นั่นคือ k information bit ถูก map ใน 1 ของ q symbol โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

n คือ ความยาวของคำรหัสขนอนไบนารี

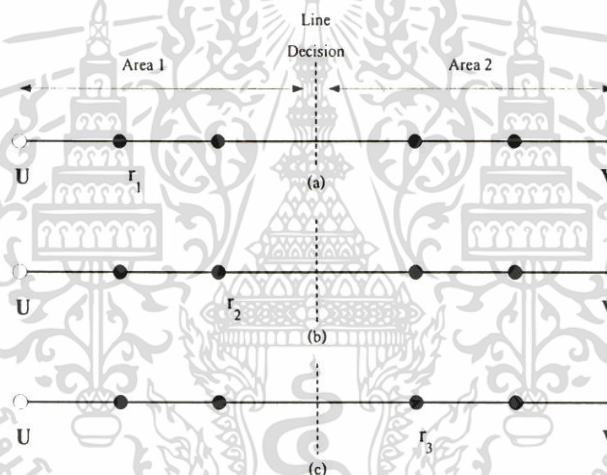
k คือ จำนวนของข้อมูลที่ถูกเข้ารหัสในบล็อกของ n symbol

D_{\min} คือ ค่า minimum distance ของการเข้ารหัสขนอนไบนารี

Systematic (n, k) block code ประกอบด้วย k information symbol และ $n-k$ parity check symbol

3.2.2 ความสามารถในการตรวจสอบและแก้ไขความผิดพลาดของรหัสลิเนียร์บล็อก

รหัสลิเนียร์บล็อกสามารถตรวจสอบและแก้ไขความผิดพลาดของข้อมูลได้โดยการตรวจสอบกับซินโดรม ($S=RH^T$) ว่าถ้า $S=0$ ก็แสดงว่ารหัสที่ได้รับนั้นไม่ผิดพลาด และถ้า $S \neq 0$ ก็แสดงว่ารหัสที่ได้รับผิดพลาด ซึ่งพบว่ารหัสลิเนียร์บล็อกสามารถตรวจสอบแก้ไขความผิดพลาดของข้อมูลรหัสลิเนียร์บล็อกนั้นจะต้องใช้สิ่งเหล่านี้วัดความสามารถ เช่น น้ำหนักแฮมมิง (Hamming weight) ของคำรหัส และค่าระยะแฮมมิง (Hamming distance) ระหว่างคำรหัส 2 คำ ซึ่งกล่าวไว้ในตอนต้น



รูปที่ 3.3 การตรวจสอบและแก้ไขความผิดพลาด

ในรูปที่ 3.3 แสดงถึงค่าระยะแฮมมิงของรหัสสองรหัส คือ U และ V โดยจุดดำที่อยู่บนเส้นหมายถึงการที่ค่าของรหัสนั้นผิด จากรูปที่ 3.3 (a) แสดงถึงด้านรับ รับสัญญาณที่แวกเตอร์ r_1 ซึ่งมีระยะห่างจาก U เท่ากับ 1 และระยะห่างจาก V เท่ากับ 4 การแก้ไขความผิดพลาดทำได้โดยอาศัยความน่าจะเป็นที่เกิดขึ้นได้มากที่สุด นั่นคือ ในกรณีนี้จะทำการเลือกสัญญาณ U เมื่อได้รับ r_1 นั่นคือ r_1 เกิดจากการที่เกิดความผิดพลาดขึ้น 1 บิตจากสัญญาณ U ในระหว่างการส่งสัญญาณแต่ทางด้านรับก็สามารถที่จะแก้ไขความผิดพลาดนี้ได้ เช่นเดียวกันหากเกิดความผิดพลาดขึ้น 2 บิต เนื่องจากการส่งสัญญาณ U ซึ่งผลทำให้ด้านรับรับสัญญาณ r_2 ซึ่งจะมีระยะห่างจาก U เท่ากับ 2 และระยะห่างจาก V เท่ากับ 3 ดังแสดงในรูปที่ 3.3 (b) การถอดรหัสยังคงเลือกกว่าสัญญาณ r_2 ที่ได้รับเกิดจากการส่งสัญญาณ U นั่นเอง ในกรณีที่เกิดความผิดพลาดขึ้น 3 บิต ของการส่งสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

U ซึ่งด้านรับรับได้เวกเตอร์ r , ซึ่งมีระยะห่างจาก U เท่ากับ 3 และห่างจาก V เท่ากับ 2 ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.3 (c) ในกรณีนี้ตัวถอดรหัส จะทำการเลือกสัญญาณ V ว่าเป็นสัญญาณที่ส่งมาจากด้านส่ง นั่นคือเกิดความผิดพลาดในการถอดรหัส

จากรูปที่ 3.3 สามารถสรุปได้ว่า การตรวจสอบความผิดพลาด จะสามารถตรวจสอบได้ ในกรณีที่มีความผิดพลาดเกิดขึ้น 1, 2, 3 และ 4 บิต ซึ่งเป็นจุดสีดำ ในกรณีที่ความผิดพลาดเกิดขึ้น 5 บิต เป็นผลทำให้ด้านรับจะรับสัญญาณเวกเตอร์ V จากการส่งสัญญาณเวกเตอร์ U ซึ่งเมื่อเกิดเหตุการณ์นี้ขึ้นด้านรับจะไม่สามารถตรวจสอบความผิดพลาดที่เกิดขึ้นได้

จะเห็นได้ว่าความสามารถในการตรวจสอบและแก้ไขความผิดพลาดของการเข้ารหัสจะมีความสัมพันธ์กับระยะความแตกต่างต่ำสุด ระหว่างเวกเตอร์ทั้งสอง จากรูปที่ 3.3 หากเวกเตอร์ด้านรับ r อยู่ในพื้นที่ 1 จะทำการเลือกสัญญาณ U เป็นสัญญาณด้านส่ง หากเวกเตอร์ด้านรับ r อยู่ในพื้นที่ส่วนที่ 2 จะทำการเลือกสัญญาณ V เป็นสัญญาณด้านส่ง จะพบว่าเวกเตอร์ U และ V จะมีระยะความแตกต่างต่ำสุด (d_{\min}) เท่ากับ 5 ซึ่งจะสามารถแก้ไขความผิดพลาดได้ 2 ตำแหน่ง ดังนั้นความสามารถในการแก้ไขความผิดพลาดของรหัสจะมีค่าเท่ากับ

$$t = \left\lfloor \frac{(d_{\min} - 1)}{2} \right\rfloor \quad (3.1)$$

โดย $\lfloor x \rfloor$ หมายถึง ค่าจำนวนเต็มที่มีค่ามากที่สุดแต่มีค่าเกิน x

t คือความสามารถในการแก้รหัสให้ถูกต้อง

ในจำพวกอนไบนารีบล็อกโค้ดจะมีการเข้ารหัสรีดโซโลมอนที่เป็นซับเซตของ BCH code และอยู่ในประเภท Cyclic-code ซึ่งการเข้ารหัสถูกอธิบายโดยพารามิเตอร์ [6]

$$n = q-1 = 2^k - 1$$

$$k = 1, 2, 3, \dots, n-1$$

$$D_{\min} = n - k + 1$$

$$Rc = k/n$$

ความสามารถในการแก้ไขของการเข้ารหัสขึ้นอยู่กับ Symbol error

$$t = \left\lfloor \frac{1}{2}(D_{\min} - 1) \right\rfloor = \left\lfloor \frac{1}{2}(n - k) \right\rfloor \quad (3.2)$$

ถ้าจำนวนความผิดพลาดที่ด้านรับมีค่ามากกว่าความสามารถในการแก้ไขให้ถูกต้อง (t) ดังนั้นตัวถอดรหัสจะไม่สามารถแก้ไขตรวจสอบค่าความถูกต้องและเรียกว่าการถอดรหัสผิดพลาด (Decoder failure)

3.3 รหัสโบเซ-โชดฮูรี-ฮ็อกเงงแฮม (Bose– Chaudhuri – Hocqenghem: BCH)

การออกแบบรหัสแก้ไขความผิดพลาดจะประกอบด้วย การออกแบบรหัสโดยมีความยาวของบล็อกสั้นที่สุด (n) ที่ค่าความยาวค่าหนึ่งที่ทำให้บล็อกข่าวสาร (k) และระยะทางสั้นที่สุด (d_{\min}) ที่ต้องการสำหรับรหัสนั้น หรือสำหรับความยาวของรหัสนั้นที่กำหนดให้ (n) และอัตรารหัส (k/n) เราต้องการออกแบบให้รหัสมีค่า d_{\min} มากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ นั่นคือ จะออกแบบรหัสให้มีความสามารถในการแก้ไขความผิดพลาดได้ดีที่สุด รหัส BCH เป็นรหัสวงเวียนที่นิยมใช้และมีประสิทธิภาพในการแก้ไขความผิดพลาดได้ดีที่สุด รหัส BCH เป็นชั้นรหัสชั้นใหญ่ของรหัสวงเวียนที่ประกอบด้วย [6]

$$\text{ความยาวของบล็อก} : n = 2^{m-1}$$

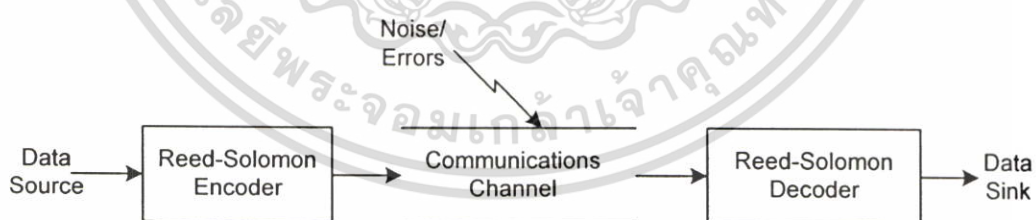
$$\text{จำนวนบิตตรวจรู้} : n - k \leq mt$$

$$\text{ระยะทางสั้นที่สุด} : d_{\min} \geq 2t + 1$$

เมื่อ m และ t เป็นค่าจำนวนเต็มใดๆ ที่เป็นบวก

3.4 รหัสรีดโซโลมอน (Reed Solomon: RS codes)

โดยปกติแล้วสิ่งแรกที่เราจะพิจารณาถึง นั่นก็คือย่านความถี่ของ Narrow sense primitive [14] ซึ่งเป็นรหัส BCH แบบไบนารี รหัสนี้จะเป็น Superset ของรหัส Reed Solomon อย่างไรก็ตามการเข้ารหัสแบบบล็อก โดยหลักๆแล้วจะถูกใช้ในลักษณะของการกระจายเสียง ที่เป็นการเข้ารหัสแบบรีดโซโลมอนเท่านั้น จึงได้ทำการรวบรวมรูปแบบหลายๆส่วนในแหล่งอ้างอิงต่างๆและมาตรฐานของหนังสือต่างประเทศ บนหลักการหรือทฤษฎีของการเข้ารหัส เพื่อให้ง่ายต่อความเข้าใจจึงขออธิบายในรูปแบบของรหัส BCH ก่อน



รูปที่ 3.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมของรหัสรีดโซโลมอน

ถ้ามองในรูปแบบคร่าวๆ เราอาจจะมองการเข้ารหัส BCH เป็นแบบ non-binary โดยมีค่าตัวแปรให้เลือกใช้ในการคำนวณค่าจำนวนเต็มที่เป็นบวกของค่า s และ t ซึ่งทำการเข้ารหัสบน F_q ของความยาวจำนวน $n = q^s - 1$ และค่าแก้ไขความผิดพลาด t จะต่อน้อยกว่า $(n-k)/2$ จากทฤษฎีและหลักการของ cyclic code ได้เพิ่มเติมค่าของ α เข้ามาซึ่งเป็นค่าของ Primitive element ในส่วนของ F_q โดยการกำเนิด (Generating) จะอยู่ในรูปแบบของโพลินอเมียล (Polynomial) ซึ่งค่า $g(x)$ ของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแก้ไขความผิดพลาดคือ t ที่ใช้ในรหัส BCH บน F_q จะต้องเป็นโพลีโนมียัลด้วย ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ที่มีดีกรีต่ำสุดจะเริ่มจากค่า F_q ที่ประกอบด้วย $\alpha, \alpha^2, \dots, \alpha^{2t}$ ดังสมการ

$$g(x) = \text{lcm}\{m_1(x), m_2(x), \dots, m_{2t}(x)\} \tag{3.2}$$

เมื่อ $m_i(x)$ เป็นค่าโพลีโนมียัลต่ำสุดของ $\alpha^{(i)}$ ค่าดีกรีของ $g(x)$ จะต้องน้อยกว่าหรือเท่ากับ $2st$ (หรือค่าอื่นๆของ $m_i(x)$ จะต้องมีดีกรีน้อยกว่าหรือเท่ากับค่า s) จากสมการที่ (3.2) จะมีค่า Parity check ที่น้อยกว่าหรือเท่ากับ $2st$ ถ้า $q=2$ จะกำหนดให้เป็นรหัสแบบ BCH ถ้า $s=1$ จะเป็นลักษณะ Subclass ของรหัส BCH บน F_q ซึ่งเป็นที่รู้จักกันในชื่อว่า รหัสรีดโซโลมอน หรือ RS Code [14]

จากค่าตัวแปรต่างๆของ RS Code สามารถแสดงได้ดังนี้

ความยาวของบล็อก	$n=q-1$
จำนวนของการตรวจสอบบิต	$n-k=2t$
ค่าระยะทางต่ำสุด	$d_{\min} = 2t+1$

ในกรณีที่เราต้องการพิสูจน์หาค่าระยะทางต่ำสุดที่แท้จริงของรหัส RS ก็จะทำให้การหาค่าที่ถูกต้องแบบ โดยการหาค่าที่คิดเป็นระยะทางแทน จากทฤษฎีของ Singleton Bound เราจะได้เป็น

$$d_{\min} \leq n-k+1 \tag{3.2}$$

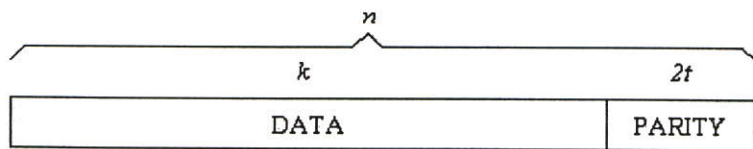
และจากทฤษฎีของ BCH จะได้ว่าค่าของ

$$d_{\min} \geq n-k+1 \tag{3.3}$$

ดังนั้น

$$d_{\min} = n-k+1 = 2t+1 \tag{3.4}$$

โดยที่การเข้ารหัสแบบ RS นั้นจะเป็นการเข้ารหัสแบบ cyclic code อย่างง่ายถ้าเราสามารถหาค่าการกำเนิดโพลีโนมียัลได้ เราก็จะหาค่าวิธีการถอดรหัสทางด้านปลายทางได้เช่นกัน โดยลองพิจารณาคุณสมบัติสำคัญของรหัสที่เริ่มต้นจาก F_{q^m} กำหนดให้ α เป็น Primitive element ใน F_{q^m} ซึ่งได้นิยามให้ค่านี้เป็นรหัสของ RS ด้วยเช่นกัน ถ้าสมมติเลือกเป็นแบบ Non-primitive element ดังนั้นก็สามารถที่จะกำหนดให้รหัส RS อยู่ในฟอร์มของ Non-primitive ด้วย โดยสิ่งที่ต้องการในการ



รูปที่ 3.5 แสดงวิธีการตรวจสอบบิตและข้อมูลในรูปแบบ RS Code

เข้ารหัส RS นั้นจะต้องมีค่าความสามารถในการแก้ไขความผิดพลาด t (Error correcting capability) เมื่อได้การกำเนิดค่าโพลีโนมียัล โดยกำหนดค่าจาก

$$g(x) = (x-\alpha)(x-\alpha^2)\dots(x-\alpha^{2^i}) \quad (3.5)$$

ซึ่งคุณสมบัติทุกค่าที่ได้ จะถูกทำให้มีความซับซ้อนขึ้นในหัวข้อก่อนหน้านี้ ได้ทำการประยุกต์หาค่าของการเข้ารหัสแบบ RS เอาไว้แล้ว

เหตุผลที่ใช้การเข้ารหัสแบบรีดโซโลมอนก็เพราะเป็น Non-binary linear block code และใช้ Multi-bit character มากกว่าใช้ Individual bit ใน Maximum Distance Separable (MDS) code ทำให้มีประสิทธิภาพสูงในการใช้ Redundancy โดยความยาวของบล็อกและขนาด Character สามารถปรับให้เหมาะสมกับสัญญาณ MPSK คุณสมบัติของรหัส RS มีดังนี้

- 1). เป็นรหัสลิเนียร์บล็อก
- 2). ใช้ได้ทั้งในกรณีข้อมูลที่เป็นเลขฐานสองและไม่ใช้เลขฐานสอง
- 3). เป็นกรณีพิเศษของซีกลาสของรหัส BCH
- 4). เป็นรหัสที่มีรหัสระยะทางน้อยที่สุดที่เป็นไปได้ สำหรับการเข้ารหัส ที่อินพุตและเอาต์พุตที่มีความยาวเท่ากัน
- 5). ระยะทางที่น้อยที่สุด (d_{\min}) ของรหัส RS จะกำหนดด้วยความสัมพันธ์ $d_{\min} = n-k+1$ เมื่อ n คือจำนวนบิตทั้งหมดของบล็อกการเข้ารหัส และ k คือจำนวนบิตข้อมูลที่จะทำการเข้ารหัส

ทฤษฎีซิงเกิลตัน (Singleton Bound)

ค่า Minimum distance (minimum weight) ของทุกการเข้ารหัสแบบลิเนียร์ (n, k) สอดคล้องกับ $D^* \leq 1 + n - k$ โดยคำรหัสไม่เป็นศูนย์มีน้ำหนักน้อยที่สุด คือ น้ำหนัก d^* และ symbol ข้อมูลที่ไม่เป็นศูนย์จะมีค่าเดียว และค่า $(n - k)$ คือค่า พาริตี symbol ดังนั้นคำรหัสไม่สามารถมีค่ามากกว่า $1 + (n - k)$ ซึ่งค่าน้ำหนักน้อยที่สุดของการเข้ารหัสจะไม่เกิน $1 + n - k$

ค่า Minimum distance ของการเข้ารหัสที่มีค่า $d^* = 1+n- k$ จะเรียกว่าการเข้ารหัสที่มีระยะห่างสูงสุด (Maximum - distance code) Singleton bound จะบอกกำลังของความสามารถในการแก้ไข t ความผิดพลาด และการเข้ารหัสต้องมีค่าน้อยที่สุด $2t$ parity symbol ไปจนถึง 2 parity symbol ต่อ ความผิดพลาดที่ถูกแก้ไข

การเข้ารหัสส่วนใหญ่ที่มีการเข้ารหัสที่เหมาะสมแม้จะมี Parity symbol มากกว่า Singleton bound ที่ต้องการมาก แต่พบว่ามันจะมีค่าเท่ากับค่า Maximum-distance code ที่มี $2 t$ parity symbol

ทฤษฎี Reed Solomon code คือการเข้ารหัสรีดโซโลมอน ที่เป็น maximum distance code และมีค่า minimum distance คือ $n - k + 1$ ให้ $d = 2t + 1$ เป็นระยะห่างของการเข้ารหัสที่ถูกออกแบบ และค่าระยะห่างน้อยที่สุด (minimum distance) d^* สอดคล้องกับ

$$d^* \geq d = 2t + 1 = n - k + 1$$

เนื่องจาก $2t = n - k$ เมื่อเป็นการเข้ารหัสรีดโซโลมอน แต่ Singleton bound ของทฤษฎีทฤษฎีจะเป็น

$$d^* \leq n - k + 1$$

ดังนั้น

$$d^* = n - k + 1$$

เมื่อ

$$d^* = d$$

ทฤษฎีนี้จะบอกว่าถ้า fix (n, k) และไม่มีการเข้ารหัสจะมีค่า minimum distance มากกว่าการเข้ารหัสรีดโซโลมอน ซึ่งนี่คือเหตุผลที่มักจะใช้การเข้ารหัสรีดโซโลมอน แทน (นิยม RS code)

การเข้ารหัสรีดโซโลมอนจะมีความยาวของบล็อกสั้นกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับกรเข้ารหัสวงเวียนที่มี Alphabet เดียวกัน

ตารางที่ 3.3 แสดงค่าตัวแปรต่างๆของ Berlekamp Algorithm

μ	$\sigma^\mu(x)$	d_μ	l_μ	$\mu - l_\mu$	ρ
-1	1	1	0	-1	
0	1	$\alpha + 1$	0	0	
1	$1 + (\alpha + 1)x$	$1 + \alpha$	1	0	-1
2	$1 + \alpha x$	$1 + \alpha + \alpha^2$	1	1	0
3	$1 + (\alpha + \alpha^2 + \alpha^3)x + (1 + \alpha + \alpha^2)x^2$	$\alpha + \alpha^3$	2	1	1
4	$1 + (1 + \alpha + \alpha^2)x + (\alpha + \alpha^2)x^2$	1	2	2	2
5	$1 + (1 + \alpha + \alpha^3)x + \alpha x^2 + \alpha x^3$	$\alpha + \alpha^3$	3	2	3
6	$1 + x + x^2 + (1 + \alpha + \alpha^3)x^3$	-	-	-	-

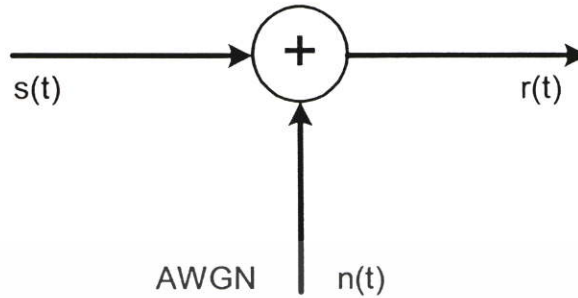
3.5 ทฤษฎีช่องสัญญาณแบบต่างๆ

สิ่งแวดล้อมต่างๆ ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับทำให้เกิดสัญญาณรบกวน การหน่วงเวลา และการจางหายเนื่องจากสัญญาณที่ถูกสะท้อนภายใต้ด้วยสิ่งกีดขวาง (Scattered) รวมถึงสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากสิ่งแวดล้อมอื่นๆ เช่น สัญญาณรบกวนขาวววก ดังนั้นในการจำลองระบบจึงจำเป็นต้องคำนึงถึงปัจจัยที่เกิดจากช่องสัญญาณด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5.1 ช่องสัญญาณรบกวนขาวววกเกาส์

ในระบบสื่อสารเครื่องรับจะได้รับสัญญาณรบกวนขาวววกแบบเกาส์ ดังรูป ที่ 3.8



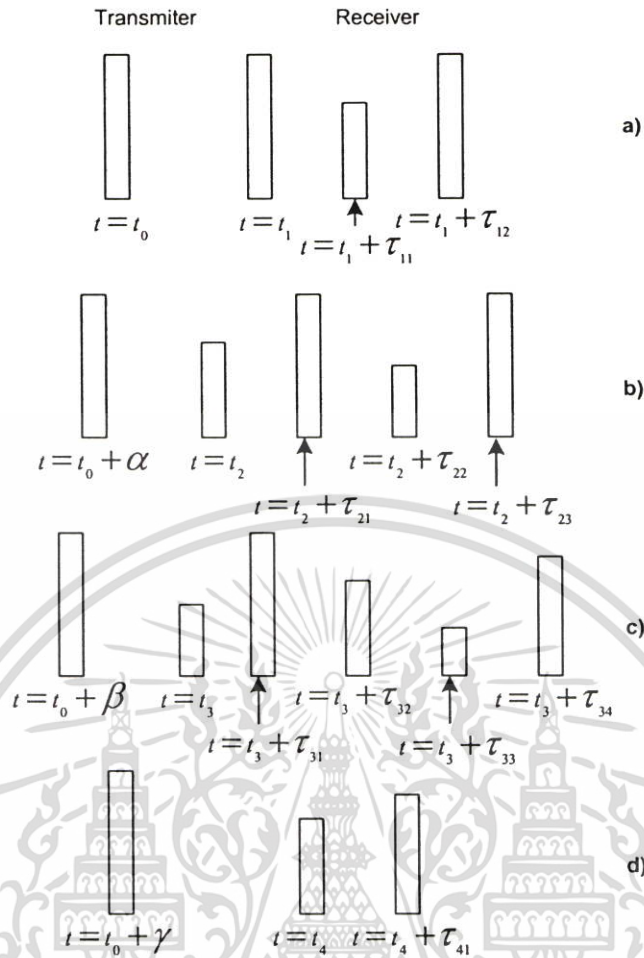
รูปที่ 3.8 การปรากฏของสัญญาณรบกวนขาวววกแบบเกาส์ที่เครื่องรับ

โดยสัญญาณรบกวนขาวววกจะส่งผลต่อการเกิดการผิดพลาดบิตอันเนื่องมาจากการตรวจจับสัญญาณ ไบนารีที่ผิดพลาด เนื่องจากสัญญาณรบกวนขาว อาจเสริมหรือหักล้างกับสัญญาณที่ส่งมาจากเครื่องส่งก็ได้

3.5.2 ช่องสัญญาณแบบหลายวิถี

เมื่อส่งสัญญาณอิมพัลส์ไปบนช่องสัญญาณแบบมัลติพาทที่แปรผันตามเวลา (Time-varying multi-path channel)[9] สัญญาณที่รับได้จะปรากฏเป็นขบวนพัลส์ แสดงดังรูปที่ 3.9 จากรูปจะเห็นว่าเมื่อทำการส่งอิมพัลส์ออกไปที่เวลาต่างๆกัน สัญญาณที่รับได้จะปรากฏเป็นขบวนพัลส์ซึ่งมีจำนวนรวม การประวิงเวลา (Delay time) และ การลดทอนทางแอมพลิจูดที่แตกต่างกัน ด้วยเหตุนี้จึงกล่าวได้ว่าคุณลักษณะอย่างหนึ่งของตัวกลางแบบมัลติพาท คือการแผ่กว้างทางเวลา (Time spread) ของสัญญาณที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณ

คุณลักษณะประการที่สองของช่องสัญญาณแบบมัลติพาทจะขึ้นอยู่กับความแปรผันของเวลาในโครงสร้างตัวกลาง จากผลอันเนื่องมาจากความแปรผันของเวลานี้เองทำให้คุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบมัลติพาทมีการแปรผันตามเวลา นั่นคือถ้าทำการส่งพัลส์ทดลองเข้าไปเรื่อยๆ จะสังเกตเห็นความเปลี่ยนแปลงในขบวนพัลส์ที่รับได้ ซึ่งจะมีการเปลี่ยนแปลงทั้งขนาดของแต่ละพัลส์ การเปลี่ยนแปลงการประวิงเวลา ระหว่างพัลส์และที่พบบ่อยที่สุดคือการเปลี่ยนแปลงจำนวนพัลส์โดยสังเกตได้จากขบวนพัลส์ที่รับได้ ดังแสดงในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาท

นอกจากนั้นการแปรผันของเวลาจะเกิดขึ้นกับผู้ใช้ช่องสัญญาณอย่างที่ไม่สามารถทำนายล่วงหน้าได้ (Unpredictable) ดังนั้นจึงเป็นเหตุผลที่จะกำหนดคุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบมัลติพาทที่แปรผันตามเวลาในเชิงสถิติ ต่อไปจะได้พิจารณาผลกระทบของช่องสัญญาณต่อสัญญาณที่ถูกส่งออกไป ซึ่งสามารถเขียนในรูปทั่วไปได้ดังนี้

$$s(t) = \text{Re} \left[u(t) e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (3.16)$$

เมื่อ $s(t)$ เป็นสัญญาณที่จะทำการส่งออกไป

$u(t)$ เป็นสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล (Equivalent low-pass signal)

f_c เป็นความถี่คลื่นพาห้

สมมติว่ามีเส้นทางในการแพร่กระจายแบบมัลติพาท โดยในแต่ละเส้นทางจะสอดคล้องกับการประวิงเวลาในการแพร่กระจาย (Propagation delay) และตัวประกอบการลดทอน (Attenuation factor) ซึ่งทั้งการประวิงเวลาในการแพร่กระจายและตัวประกอบการลดทอนจะมีการแปรผันตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เวลาอันเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงในโครงสร้างของตัวกลาง ด้วยเหตุนี้สัญญาณแถบผ่าน (Band-pass signal) ที่รับได้อาจแสดงได้ดังสมการที่ (3.17)

$$x(t) = \sum_n \alpha_n(t) s(t - \tau_n(t)) \quad (3.17)$$

เมื่อ $\alpha_n(t)$ เป็นตัวประกอบการลดทอนสำหรับสัญญาณที่รับได้ในเส้นทางที่ n

$\tau_n(t)$ เป็นการประวิงเวลาในการแพร่กระจายสำหรับเส้นทางที่ n

เมื่อแทน $s(t)$ จากสมการ (3.16) ในสมการ (3.17) จะได้

$$x(t) = \text{Re} \left\{ \left(\sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} u[t - \tau_n(t)] \right) e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (3.18)$$

จากสมการที่ (3.18) จะสังเกตได้ว่าสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูลทางด้านรับ (Equivalent low-pass received signal) คือ

$$r(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} u[t - \tau_n(t)] \quad (3.19)$$

$$c(\tau; t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta[t - \tau_n(t)] \quad (3.20)$$

สมการ (3.20) นี้เหมาะสำหรับช่องสัญญาณที่ประกอบด้วยองค์ประกอบของแต่ละเส้นทางที่เป็นแบบคิสคริต (discrete multi-pass component)

เมื่อพิจารณาการส่งสัญญาณคลื่นพาห์โดยไม่ได้มอดูเลตที่ความถี่ f_c ดังนั้น $u(t)$ จะเท่ากับ 1 สำหรับทุกเวลา t ด้วยเหตุนี้สัญญาณที่รับได้สำหรับกรณีของช่องสัญญาณมัลติพาธแบบคิสคริต (discrete multi-path channel) แสดงดังสมการที่ 3.19 สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \\ &= \sum_n \alpha_n(t) e^{-j\theta_n(t)} \end{aligned} \quad (3.21)$$

เมื่อ $\theta_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t)$ นั่นคือสัญญาณที่รับได้จะประกอบด้วยผลรวมของเฟส (phase) ต่างๆที่แปรผันตามเวลา โดยมีแอมพลิจูดเป็น $\alpha_n(t)$ และมีเฟสเป็น $\theta_n(t)$ สังเกตว่าจะต้องเกิดการเปลี่ยนแปลงทางพลวัต (dynamic) ของ $\alpha_n(t)$ ในตัวกลางเป็นอย่างมากจึงจะเป็นผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงที่สำคัญในสัญญาณที่รับได้ ในขณะเดียวกัน $\theta_n(t)$ จะเป็นแปลงไป 2π เรเดียน เมื่อ τ_n เปลี่ยนแปลงไป $1/f_c$ เนื่องจาก $1/f_c$ นั้นเป็นตัวเลขที่น้อยจึงเห็นได้ว่า $\theta_n(t)$ สามารถเปลี่ยนแปลงไป 2π เรเดียน โดยสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงของตัวกลางเพียงเล็กน้อยเท่านั้น เวลา

ประวิง τ_n ซึ่งสัมพันธ์กับเส้นทางต่างๆของสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงด้วยอัตราต่างๆกัน และมีการเปลี่ยนแปลงอย่างที่ไม่สามารถทำนายล่วงหน้าได้ (random) แสดงให้เห็นว่าสัญญาณที่รับได้ $r(t)$ ในสมการที่ (3.21) สามารถถูกจำลองให้เป็นกระบวนการสุ่ม (random process) เมื่อมีจำนวนเส้นทางในการเคลื่อนที่จำนวนมากสามารถที่จะใช้ทฤษฎีจำกัดศูนย์กลาง (central limit) ในการจำลอง $r(t)$ เป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบ Gaussian (complex-valued Gaussian random process) นั่นคือผลตอบสนองอิมพัลส์ที่แปรผันตามเวลา $c(\tau;t)$ จะเป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบ Gaussian ในตัวแปร t

แบบจำลองการแพร่กระจายแบบมัลติพาท (Multi-path propagation model) ของช่องสัญญาณ แสดงให้เห็นจากสัญญาณที่รับได้ $r(t)$ ดังสมการที่ (3.21) ซึ่งเป็นผลมาจากการเฟดดิ้งของสัญญาณ ปรากฏการณ์เฟดดิ้งนั้น เบื้องต้นเป็นผลมาจากการแปรผันทางเวลาในเฟส $\{\theta_n(t)\}$ ที่มีการแปรผันตามเวลาแบบสุ่มโดยสอดคล้องกับเวกเตอร์ $\{\alpha_n e^{-j\theta_n}\}$ ในกรณีที่ผลจากการรวมเวกเตอร์เป็นไปในลักษณะหักล้างกัน จะเป็นผลให้สัญญาณที่รับได้ $r(t)$ มีค่าน้อยมากหรือเป็นศูนย์ในทางปฏิบัติ ส่วนกรณีที่เวกเตอร์ $\{\alpha_n e^{-j\theta_n}\}$ มีการรวมในลักษณะที่เสริมกันสัญญาณที่รับได้ก็จะมีค่ามากด้วยเหตุนี้ การเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของสัญญาณที่รับได้ซึ่งเป็นเทอมของเฟดดิ้งของสัญญาณ (signal fading) จะขึ้นอยู่กับคุณลักษณะแบบมัลติพาท ที่แปรผันตามเวลา (time-variant multi-path characteristic) ของช่องสัญญาณ

เมื่อผลตอบสนองทางอิมพัลส์ $c(\tau;t)$ ถูกจำลองเป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบ Gaussian ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ (zero mean) และขนาด (envelope) $|c(\tau;t)|$ ที่ขณะเวลาใด ๆ มีการแจกแจงแบบ Rayleigh กรณีนี้ช่องสัญญาณจะเป็นช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิ้งเป็นแบบ Rayleigh แต่สำหรับกรณีที่ $c(\tau;t)$ ไม่สามารถจำลองให้มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ กรณีนี้ $|c(\tau;t)|$ จะมีการแจกแจงเป็นแบบ Rician และช่องสัญญาณจะเป็นช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิ้งเป็นแบบ Rician

ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ (correlation function) และฟังก์ชันความหนาแน่นสเปกตรัมของกำลังงาน (power spectrum density) สามารถใช้การกำหนดคุณลักษณะ ของช่องสัญญาณแบบมัลติพาทเฟดดิ้งได้ พิจารณาผลตอบสนองอิมพัลส์แถบความถี่ต่ำสมมูล (equivalent low-pass impulse response) $c(\tau;t)$ ซึ่งแสดงคุณลักษณะเป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบ Gaussian (Complex-valued Gaussian random process) ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ในตัวแปร t สมมติว่า $c(\tau;t)$ มีลักษณะคงที่แบบกว้าง (Wide-sense stationary) ดังนั้นสามารถหาฟังก์ชันอัตสหสัมพันธ์ (Auto-correlation) ของ $c(\tau;t)$ ได้เป็น

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E [c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t)] \quad (3.22)$$

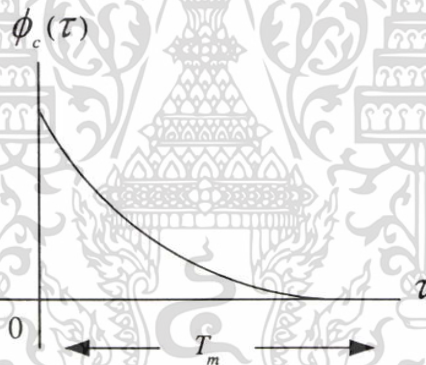
ในตัวของกลางของการรับส่งสัญญาณวิทยุส่วนใหญ่ การลดทอน (Attenuation) และการเลื่อนเฟส (phase shift) ของช่องสัญญาณที่สัมพันธ์กับเวลาประวิง τ_1 จะไม่สัมพันธ์กับการลดทอนและ

การเลื่อนเฟสที่สัมพันธ์กับเวลาประวิง τ_2 กรณีดังกล่าวมักจะเรียกว่าการกระจัดกระจายแบบไม่สหสัมพันธ์ (Uncorrelated scattering) ในที่นี้จะสมมติว่าการเกิดการกระจัดกระจายที่เวลาประวิงทั้งสองไม่สัมพันธ์กัน จากสมการที่ (3.22) จะได้

$$\frac{1}{2}E[c^*(\tau_1; t + \Delta t)c(\tau_2; t + \Delta t)] = \phi_c(\tau_1; \Delta t)\delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (3.23)$$

ถ้าให้ $\Delta t = 0$ ผลลัพธ์ของฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ $\phi_c(\tau; 0) = \phi_c(\tau)$ ซึ่งคือกำลังเอาท์พุทเฉลี่ยของช่องสัญญาณซึ่งเป็นฟังก์ชันของ τ จากเหตุผลนี้เองจึงเรียก $\phi_c(\tau)$ ว่า MIP (Multi-path intensity profile) ของช่องสัญญาณ โดยทั่วไปแล้ว $\phi_c(\tau; \Delta t)$ จะแสดงกำลังงานเอาท์พุทเฉลี่ยในรูปของฟังก์ชัน τ และความแตกต่างของเวลาในการสังเกต Δt ดังรูปที่ 3.10

ในทางปฏิบัติ $\phi_c(\tau; \Delta t)$ จะวัดได้โดยการส่งพัลส์ช่วงๆแคบมาหลายๆหรือสัญญาณแบนด์กว้าง (Wideband signal) และทำสหสัมพันธ์ข้าม (cross-correlation) ระหว่างสัญญาณที่รับได้กับตัวสัญญาณนั้นเองที่ถูกประวิงเวลาออกไป โดยปกติแล้ว $\phi_c(\tau)$ จะมีค่าลดลงในลักษณะเอ็กโพเนนเชียล (exponential decay) เมื่อค่า τ มีค่าเพิ่มขึ้น ช่วงของค่า τ ซึ่ง $\phi_c(\tau)$ มีค่าไม่เป็นศูนย์ จะเรียกว่า multi-path spread ของช่องสัญญาณแทนด้วย T_m



รูปที่ 3.10 แสดงค่า MIP (Multi-path Intensity Profile) ในโดเมนเวลา

การแสดงคุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบมัลติพาทที่แปรผันตามเวลาในโดเมนของความถี่ก็สามารถทำได้ในทำนองเดียวกัน โดยในการแปลงฟูเรียร์ (Fourier transform) ของ $c(\tau; t)$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) ที่แปรผันตามเวลา $C(f; t)$ เมื่อ f เป็นตัวแปรของความถี่ดังนี้

$$C(f; t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t)e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (3.24)$$

เนื่องจาก $c(\tau; t)$ เป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบ Gaussian ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ในตัวแปร t ดังนั้น $C(f; t)$ ก็จะมีคุณลักษณะทางสถิติที่เหมือนกันด้วย ด้วยเหตุนี้ภายใต้การสมมติว่า

ช่องสัญญาณเป็นแบบ “Wide-Sense Stationary Process” จึงสามารถหาฟังก์ชันอัตโนมัติได้เป็น

$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E [c^*(f_1; t) c(f_2; t + \Delta t)] \quad (3.25)$$

เนื่องจาก $C(f; t)$ เป็นการแปลงฟูเรียร์ (Fourier Transform) ของ $c(\tau; t)$ จึงไม่เป็นการแปลกที่จะพบว่า $\phi_c(f_1, f_2; \Delta t)$ จะสัมพันธ์กับ $\phi_c(\tau; \Delta t)$ โดยการแปลงฟูเรียร์ (Fourier Transform) ดังนั้นเมื่อแทนสมการที่ (3.24) ลงในสมการที่ (3.25) จะได้

$$\begin{aligned} \phi_c(f_1, f_2; \Delta t) &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E [c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) e^{j2\pi(f_1 - f_2)\tau_1} d\tau_1 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) e^{j2\pi f_1 \tau_1} d\tau_1 \equiv \phi_c(\Delta f; \Delta t) \end{aligned} \quad (3.26)$$

เมื่อ $\Delta f = f_2 - f_1$ จากสมการที่ (3.26) สังเกตว่า $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ เป็นการแปลงฟูเรียร์ (Fourier Transform) ของ MIP นอกจากนั้นจากการสมมติว่าเป็นการกระเจิงแบบไม่สัมพันธ์กันแสดงให้เห็นว่าฟังก์ชันอัตโนมัติของ $C(f; t)$ เป็นเพียงฟังก์ชันของความแตกต่างทางความถี่ $\Delta f = f_2 - f_1$ ดังนั้นจึงเป็นการเหมาะสมที่จะเรียก $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ ว่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์สเปซทางความถี่-สเปซทางเวลา (space-frequency space-time correlation) ของช่องสัญญาณ

สมมติว่า $\Delta t = 0$ ในสมการที่ (3.26) รวมทั้ง $\phi_c(\Delta f; 0) \equiv \phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$ จะได้ความสัมพันธ์เป็น

$$\phi_c(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau) e^{-j2\pi\Delta f \tau} d\tau \quad (3.27)$$

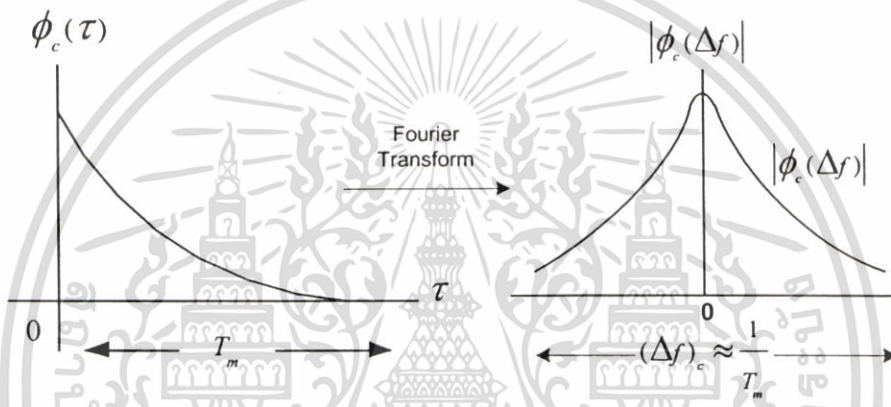
ความสัมพันธ์ตามสมการที่ (3.27) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.10 เนื่องจาก $\phi_c(\Delta f)$ เป็นฟังก์ชันอัตโนมัติสัมพันธ์ในตัวแปรของความถี่ จึงเป็นการแสดงให้เห็นถึงการวัดความถี่ร่วมนัย (coherence frequency) ของช่องสัญญาณ จากผลของความสัมพันธ์ในการแปลงฟูเรียร์ (Fourier transform) ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$ จะได้ผลทำนองเดียวกันว่า multi-path spread นั้นเป็นการวัดแบนด์วิดท์ร่วมนัย (coherence bandwidth) ของช่องสัญญาณ นั่นคือ

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (3.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $(\Delta f)_c$ แสดงแบนด์วิดท์รวมนับ ด้วยเหตุนี้สัญญาณไซน์ 2 สัญญาณที่มีความถี่ต่างกันมากกว่า $(\Delta f)_c$ จะได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณต่างกัน เมื่อทำการส่งสัญญาณข่าวสารผ่านช่องสัญญาณ ถ้า $(\Delta f)_c$ มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ ของสัญญาณที่ถูกส่งออกไป จะเรียกช่องสัญญาณนั้นว่า ช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่ (frequency selective channel) สำหรับกรณีนี้ช่องสัญญาณจะทำให้ สัญญาณที่ส่งออกไปนั้นมีความผิดเพี้ยนอย่างรุนแรง แต่ถ้า $(\Delta f)_c$ มีค่ามากกว่าแบนด์วิดท์ของ สัญญาณที่ส่งออกไป จะเรียกช่องสัญญาณนั้นว่า ช่องสัญญาณไม่เจาะจงความถี่ (frequency non-selective)

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t) u(t - \tau) d\tau \quad (3.29)$$



รูปที่ 3.11 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$

หรือในฟังก์ชันของความถี่ $C(f; t)$ และ $U(f)$ ดังนี้

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} C(f; t) U(f) e^{j2\pi ft} df \quad (3.30)$$

สมมติว่าทำการส่งสัญญาณข้อมูลดิจิทัลไปบนช่องสัญญาณ โดยการมอดูเลต (อาจเป็นการมอดูเลตทางแอมพลิจูด ทางเฟส หรือมอดูเลตทั้งแอมพลิจูดและเฟส) พัลส์ $u(t)$ ด้วยอัตรา $1/T$ เมื่อ T เป็นช่วงเวลาของสัญญาณ (signal interval) จากสมการที่ (3.30) จะเห็นได้ว่าช่องสัญญาณที่แปรผันตามเวลาซึ่งแสดงคุณลักษณะด้วยฟังก์ชันถ่ายโอน $C(f; t)$ จะทำให้สัญญาณ $U(f)$ เกิดความผิดเพี้ยน ถ้า $U(f)$ มีแบนด์วิดท์ W ที่มีค่ามากกว่าแบนด์วิดท์รวมนับ $(\Delta f)_c$ ของช่องสัญญาณ $U(f)$ จะได้รับอัตราขยายและการเลื่อนเฟสจากช่องสัญญาณต่างๆกันตลอดย่านความถี่ ซึ่งกรณีนี้เรียกช่องสัญญาณดังกล่าวว่าช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่ ความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นอีกชนิดหนึ่งคือการแปรผันของความแรงสัญญาณ (Signal strength) ที่รับได้ซึ่งเรียกว่าการจางของสัญญาณ (fading)

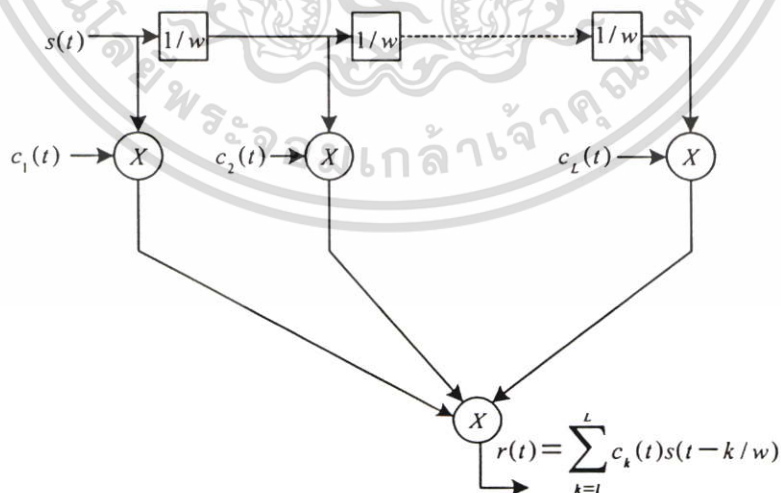
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลกระทบของช่องสัญญาณต่อสัญญาณที่ส่งออกไป $u(t)$ จะเป็นฟังก์ชันของแบนด์วิดท์ของสัญญาณและช่วงกว้างของสัญญาณ (Signal duration) ตัวอย่างเช่น ถ้าเลือกช่วงกว้างของสัญญาณ T เพื่อให้ได้เงื่อนไข $T \gg T_m$ เพื่อหลีกเลี่ยงการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์แล้วถ้าแบนด์วิดท์ของสัญญาณพัลส์ $u(t)$ เป็น $W \approx 1/T$ จะได้ว่า

$$W \ll 1/T_m \approx (\Delta f)_c \quad (3.31)$$

นั่นคือแบนด์วิดท์ของสัญญาณ W มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ร่วมนัย (Coherent bandwidth) ของช่องสัญญาณมากๆ ดังนั้นจะเป็นช่องสัญญาณแบบไม่เจาะจงความถี่ สำหรับกรณีนี้องค์ประกอบทางความถี่ทั้งหมดใน $U(f)$ จะถูกลดทอนและมีการเลื่อนเฟสที่เหมือนกันในการส่งผ่านช่องสัญญาณ นั่นหมายความว่าองค์ประกอบของสัญญาณจากหลายเส้นทางนั้นไม่สามารถถูกพิจารณาแยกออกเป็นพิกที่ต่างกันได้เพราะ $W \ll (\Delta f)_c$

เนื่องจากองค์ประกอบของสัญญาณที่มาจากหลายเส้นทางในสัญญาณที่รับได้จะไม่สามารถแยกออกจากกันได้เมื่อแบนด์วิดท์ของสัญญาณ W มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ร่วมนัย $(\Delta f)_c$ ของช่องสัญญาณ สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับจะปรากฏเป็นสัญญาณที่เดินทางผ่านเส้นทางการจางเพียงเส้นทางเดียว แต่ในทางกลับกันเมื่อทำให้ $W \gg (\Delta f)_c$ นั่นคือเป็นช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่ ภายใต้เงื่อนไของค์ประกอบของสัญญาณที่มาจากเส้นทางในสัญญาณที่รับได้สามารถปรากฏเป็นพิกของสัญญาณต่างๆกัน ถ้าสัญญาณในแต่ละเส้นทางนั้นมีเวลาประวิงมากกว่าหรือเท่ากับ $1/W$ ดังนั้นช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่นี้สามารถจำลองได้เป็นช่องสัญญาณแบบสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยก (Tapped delay line) โดยสัมประสิทธิ์ของแต่ละจุดต่อแยกแปรผันตามเวลาดังแสดงดังรูปที่ 3.12

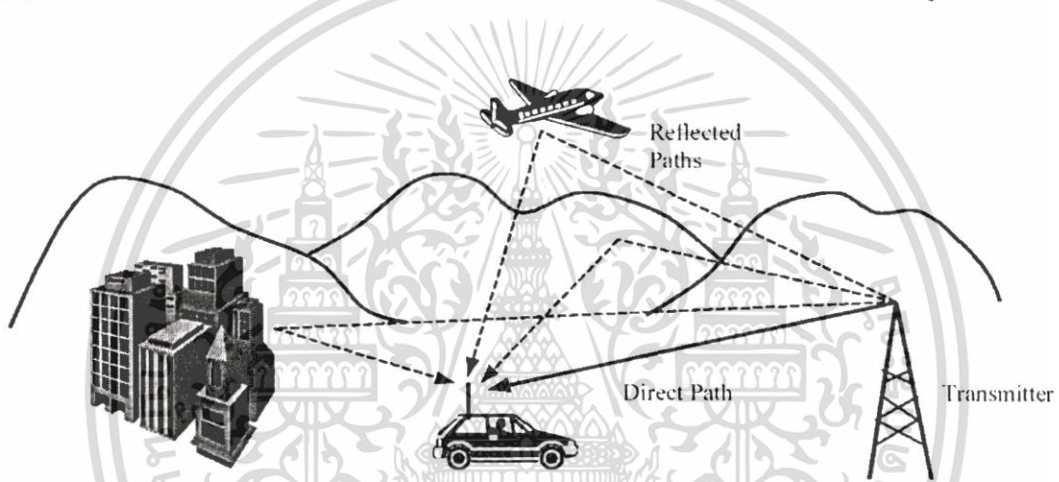


รูปที่ 3.12 แบบจำลองสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยกของช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่

3.6 รูปแบบของการจางหาย

นอกจากสัญญาณรบกวนขาที่เกิดขึ้นที่เครื่องรับแล้ว โดยส่วนใหญ่การส่งสัญญาณในระบบสื่อสารจะได้รับผลกระทบจากสัญญาณจางหายหลายวิธีเนื่องจากกรณีที่เป็นการส่งแบบกระจายสัญญาณ (Broadcasting) ซึ่งส่งสัญญาณออกไปในทิศทางที่กว้าง ดังนั้นโอกาสในการสัญญาณเดียวกันหลายๆ สัญญาณจะสะท้อนสิ่งแวดล้อมในระบบไปสู่เครื่องรับจึงมีมาก ดังนั้นปรากฏการณ์ดังกล่าวสามารถสมมติได้ว่า ช่องสัญญาณของระบบเป็นแบบหลายวิถี โดยที่พารามิเตอร์ที่สำคัญของช่องสัญญาณคือจำนวนวิถี (path) และค่าหน่วงเวลา (delay)

สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับ จะเป็นในลักษณะของการทับซ้อนกันของสัญญาณในแต่ละเส้นทาง ซึ่งจะได้รับผลกระทบ จากการจางหายของช่องสัญญาณต่างกันด้วย ดังนั้นบางครั้งสัญญาณที่รวมกันอาจเสริมกัน หรือหักล้างกันก็ได้ สิ่งแวดล้อมภายในระบบแสดงดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 แสดงแบบจำลองช่องสัญญาณแบบหลายวิถีในสถานะต่างๆ

สาเหตุของการเกิดการจางหาย

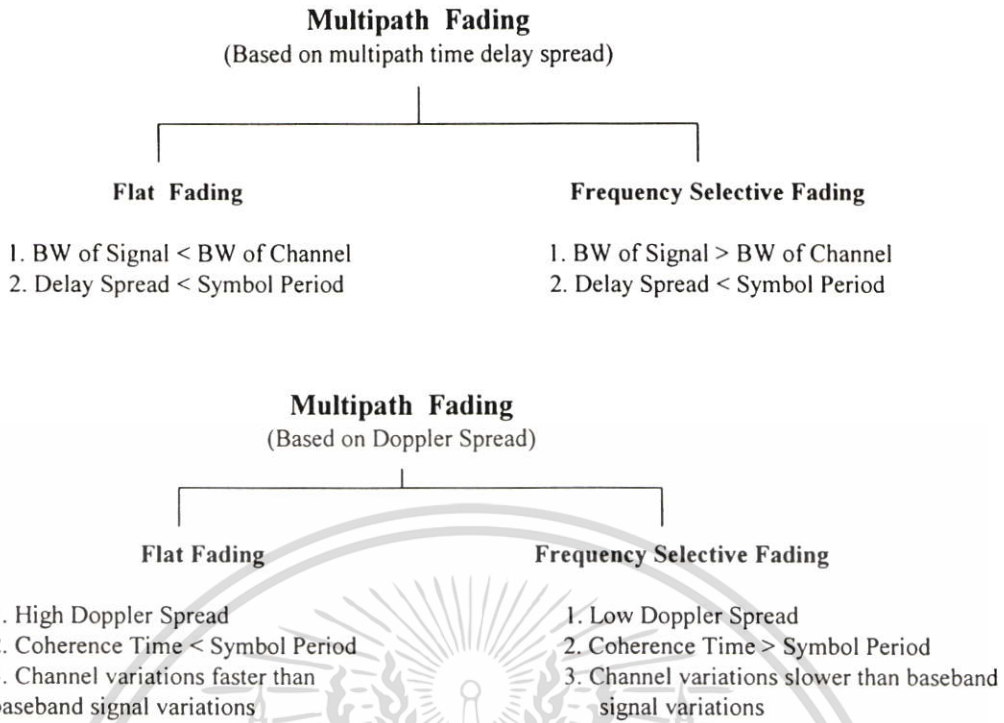
ก่อนอื่นขอกล่าวถึงพารามิเตอร์ที่สำคัญ เช่น *ปรากฏการณ์คอปเปอเรซีฟด์* คือถ้าอุปกรณ์รับสัญญาณมีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วระดับหนึ่ง จะส่งผลให้สัญญาณที่รับได้มีความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปจากความถี่ของสัญญาณที่ส่งออกจากต้นกำเนิด ปรากฏการณ์เหล่านี้มักพบเห็นได้บ่อยจากระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ภายในรถยนต์ ซึ่งก็แสดงให้เห็นว่า ถ้าอุปกรณ์รับสัญญาณเคลื่อนที่ด้วยแล้ว การเปลี่ยนแปลงของความถี่จะมีมากกว่าเดิม *ปรากฏการณ์ดีเลย์สเปรด* คือความล่าช้าของสัญญาณแต่ละส่วนส่งผ่านในเส้นทางที่มีระยะทางไม่เท่ากัน สัญญาณบางส่วนสะท้อนหลายครั้งกว่าจะเดินทางถึงภาครับจะใช้เวลาในการแพร่กระจายที่ยาวนาน นั่นคือสัญญาณแต่ละส่วนใช้เวลาเดินทางถึงจุดหมายไม่เท่ากัน และค่าของ *โคฮีเร็นซ์แบนด์วิด* คือช่วงห่างความถี่สูงสุด ที่องค์ประกอบความถี่เหล่านั้นยังคงมีสหสัมพันธ์ระหว่างกันอยู่ในระดับที่สูงพอ ซึ่งค่าโคฮีเร็นซ์แบนด์วิดของสัญญาณส่งมีแบนด์วิดน้อยกว่าหรือแคบกว่าค่าโคฮีเร็นซ์แบนด์วิด จัดว่าเป็นระบบ

แถบความถี่แคบ [8] ลักษณะของการแพร่กระจายคลื่นจะเกิดตามลักษณะความยาวคลื่นของคลื่นพาห้ที่ใช้ในการกระจายสัญญาณ เนื่องจากสิ่งก่อสร้างต่างๆ ที่มีมนุษย์สร้างขึ้นมีขนาดที่แตกต่างกัน และทำจากวัสดุที่แตกต่างกัน ถ้าสิ่งก่อสร้างเหล่านี้มีขนาดเท่ากับความยาวคลื่น ของคลื่นพาห้ที่แพร่กระจาย จะทำให้การกระจายของคลื่นเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม เช่นเกิดการกระจาย และการสะท้อนของคลื่นเป็นต้น ดังนั้นการวิเคราะห์ระดับสัญญาณจะต้องคำนึงถึง สภาพแวดล้อมต่างๆข้างต้น ทำให้เราสามารถแยกคลื่นที่เดินทางจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับได้เป็น 2 ประเภท คือคลื่นตรง และคลื่นสะท้อน เครื่องรับจะได้รับคลื่นตรงจากทิศทางเดียวและเป็นสัญญาณที่แรงที่สุด ส่วนคลื่นสะท้อนจะได้รับจากทุกทิศทางที่เข้ามา และเป็นสัญญาณที่อ่อนกว่า มีเฟสของคลื่นที่เหมือนกันหรือแตกต่างกัน ซึ่งจะเป็นการเสริมหรือหักล้างกับคลื่นตรง ทำให้สัญญาณที่รับได้มีการแกว่งขึ้นๆลงๆ ที่เราเรียกว่า การจางหายของสัญญาณ

โดยทั่วไปแล้วประเภทของช่องสัญญาณเฟดดิ้งนั้น เราสามารถแบ่งได้โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ต่างๆของสัญญาณ (เช่น ความกว้างแถบ ความกว้างของสัญญาณ เป็นต้น) กับพารามิเตอร์ต่างๆของช่องสัญญาณ (เช่น ค่า RMS ของการกระจายการหน่วงเวลา การกระจายคอป-เพลอร์ เป็นต้น) สัญญาณที่ส่งออกไปโดยใช้พารามิเตอร์ต่างกัน จะได้รับอิทธิพลจากช่องสัญญาณที่ต่างกันด้วย การกระจายทางเวลา และการกระจายทางความถี่ของช่องสัญญาณ ทำให้สามารถแบ่งอิทธิพลหรือผลกระทบจากช่องสัญญาณออกได้เป็น 4 อย่าง ขึ้นอยู่กับสัญญาณที่ส่ง ช่องสัญญาณ และความเร็วของเครื่องส่งและเครื่องรับ ดังแสดงในรูปที่ 3.14

3.6.1 ผลกระทบจากการเฟดดิ้งเนื่องจากการกระจายทางเวลา

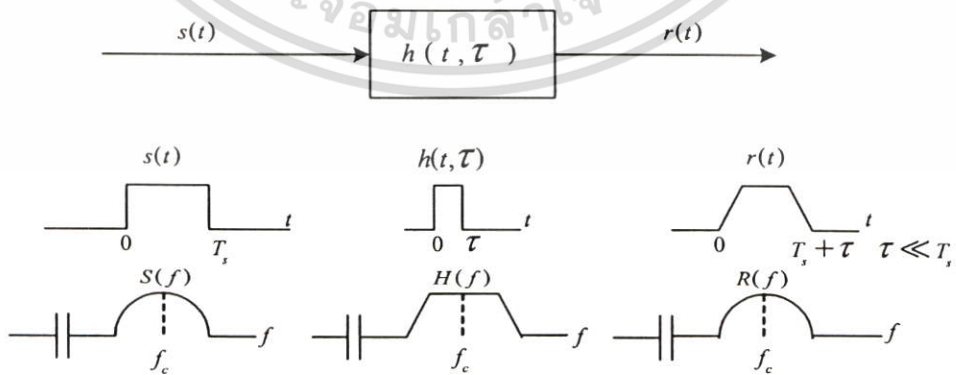
การกระจายทางเวลาเนื่องจากการเฟดดิ้งแบบหลายวิถี เป็นสาเหตุให้สัญญาณที่ส่งออกไปตกอยู่ใต้อิทธิพลของช่องสัญญาณได้ 2 แบบ คือการเฟดดิ้งแบบไม่เลือกความถี่ (Frequency Nonselective Fading) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า (Flat Fading) และการเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (Frequency Selective Fading)



รูปที่ 3.14 ชนิดของการเฟดดิ้งแบบต่างๆ

3.6.2 การเฟดดิ้งแบบราบ (Flat Fading หรือ Frequency Nonselective Fading)

ถ้าช่องสัญญาณมีอัตราขยาย (Gain) คงที่และมีการเปลี่ยนแปลงเฟสแบบเชิงเส้นภายในช่วงความกว้างแถบที่มีค่ามากกว่าความกว้างแถบของสัญญาณที่ส่งมาแล้ว สัญญาณที่รับได้จะเรียกได้ว่าได้รับผลกระทบจากการเฟดดิ้งเป็นแบบราบ สัญญาณที่ได้รับผลกระทบแบบนี้ โดยมากจะยังคงมีลักษณะของสัญญาณที่ไม่เปลี่ยนไปมากนัก แต่ขนาดของสัญญาณที่รับได้อาจจะเปลี่ยนแปลงไปตามเวลา เนื่องจากอัตราขยายของช่องสัญญาณเกิดการผันแปรไปตามการเฟดดิ้ง ลักษณะของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบราบนี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 คุณลักษณะของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบราบ

จากรูปที่ 3.15 จะเห็นว่า ถ้าอัตราขยายของช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปตามเวลาแล้ว ขนาดของสัญญาณที่รับได้จะมีขนาดเปลี่ยนแปลงเช่นกัน เพราะฉะนั้นตลอดเวลาที่ทำการรับสัญญาณจะพบว่าสัญญาณที่รับได้จะมีขนาดเปลี่ยนแปลงไปตามอัตราขยายของช่องสัญญาณ แต่สิ่งหนึ่งที่ไม่เปลี่ยน คือ ลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณจะยังคงเหมือนเดิม ในช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบราบนั้น ค่าส่วนกลับของความกว้างแถบของสัญญาณที่ส่งผ่าน จะมีค่ามากกว่าค่าการกระจายการหน่วงเวลาของช่องสัญญาณ และผลตอบสนองของช่องสัญญาณสามารถประมาณเป็นฟังก์ชันเดลต้า (Delta Function) ได้ โดยทั่วไป ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบราบนี้ สามารถจะเกิดการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณได้เป็นอย่างมาก เพราะฉะนั้นในการส่งสัญญาณจะต้องใช้กำลังส่งสูง ๆ เพื่อให้มีค่าอัตราบิดผิดพลาดที่ต่ำ (Low Bit Error Rate) ซึ่งอาจจะสูงกว่าการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณธรรมดาถึง 20-30 dB การแจกแจงของอัตราขยายของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบราบ ที่เวลาใดๆ เป็นส่วนสำคัญมากในการออกแบบระบบ โดยมากแล้วจะมีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh) ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบราบที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh flat Fading Channel) ก็คือช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่สมมุติให้อัตราขยายของช่องสัญญาณมีการแจกแจงแบบเรย์ลีนั่นเอง

โดยสรุปแล้วสัญญาณจะได้รับผลกระทบจากการเฟดดิ้งของช่องสัญญาณเป็นแบบราบก็ต่อเมื่อ

$$B_s \ll (\Delta f)_c \quad (3.31)$$

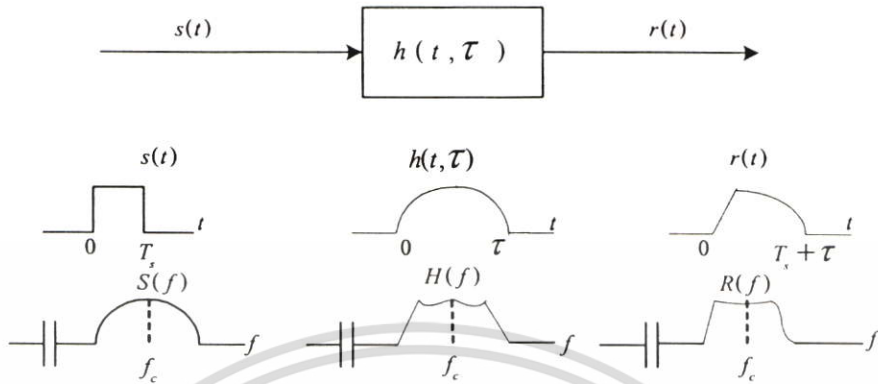
$$T_s \gg \sigma_r \quad (3.32)$$

เมื่อ T_s คือ ส่วนกลับของความถี่ของสัญญาณ (หรือก็คือ คาบของสัญญาณนั่นเอง), B_s คือ ความกว้างแถบของสัญญาณ ซึ่งทั้งสองค่านี้จะขึ้นอยู่กับการมอดูเลต (Modulate) ของสัญญาณ, σ_r คือ ค่า RMS ของการกระจายการหน่วงเวลาของช่องสัญญาณและ $(\Delta f)_c$ คือ ค่าแบนด์วิธรวมกันของช่องสัญญาณ

3.6.3 การเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (Frequency Selective Fading)

ถ้าช่องสัญญาณมีอัตราขยายคงที่และมีการเปลี่ยนแปลงเฟสแบบเชิงเส้น ในช่วงความถี่แถบที่มีค่าน้อยกว่าความถี่แถบของช่องสัญญาณแล้ว เมื่อนั้นผลกระทบที่เกิดขึ้นกับสัญญาณที่รับได้จะเป็นการเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ ภายใต้สภาวะการเฟดดิ้งแบบนี้ จะพบว่าผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณ จะมีค่าการกระจายการหน่วงเวลามากกว่าส่วนกลับของความถี่แถบของสัญญาณที่ส่งมา เมื่อเกิดการเฟดดิ้งแบบนี้ขึ้น สัญญาณที่รับได้ จะรวมถึงสัญญาณที่มีเส้นทางกาเดินทางต่างกันหลายๆ เส้นทาง ซึ่งแต่ละเส้นทางจะมีการลดทอนและการหน่วงเวลาที่ต่างกัน ทำให้สัญญาณที่รับได้เกิดความเพี้ยนไปจากเดิม การเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่นี้จะเกิดการกระจายของสัญลักษณ์ (Symbol) ที่ส่งมากับสัญญาณในโดเมนของเวลาขึ้น ทำให้เป็น

สาเหตุให้เกิดการแทรกสอดของสัญลักษณ์ขึ้น (Intersymbol Interference: ISI) เมื่อมองในโดเมนของความถี่แล้ว จะพบว่า เฉพาะบางส่วนของสเปกตรัมของสัญญาณที่ส่งมา จะได้รับการขยายจากช่องสัญญาณไม่ใช่สเปกตรัมทั้งหมด



รูปที่ 3.16 คุณลักษณะของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่

ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ จะทำการจำลอง (Module) ได้ยากกว่าแบบราบ เพราะจะต้องจำลองว่า สัญญาณมีกี่เส้นทาง และช่องสัญญาณจะต้องถูกพิจารณาว่าเป็นฟิลเตอร์แบบเชิงเส้น ในการวิเคราะห์บางครั้งอาจจำลองเป็นผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ เช่นแบบจำลองเรย์ลีที่มี 2 เส้นทาง (2-ray Rayleigh Fading Module) หรือบางครั้งอาจใช้เครื่องคอมพิวเตอร์ช่วยในการจำลองก็ได้ รูปที่ 3.16 แสดงคุณลักษณะของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่

สำหรับการเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ สเปกตรัม $S(f)$ ของสัญญาณที่ส่งมาจะมีค่าความกว้างแถบมากกว่าค่าแบนด์วิธรวมกันของช่องสัญญาณ เมื่อมองในโดเมนของความถี่ จะพบว่าช่องสัญญาณจะเป็นแบบเลือกความถี่ เพราะจะมีช่วงความถี่บางส่วนเท่านั้นที่ได้รับการขยายการเฟดดิ้งแบบนี้จะเป็นสาเหตุให้ค่าการกระจายการหน่วงเวลามีค่ามากกว่าแบบราบ บางครั้งอาจจะมีค่าเท่ากับ คาบเวลาของสัญลักษณ์ของข้อมูลที่ส่งมาหลายๆ คาบเลยก็ได้ เมื่อเวลาเปลี่ยนแปลงไป อัตราขยายและเฟสของช่องสัญญาณที่ครอบคลุมสเปกตรัมของสัญญาณที่ส่งมา จะเกิดการผันแปรไป ผลที่ตามมาคือสัญญาณที่รับได้เกิดการผิดเพี้ยนขึ้น โดยสรุปแล้ว สัญญาณจะตกอยู่ภายใต้อิทธิพลของการเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ ก็ต่อเมื่อ

$$B_s > (\Delta f)_c \quad (3.33)$$

และ

$$T_s < \sigma_\tau \quad (3.34)$$

3.7 ผลกระทบจากการเฟดดิ้งเนื่องจากการกระจายดอปเปลอร์

3.7.1 การเฟดดิ้งแบบรวดเร็ว(Fast Fading)

ผลกระทบที่เกิดขึ้นแบบนี้ จะขึ้นอยู่กับอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่ส่งมา เมื่อเทียบกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณ ดังนั้นช่องสัญญาณอาจจะถูกแบ่งได้เป็น 2 แบบ คือ ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบรวดเร็ว (Fast Fading channel) และช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบช้า (Slow Fading channel) ในช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบรวดเร็วนั้น ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณ จะมีอัตราการเปลี่ยนแปลงที่เร็วกว่าคาบเวลาของสัญลักษณ์ นั่นคือ ค่าเวลารวมนัยของช่องสัญญาณ จะมีค่าน้อยกว่าคาบเวลาของสัญลักษณ์ของสัญญาณที่ส่งมา เป็นสาเหตุทำให้เกิดการกระจายทางความถี่ขึ้น (Frequency Dispersion : หรือที่เรียกอีกแบบหนึ่งว่าเป็นการเฟดดิ้งแบบเลือกเวลา (Time Selective Fading)) เนื่องจากจากการกระจายดอปเปลอร์ ซึ่งผลที่ตามมาก็คือ การผิดเพี้ยนของสัญญาณ (Signal Distortion) เมื่อนมองในโดเมนของความถี่ ความผิดเพี้ยนของสัญญาณจะมีค่าเพิ่มขึ้น เมื่อค่าการกระจายดอปเปลอร์ที่สัมพันธ์กับความกว้างแถบของสัญญาณที่ส่งมามีค่ามากขึ้น เพราะฉะนั้น กล่าวโดยสรุปก็คือ สัญญาณจะตกอยู่ภายใต้การเฟดดิ้งแบบรวดเร็วก็ต่อเมื่อ

$$T_s > (\Delta f)_c \quad (3.35)$$

และ

$$B_s < B_d \quad (3.36)$$

จะสังเกตว่า เมื่อช่องสัญญาณถูกระบุว่าเป็นการเฟดดิ้งแบบรวดเร็วหรือแบบช้าแล้ว มันไม่ได้เป็นการระบุว่า ช่องสัญญาณนั้นมีการเฟดดิ้งเป็นราบหรือแบบเลือกความถี่ การเฟดดิ้งแบบรวดเร็วเป็นการบอกถึงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณ และอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่ส่งมาเท่านั้น ในกรณีของการเฟดดิ้งแบบราบ เราสามารถประมาณได้ว่า ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณเป็นฟังก์ชันเดลต้า (Delta Function: เพราะว่ามีไม่มีการหน่วงของเวลา) อย่างไรก็ตาม ช่องสัญญาณสามารถที่จะเป็นแบบราบที่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วก็ได้ (Flat Fading, Fast Fading Channel) ซึ่งก็คือ ช่องสัญญาณที่ขนาดของฟังก์ชันเดลต้า มีอัตราการเปลี่ยนแปลงเร็วกว่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณแถบฐานที่ส่งมาในกรณีของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ที่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว (Frequency Selective, Fast Fading Channel) ก็เช่นกัน เป็นการบอกว่าขนาด, เฟสและการหน่วงเวลาของช่องสัญญาณ ณ เส้นทางใดๆ มีอัตราการเปลี่ยนแปลงที่เร็วกว่า อัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่ส่งมา ในทางปฏิบัติแล้ว การเฟดดิ้งอย่างรวดเร็ว จะเกิดขึ้นเมื่อมีการส่งสัญญาณที่ความเร็วต่ำ

3.7.2 การเฟดดิ้งแบบช้า (Slow Fading)

ในช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบช้า นั้น ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณ จะมีอัตราการเปลี่ยนแปลงที่ช้ากว่า อัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณแถบฐานที่ส่ง ในกรณีนี้ ช่องสัญญาณอาจจะสมมุติว่า ไม่มีการเปลี่ยนแปลงภายในช่วงเวลาหนึ่ง ซึ่งอาจจะมีค่าเป็นหลายๆเท่าของส่วนกลับของความกว้างแถบของสัญญาณที่ส่งมา เมื่อมองในโดเมนความถี่ มันเป็นการบอกเป็นนัยๆ ว่า การกระจายคอปเปอเรอร์ของช่องสัญญาณ จะมีค่าน้อยกว่าความกว้างแถบของสัญญาณแถบฐาน ดังนั้นสัญญาณจะตกอยู่ภายใต้สภาวะการเฟดดิ้งแบบช้านี้ ก็ต่อเมื่อ

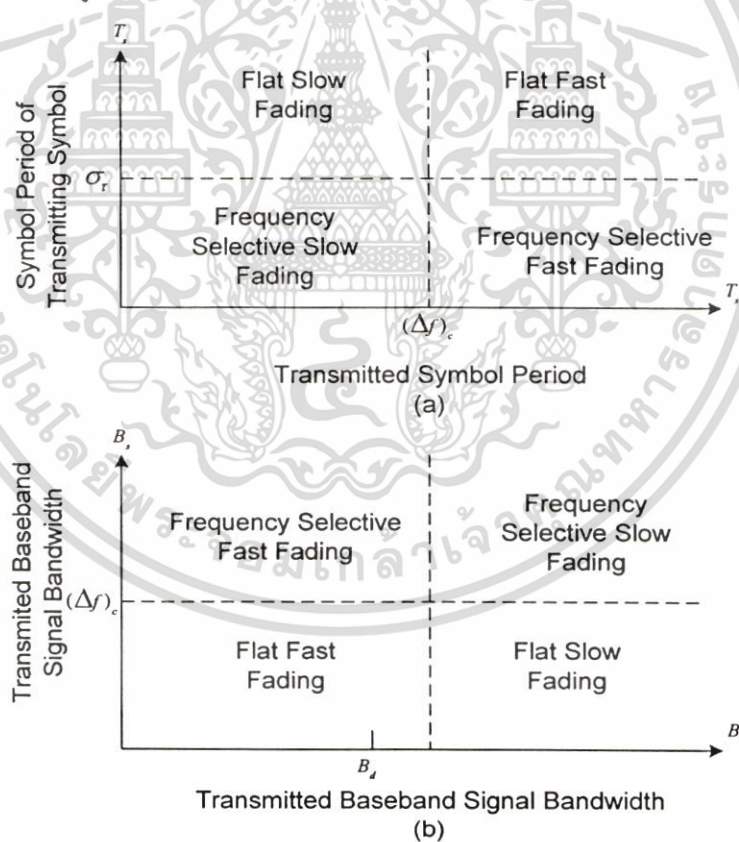
$$T_s > (\Delta f)_c \quad (3.37)$$

และ

$$B_s < B_d \quad (3.38)$$

ความเร็วขณะรับสัญญาณของเครื่องรับ-ส่ง และลักษณะของการส่งสัญญาณ จะเป็นตัวที่ใช้ในการพิจารณาว่าสัญญาณจะเกิดการเฟดดิ้งแบบเร็วหรือแบบช้าๆ

ความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับการเฟดดิ้งแบบหลายวิถีและชนิดของการเฟดดิ้งต่างๆ แสดงในรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 ชนิดของการเฟดดิ้งแบบต่างๆ เมื่อเป็นฟังก์ชันของ

- คาบเวลาของสัญลักษณ์ (Symbol Period)
- ความกว้างแถบของสัญญาณพื้นฐาน (Baseband Signal Bandwidth)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.8 แบบจำลองของช่องสัญญาณเฟดดิ้ง (Module of Fading Channel)

3.8.1 แบบจำลองของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบราบ (Module of Flat Fading Channel)

เมื่อผลกระทบจากช่องสัญญาณเฟดดิ้งเป็นแบบราบ สัญญาณที่รับได้จะมีขนาดของแอมพลิจูดเท่ากับขนาดของสัญญาณที่ส่งมาคูณกับค่าแอมพลิจูดเฟดดิ้ง (Fading Amplitude) ซึ่งในที่นี้แทนด้วยตัวแปร α โดยที่ α คือตัวแปรสุ่ม (Random Variable) ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับ Ω และมีการแจกแจงความน่าจะเป็น (Probability Density function:PDF) คือ $p_\alpha(\alpha)$ ซึ่งจะมีค่าขึ้นอยู่กับลักษณะสภาพแวดล้อมของการแพร่สัญญาณ นอกจากนี้ หลังจากสัญญาณเดินทางผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแล้ว สัญญาณที่รับได้ยังจะถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนแบบขาว (AWGN) ซึ่งจะมีอิสระจากตัวแปร α และจะมีความหนาแน่นสเปกตรัมของกำลังงานเป็นแบบกึ่งที่ข้างเดียว (One-sided power spectrum density) ที่มีค่าเท่ากับ N_0 (W/Hz)

3.8.2 ช่องสัญญาณแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading Channel)

การแจกแจงแบบเรย์ลีจะใช้กับช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่ไม่มีเส้นทางที่เป็น LOS (Line-of-sight) เลย ในกรณีนี้ แอมพลิจูดเฟดดิ้ง α จะมีการแจกแจงเป็นไปตาม สมการ ที่ 3.39

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{2\alpha}{\Omega} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{\Omega}\right), \quad \alpha \geq 0 \quad (3.39)$$

โดยที่ Ω มีค่าเท่ากับ Ω แบบจำลองแบบนี้ โดยมากแล้ว จะใช้ในช่องสัญญาณของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซึ่งไม่มีเส้นทางที่เป็นแบบ LOS (Line-Of-Sight) นอกจากนี้แล้ว ยังใช้ในการจำลอง ช่องสัญญาณในระบบไมโครเวฟอีกด้วย

3.8.3 ช่องสัญญาณแบบนาคากามิ (Nakagami Fading Channel)

การแจกแจงแบบนาคากามิจะมีสมการเป็นไปตามสมการที่ 3.40 [13]

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{2m^m \alpha^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\alpha^2}{\Omega}\right), \quad \alpha \geq 0 \quad (3.40)$$

เมื่อ m คือ ตัวแปรเฟดดิ้งของการแจกแจงแบบ นาคากามิ ซึ่งจะมีค่าอยู่ระหว่าง 0.5 ถึง ∞ รูปที่ 4.2 แสดงลักษณะการแจกแจงแบบนาคากามิ เมื่อ $\Omega = 1$ และ m มีค่าต่างๆ สำหรับเมื่อค่า $m = 0.5$ การแจกแจงแบบนาคากามิ จะมีลักษณะการแจกแจงเป็นแบบเกาส์เซียนข้างเดียว (One-Sided

Gaussian) เมื่อ $m = 1$ จะมีลักษณะการแจกแจงเป็นแบบเรย์ลี และเมื่อพารามิเตอร์ m มีค่าเท่ากับ ∞ จะถือว่าช่องสัญญาณไม่เกิดการเฟดดิ้งใดๆ เลย

แบบจำลองนาคากามินี้ จะนิยมใช้จำลองในการสื่อสาร ของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ภาคพื้นดิน (Land - Mobile Systems) และใช้ในการจำลองช่องสัญญาณภายในอาคาร เป็นต้น

3.8.4 แบบจำลองแบบลอการิทึม (Lognormal Fading Channel)

ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ภาคพื้นดินแบบอ้างอิงโลก (Terrestrial Land - Mobile Systems) และแบบผ่านดาวเทียม (Satellite Land-Mobile Systems) คุณภาพของการสื่อสาร จะได้รับผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงระดับของพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณแบบช้าๆ เนื่องจากสภาพแวดล้อมโดยรอบ เช่น ตึก อาคารต่างๆ ต้นไม้ เป็นต้น ประสิทธิภาพในการสื่อสารจะขึ้นอยู่กับ การบดบังของสัญญาณ (Shadowing) เท่านั้น ถ้าเครื่องรับ สามารถหลีกเลี่ยงผลกระทบจากการเฟดดิ้งอย่างรวดเร็วต่างๆ ได้ หรือว่ามีการใช้โคเวอเรจซีดีแบบต่างๆ ในการกำจัดผลกระทบจากการเฟดดิ้งออกไป จากการทดลองในสภาวะแวดล้อมจริง จะได้ว่า สัญญาณที่รับได้จะได้รับผลกระทบเฉพาะการบดบังสัญญาณเท่านั้น และจะมีการแจกแจงเป็นแบบลอการิทึม (Lognormal Distribution) ซึ่งมีสมการดังนี้

$$p_{\gamma}(\gamma) = \frac{\xi}{\sqrt{2\pi\sigma\gamma}} \exp\left[-\frac{(10\log_{10}\gamma - \mu)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (3.41)$$

เมื่อ γ คือ อัตราส่วนกำลังของสัญญาณต่อกำลังของสัญญาณรบกวนต่อสัญลักษณ์ (SNR per symbol) ของแต่ละเส้นทาง ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\alpha^2 E_s/N_0$, E_s คือ พลังงานต่อสัญลักษณ์ (symbol Energy), $\mu = 10/\ln 10 = 4.3429$, (dB) และ σ (dB) คือ ค่าเฉลี่ย และ ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของ γ ตามลำดับ นอกจากนี้แบบจำลองที่กล่าวมาแล้ว ยังมีแบบจำลองแบบต่างๆ อีกมากมาย เช่น แบบไรซ์ (Rice Distribution) เป็นต้น รวมถึงในการสื่อสารบางอย่าง แบบจำลองที่ใช้ จะจำลองโดยการนำเอาแบบจำลองของช่องสัญญาณ 2 มารวมกันเพื่อให้สามารถจำลองได้อย่างถูกต้องมากขึ้น [13]

3.8.5 แบบจำลองของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (Module of Frequency Selective Fading Channels)

เมื่อสัญญาณแบนด์กว้างถูกส่งผ่านช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ สเปกตรัมของสัญญาณที่รับได้จะลักษณะเปลี่ยนไป ผลลัพธ์ก็คือ เกิดการกระจายของสัญญาณขึ้น ลักษณะการเฟดดิ้งแบบนี้จะถูกจำลองในลักษณะเป็นฟิลเตอร์ที่มีผลตอบสนองแถบฐานต่ออิมพัลส์แบบเชิงซ้อน (Complex valued equivalent impulse response Channel) สามารถแสดงได้ตามสมการที่ (3.42)

$$h(t) = \sum_{l=1}^{L_p} \alpha_l e^{-j\theta_l} \delta(t - \tau_l) \quad (3.42)$$

เมื่อ $\delta(\cdot)$ คือฟังก์ชันเดลต้า, l คือค่าใช้ในการระบุเส้นทางที่ l ใดๆ, และ $\{\alpha_l\}$, $\{\theta_l\}$ และ $\{\tau_l\}$ โดยที่ $l = 1, \dots, L_p$ คือ เซต ของตัวแปรสุ่มขนาด, เฟสและการหน่วงเวลาของช่องสัญญาณตามลำดับในสมการที่ (3.42) L_p คือ จำนวนเส้นทางทั้งหมดของสัญญาณที่เดินทางเข้ามาที่เครื่องรับและเครื่องรับสามารถแยกแยะได้ (Resolvable Path) โดยจะอ้างอิงจากเส้นทางแรกที่เข้ามา และจำสัมพันธ์กับอัตราส่วนระหว่างการกระจายการหน่วงเวลาสูงสุดกับคาบสัญญาณภายใต้สภาวะการเฟดดิ้งอย่างช้า ๆ (Slow Fading), L_p จะถูกสมมุติว่ามีค่าคงที่ ตลอดระยะเวลาใดเวลาหนึ่ง และ $\{\alpha_l\}$, $\{\theta_l\}$ และ $\{\tau_l\}$ โดยที่ $l = 1, \dots, L_p$ จะมีค่าคงที่

ตลอดระยะเวลาภายในแต่ละคาบของสัญญาณ ถ้าเส้นทางต่างๆ ของสัญญาณ มีผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ที่ถูกสร้างขึ้นจากแหล่งกำเนิดคนละแหล่งแล้ว แต่ละเส้นทางสามารถจะประมาณได้ว่า มีคุณสมบัติอิสระจากกันจะได้แอมพลิจูดเฟดดิ้ง, α เส้นทางที่ l ใดๆ จะถูกสมมุติว่าเป็นตัวแปรแบบสุ่มและมีค่าเฉลี่ยกำลังสองเท่ากับ Ω โดยการแจกแจงจะสามารถจำลองได้เป็นแบบต่างๆ เช่นเดียวกับในช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบราบหลังจากสัญญาณถูกส่งผ่านช่องสัญญาณแล้ว จะถูกรบกวนโดยสัญญาณรบกวนแบบขาว (AWGN) ซึ่งจะอิสระจากตัวแปรสุ่มแอมพลิจูดเฟดดิ้ง (α) นอกจากนี้แล้วค่า SNR ต่อสัญญาณ ณ เวลาใดๆ ของช่องสัญญาณที่ l จะมีค่าเท่ากับ $\alpha^2 E_s / N_0$ และ ค่า SNR เฉลี่ยต่อสัญญาณของช่องสัญญาณที่ l จะมีค่าเท่ากับ $\gamma_l = \Omega E_s / N_0$

สัญญาณของเส้นทางแรกที่เข้ามา จะเกิดการเฟดดิ้งน้อยกว่า สัญญาณของเส้นทางหลายๆ ที่เข้าต่อๆ มา เพราะว่าเส้นทางแรกนี้อาจจะเป็นเส้นทางที่เป็น LOS (Line-Of-Sight) นอกจากนี้แล้วโดยมากสัญญาณที่เข้าต่อๆ กันมาที่เครื่องรับ จะมีกำลังงานของสัญญาณลดลงเรื่อยๆ ตามเวลาที่หน่วงออกไปสัญญาณจากเส้นทางสุดท้ายที่เข้ามาจะเกิดการเฟดดิ้งมากที่สุด ซึ่งกำลังงาน (Power Density Profile หรือก็คือ MIP ในหัวข้อที่ผ่านมา) แบบจำลองของ PDF นี้สามารถ สมมติให้เป็นต่างๆ ได้หลายแบบ ขึ้นอยู่กับสภาวะแวดล้อมและลักษณะการแพร่กระจายของสัญญาณ ตัวอย่าง เช่น จากการวัดจริง ในช่องสัญญาณภายในตัวอาคารและบริเวณในตัวเมืองของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่

PDF ที่คำนวณได้ จากข้อมูล จะมีลักษณะการลดลงเป็นแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล (Exponential Decaying) ซึ่งสามารถแสดง ได้ดังสมการที่ (3.43)

$$\Omega_l = \Omega_0 \exp\left(-\frac{\tau_l}{\tau_{\max}}\right), \quad l=1,2,\dots,L_p \quad (3.43)$$

เมื่อ Ω คือ กำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณที่รับได้จากเส้นทางแรกและ τ_{\max} คือ ค่าการหน่วงเวลาที่มากที่สุด ส่วนมากที่ใช้กัน จะสมมติให้แต่ละ τ_l มีระยะห่างเท่าๆ กันทั้งหมดทุกค่า $l=(\tau_{l+1}-\tau_l)$ มีค่าเท่ากันหมด และมีค่า เท่ากันกับคาบเวลาของสัญญาณ, T_s) จากข้อสมมตินี้ จะได้ PDF เป็นไปตามสมการที่ (3.44)

$$\Omega_l = \Omega_0 \exp[-(l-1)\delta], \quad \delta \geq 0; \quad l=1,2,\dots,L_p \quad (3.44)$$

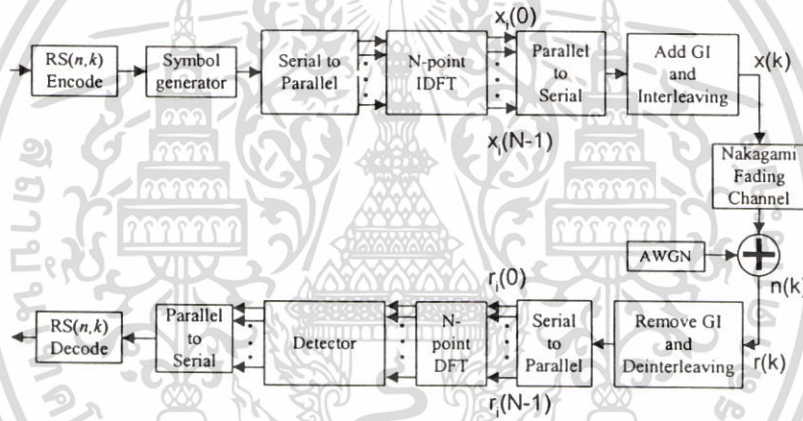
เมื่อ δ คือ แฟกเตอร์ของการลดลงของกำลังงาน (Power Decay Factor) ซึ่งจะบอกถึงอัตราการลดลงของกำลังงาน นอกจาก PDF ที่ได้กล่าวถึงทั้ง 2 แบบแล้ว ยังมี PDF แบบอื่นๆ ที่ใช้กันอีกเช่น แบบเอ็กซ์โพเนนเชียลแบบราบ (Flat Exponential), แบบสไปค์สองเท่า (Double Spike) หรือแบบเกาส์เซียนเป็นต้น (Gaussian)



บทที่ 4

การวิเคราะห์และจำลองระบบ

ในงานวิจัยบทนี้ จะทำการเสนอผลจากการคำนวณเชิงเลข ของสมการความน่าจะเป็นที่บิด จะผิดพลาดของการส่งสัญญาณแบบ COFDM เมื่อผ่านช่องสัญญาณแบบนาคาгами ที่ไม่เลือก ความถี่และเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ซึ่งคำนวณจากสมการที่ (4.7) ในกรณีที่คิดผลกระทบจากการ ลดทอนของสัญญาณด้วยการคำนวณจากสมการที่ (4.8) และทำการหาร่วมกับสมการที่ (4.16) (4.7) และ (4.21) ในการคำนวณเชิงเลข โดยระบบมีการเข้ารหัสเป็นแบบเกรย์ (Gray mapped) [1] ซึ่งผล การวิเคราะห์และจำลองแบบ ในที่นี้จะใช้โปรแกรม Matlab มาทำการวิเคราะห์และจำลองระบบ โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ทำการศึกษาถึงผลกระทบของตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบนาคาгами ซึ่ง จำนวนช่องสัญญาณย่อยที่ใช้ในการส่งสัญญาณ COFDM นั้น จะมีผลกระทบจากการลดทอนของ สัญญาณเนื่องจากการจางหายและระยะทาง ซึ่งสามารถแบ่งรูปแบบการจำลองได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 บล็อกโคแอดมอดูมของการเข้ารหัสและการส่งผ่านข้อมูล

4.1 รูปแบบของการจำลอง

4.1.1 การเข้ารหัสในแบบของรีดโซโลมอน (Encoding Reed-Solomon Codes)

ในการพิจารณาจากข้อมูลที่เป็นลักษณะของคำ (Information word) จะได้เป็นสมการ

$$u(x) = u_0 + u_1x + u_2x^2 + \dots + u_{k-1}x^{k-1} \quad (4.1)$$

เมื่อค่า u_i ประกอบด้วย $i = 0, \dots, k-1$ นั้นคือมาจากค่าของ Fq^m ดังนั้นจึงศึกษาหรือมองรูปแบบวิธีการเข้ารหัสแบบนี้ได้จาก การศึกษาในระบบของ Systematically โดยที่

1. เป็นวิธีการในบางส่วนของ Systematic นั่นคือ $c_s(x) = x^{n-k}u(x)$
2. ในส่วนของวิธีการนี้จะเป็น $b(x)$ เมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$b(x) = -x^{n-k}u(x) \bmod g(x) \quad (4.2)$$

นั่นคือ $b(x)$ เป็นผลลัพธ์ที่ได้จากการจัดแบ่งในส่วนของโพลีโนมียัล ที่ถูกคูณด้วยค่า x^{n-k} โดยมีค่าของการกำเนิดโพลีโนมียัลคือ $g(x)$

3. เมื่อ $c(x) = c_s(x)+b(x)$ ซึ่งยังมีตัวอย่างอีกมากมาย โดยแสดงไว้ในรูปแบบของการเข้ารหัสและถอดรหัส สำหรับรูปแบบและวิธีการของการถอดรหัสแบบ RS นี้จะแสดงในหัวข้อถัดไป การแจกแจงน้ำหนัก $\{A_i\}$ ของการเข้ารหัสรีดโซโลมอนโดยสัมพันธ์ของโพลีโนมียัลที่ระบุน้ำหนัก กำหนดให้

$$A_i = \binom{n}{i} (q-1) \sum_{j=0}^{i-D} (-1)^j \binom{i-1}{j} q^{i-j-D}, i \geq D_{\min} \quad (4.3)$$

โดยที่ $D \equiv D_{\min}$ และ $q = 2^k$

เหตุผลที่สำคัญของการเข้ารหัสแบบรีดโซโลมอนคือคุณสมบัติของ Distance เหตุผลที่สองคือ Algorithm decoding ยังคงเป็น Hard-decision ซึ่งจะสัมพันธ์กับความยาวของการเข้ารหัส ในจำพวกนอนไบนารีบล็อกโค้ดจะมีการเข้ารหัสรีดโซโลมอนที่เป็นซับเซตของ BCH code และอยู่ในประเภท Cyclic-code ซึ่งการเข้ารหัสถูกอธิบายโดยพารามิเตอร์ [6]

$$n = q-1 = 2^k-1, k = 1, 2, 3, \dots, n-1, D_{\min} = n-k+1, R_c = k/n$$

ความสามารถในการแก้ไขของการเข้ารหัสขึ้นอยู่กับค่า Symbol error การเข้ารหัสนอนไบนารีมีจุดเด่นที่สอดคล้องกับเทคนิค M -ary มอดูเลชันซึ่งความเป็นไปได้ในขณะส่ง 2^k symbol โดยเฉพาะสัญญาณ M -ary ถูกใช้บ่อยครั้ง โดยแต่ละ 2^k symbol ใน q -ary alphabet ถูก map ใน 1 สัญญาณ orthogonal $M = 2^k$ ดังนั้นการส่งคำรหัสจะถูกส่งโดยสัญญาณ N-orthogonal ซึ่งแต่ละสัญญาณถูกเลือกจากเซตของสัญญาณที่เป็นไปได้ $M = 2^k$ ซึ่งคุณสมบัติแสดงโดยความน่าจะเป็นในการส่งผ่านสัญญาณไปยังฝั่งภาครับ ที่มีการตีเท็คสัญญาณ M ที่ภาคเอาท์พุทเป็น r_i เมื่อ $i = 0, 1, \dots, M-1$ และทำการเลือกลักษณะสัญญาณที่ความตรงกันมากที่สุด เงื่อนไขในการตัดสินใจ จะอาศัยความน่าจะเป็นของการแก้ไขการตัดสินใจแบบง่ายเมื่อ $r_0 > r_i$ หรือ

$$P_c = P(r_0 > r_1, r_0 > r_2, \dots, r_0 > r_{M-1}) \quad (4.4)$$

และความน่าจะเป็นของการผิดพลาดสัญลักษณ์

$$\begin{aligned} P_M &= 1 - P_c \\ &= 1 - P(r_0 > r_1, r_0 > r_2, \dots, r_0 > r_{M-1}) \end{aligned} \quad (4.5)$$

โดยค่า P_M สามารถแสดงอยู่ในรูปแบบของการอินทิกรัลได้เป็น

$$P_M = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \{1 - [1 - Q(y)]^{M-1}\} e^{-(y - \sqrt{2\xi/\eta})^2} dy \quad (4.6)$$

ในกรณีที่มีการแปลงกลับค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาด โดยการประมาณค่าของสัญญาณไบนารีที่มีความผิดพลาด จากลักษณะของสัญญาณที่มีความดังต่างกัน ทำให้เกิดค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดสัญญาณลักษณะดังกล่าว

$$\frac{P_M}{(M-1)} = \frac{P_M}{2^k - 1} \quad (4.7)$$

ถึงแม้ว่าค่า $\binom{n}{k}$ จะประกอบไปด้วยจำนวน n บิตที่เกิดการผิดพลาดอยู่ k บิต ดังนั้น ค่าเฉลี่ยของจำนวนบิตที่ผิดพลาดหารด้วยสัญญาณลักษณะ k บิต นั่นคือ

$$\sum_{n=1}^k n \binom{k}{n} \frac{P_M}{2^k - 1} = k \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} P_M \quad (4.8)$$

และค่าเฉลี่ยของความน่าจะเป็นของบิตที่ผิดพลาด จะถูกหารด้วยค่า k ที่เป็นจำนวนของบิตที่ผิดพลาดต่อสัญญาณ จะได้เป็น

$$P_b = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} P_M \quad (4.9)$$

ซึ่งความน่าจะเป็นของความผิดพลาดขอบเขตบนของค่ารหัส แสดงได้ดังนี้ [6]

$$P_e \leq \sum_{i=t+1}^n \binom{n}{i} P_M^i (1 - P_M)^{n-i} \quad (4.5)$$

โดยที่ t คือค่าความสามารถในการแก้ไขความผิดพลาดของการเข้ารหัส เมื่อความผิดพลาดของค่ารหัสเท่ากับความน่าจะเป็นของความผิดพลาดสัญญาณ [6]

$$P_{es} = \frac{1}{n} \sum_{i=t+1}^n i \binom{n}{i} P_M^i (1 - P_M)^{n-i} \quad (4.6)$$

4.1.2 การเข้ารหัสในระบบ 16-QAM OFDM SER

กำหนดให้มีการเข้ารหัสไบนารีเป็นแบบ Gray-mapped ในระบบของ 16-QAM OFDM ที่มีค่าเฉลี่ยเป็น BER บนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคามี [5]

$$P_{b,Q} = \int_0^{\infty} \left[\frac{3}{4} Q\left(\sqrt{\frac{\gamma}{5}}\right) + \frac{1}{2} Q\left(\sqrt{\frac{9\gamma}{5}}\right) - \frac{1}{4} Q(\sqrt{5\gamma}) \right] \cdot \frac{m^m}{\Gamma(m)\bar{\gamma}^m} \cdot \gamma^{m-1} \cdot \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}\right) d\gamma \quad (4.7)$$

โดยที่ค่า BER หาได้จากการวิเคราะห์ค่าของระบบ 16-QAM OFDM ซึ่งที่ผ่านมาได้แสดงผลการวิเคราะห์โดยการเปลี่ยนค่า m เป็น 0.5, 1, 2 และ 4 ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 5.8

ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญลักษณ์ (SER) ที่เอาท์พุท ของภาค hard-decision ได้ถอดรหัส RS คือใช้เงื่อนไขแบบ upper bounded ถ้าเราสมมติให้สัญลักษณ์ในระบบ 16-QAM เป็นค่าการสอดแทรกที่สมบูรณ์ โดยมีค่า RS SER อยู่ที่ภาค post decoding ซึ่งเขียนได้เป็น

$$P_M = 1 - (1 - P_{s,Q})^2 \quad (4.8)$$

เมื่อค่า $P_{b,Q}$ เป็นค่าของ 16-QAM SER และจะได้เป็น

$$P_{s,Q} \approx 4P_{b,Q} \quad (4.9)$$

สำหรับค่า Gray-mapped 16-QAM symbols ถึงแม้ว่าค่าแทรกสอดที่สมบูรณ์และจะเป็นการยากมากทีเดียวในที่จะทำได้ในทางปฏิบัติ เราจึงให้ขอบเขตของสมรรถนะเป็นการสมมติ อย่างไรก็ตามค่าประสิทธิภาพของการแทรกสอดนั้น สามารถปรับปรุงได้โดยการใช้ช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงแบบช้า โดยสัญลักษณ์ของการแทรกสอด ไม่มีการเปลี่ยนแปลงในทางเวลา แต่จะเปลี่ยนทางความถี่แทน ยกตัวอย่างเช่น หนึ่งในสองของสัญลักษณ์ในระบบ 16-QAM ซึ่งจะได้มาจากสัญลักษณ์ของรีด โซโลมอน ซึ่งเราสามารถกำหนดให้เป็นจำนวนของคลื่นพาห์ลำดับที่ $i\left(i + \frac{N}{2}\right)$ และค่าของคลื่นพาห์อื่นๆด้วย

4.1.3 แบบจำลองของภาคส่ง (Transmitter model)

ในย่านความถี่แบนด์ ซึ่งมีความถี่เป็นแบบ Discrete-time ที่มีค่าเท่ากันของระบบในการนำมาพิจารณาของบทความนี้เป็นกรณีการอธิบายและแสดงในรูปที่ 1 สัญญาณทางด้านอินพุทที่มีการเข้ารหัสและมีอัตราในการเข้ารหัสคือ r และทำการ Mapped เข้าไปเป็น 1 สัญลักษณ์โดยวงจรภาคกำเนิดสัญลักษณ์ (Symbol Generator) โดยที่ทางด้านเอาท์พุทมีค่าสัญลักษณ์เชิงซ้อนอยู่ในช่วงเวลา T ในเซตของข้อมูลประกอบด้วย $\{a_i(n), 0 \leq n \leq N-1\}$ ซึ่งเป็นเซตของสัญลักษณ์ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำการมอดูเลตโดยใช้ค่า N-Point IDFT เข้าไปในจำนวน N ของช่องสัญญาณ ในช่วงลำดับที่ i ของจำนวนบล็อก สัญญาณในที่นี่ เราสมมติให้เป็นค่าอิสระ และเป็นเอกลักษณ์ในการแจกแจง (independent and identically distributed : i.i.d) หลังจากที่ช่วงเวลาป้องกันได้ปรากฏค่าในการลด ISI ลงระหว่างบล็อก โดยลำดับที่ i ของบล็อกที่ถูกส่งออกไปสามารถเขียนเป็นสมการได้ดัง (4.7)

$$x_i^g(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} a_i(n) e^{j \frac{2\pi nk}{N}}, \text{ for } -G \leq k \leq N-1 \quad (4.10)$$

เมื่อค่าลิเมนต์อันดับแรกของ G คือ $x_i^g(k), k = -G, -G+1, \dots, -1$, ที่ประกอบด้วยช่วงเวลาป้องกัน ค่าเวลาในการ Sampling คือ T_s ของลำดับบล็อกข้อมูลจะลดลงเมื่อมีค่าเป็น $T_r = \frac{N}{N+g} T$ ในอัตรา การส่งข้อมูลที่เหมือนกัน เมื่อมีการเข้ารหัสในเวลาที่อัตราของรหัส r จะมีการขยายแบนด์วิดเป็น $1/r$ และค่าช่วงเวลาป้องกันจะขยายออกเป็น $\left(1 + \frac{G}{N}\right)$ ซึ่งค่าขยายทางแบนด์วิดมีผลรวมเป็น อัตราส่วนของระบบนั้นคือ

$$F = \frac{1}{r} \left(1 + \frac{G}{N}\right) \quad (4.11)$$

ถ้า $x_i^g(k)$ ถูกสมมติให้เป็น 0 เมื่อค่า $k < -G$ และ $k \geq N$, จะได้ผลรวมของสัญญาณที่ถูกส่งออกไป เขียนใหม่ได้เป็น [1]

$$x(k) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_i^g(k - i(N+G)) \quad (4.12)$$

4.1.4 แบบจำลองช่องสัญญาณ (Fading channel model)

แบบจำลองฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (probability density function : pdf) นี้เป็นการใช้จำลองบนช่องสัญญาณการจางแบบนาคากามิ ซึ่งสามารถอธิบายด้วยค่าของ pdf ได้ดังสมการที่ 4.13

$$P_\alpha(\alpha) = \frac{2m^m \alpha^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\alpha^2}{\Omega}\right), \alpha \geq 0 \quad (4.13)$$

เมื่อ m เป็นค่าตัวแปรเซริมเฟดดิ้ง

Ω เป็นค่าโมเมนต์อันดับที่สอง (Second moment)

α เป็นค่าอัตราการลดทอนทางแอมพลิจูด ซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มไม่เจาะจง

$\Gamma(m)$ เป็นค่าของฟังก์ชันแกมมา (Gamma function)

โดยที่ค่าสมการของ m เขียนได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

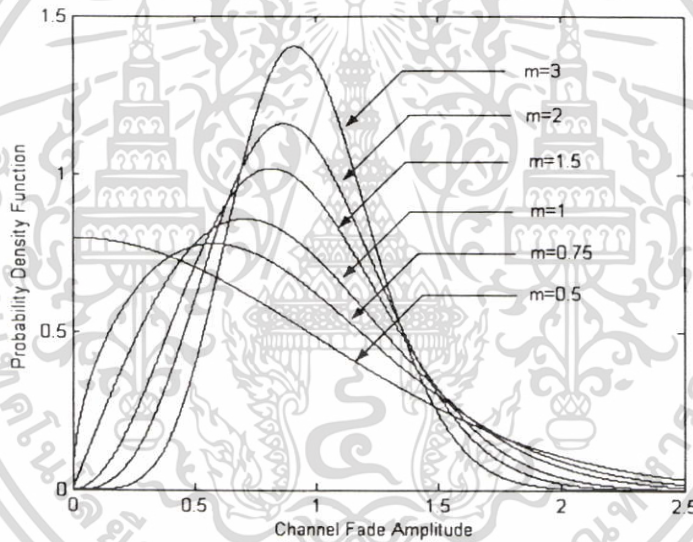
$$m = \frac{\Omega^2}{E[(\alpha^2 - \Omega)^2]} \geq 0.5, \Omega = E[\alpha^2] \quad (4.14)$$

จากรูปที่ 4.2 ได้แสดงค่า pdf บนช่องสัญญาณแบบนาคากามิ ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่า m เมื่อ $\Omega=1$ ซึ่งในการนำค่า SNR มาประยุกต์ใช้คือค่า SNR ต่อหนึ่งสัญลักษณ์ ซึ่งค่า γ เป็นค่าของการแจกแจงซึ่งขึ้นอยู่กับ การแจกแจงของ Gamma โดยแสดงดังสมการ 4.15 [6]

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{p_\alpha(\sqrt{\Omega_\gamma/\bar{\gamma}})}{2\sqrt{\bar{\gamma}/\Omega}} \quad (4.15)$$

หรือเขียนใหม่ได้เป็น

$$P_\gamma(\gamma) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\bar{\gamma}^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}\right), \gamma \geq 0 \quad (4.16)$$



รูปที่ 4.2 แสดงค่า pdf ของนาคากามิ เมื่อ $\Omega=1$ และเมื่อมีการเปลี่ยนค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง

$m = 0.5, 0.75, 1, 1.5, 2,$ และ 3 ตามลำดับ

4.1.5 แบบจำลองของภาครับ (Receiver model)

รูปแบบจำลองที่ถูกใช้ในระบบคือค่าของ Tapped delay line model ที่ประกอบด้วยสัมประสิทธิ์ของการเปลี่ยนแปลงค่าทางเวลา และให้ค่าของ Tap spacing (Ts) มีค่าคงที่ ถ้าช่องสัญญาณแบบหลายวิถีมีค่า delay spread (Tm) ที่ไม่มากเกินไปกว่าค่าของ MTs ที่เอาท์พุทของช่องสัญญาณนั้นจะประกอบด้วย AWGN เขียนได้เป็น [1]

$$r(k) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{M-1} h_m(k) x_i^g(k-m-i(N+G)) + n(k) \quad (4.17)$$

เมื่อช่องสัญญาณถูกกำหนดให้มีลักษณะคงที่แบบกว้างในรูปแบบ Wide-Sense-Stationary Uncorrelated Scattering (WSSUS) บนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคามี

4.2 รูปแบบของการถอดรหัส (RS Decoders)

ในลักษณะของการถอดรหัสแบบรีดโซโลมอนนี้ มีอยู่หลากหลายวิธี แต่วิธีที่นิยมใช้กันมากคือวิธีการหาค่าสัมประสิทธิ์ โดยจะสังเกตได้จากการที่มีการใช้ในหลักการต่างๆไป เพราะสามารถเข้าใจได้ง่าย ซึ่งหลักการจะใช้วิธีการของอัลกอริทึมในหลายๆเทอม โดยเริ่มมองที่ปัญหาทั่วไปและให้ทำการขยายผลในส่วนของเทอมนั้นๆให้เต็มค่าสัมประสิทธิ์ของอัลกอริทึม นั่นคือจะต้องทำการกำหนดค่าที่แน่นอนในการที่จะใช้สมการหรือวิธีการ ซึ่งจะถือว่าเป็นวิธีที่ดีที่สุดในส่วนของการขยายผลเหตุการณ์ที่เทอมต่างๆไปมีความเป็นไปได้ ซึ่งกำหนดให้ที่ภาครับของข้อมูลที่มีลักษณะของค่าเป็นดังสมการ

$$r(x) = r_0 + r_1x + r_2x^2 + \dots + r_{n-1}x^{n-1} \quad (4.18)$$

และกำหนดให้ที่ภาคส่งเป็น (ในที่นี้สมมติให้ยังไม่รู้ทางด้าน Decoder)

$$c(x) = c_0 + c_1x + c_2x^2 + \dots + c_{n-1}x^{n-1} \quad (4.19)$$

ในที่นี้ $c(x)$ จะเป็นค่ารหัสแบบโพลีโนเมียล และในเทอมต่างๆไปของ $r(x)$ นั้นจะไม่มี ซึ่งจะได้ค่าของความผิดพลาดออกมาเป็น

$$e(x) = r(x) - c(x) = e_0 + e_1x + e_2x^2 + \dots + e_{n-1}x^{n-1} \quad (4.20)$$

4.2.1 ภาคหลังการถอดรหัส (Post decoding)

การดีมอดูเลเตอร์ ที่เหมาะสมสำหรับสัญญาณที่ถูกรบกวนโดย AWGN ประกอบด้วย M match filter หรือ cross-correlator เนื่องจากเอาท์พุทผ่าน decoder อาจอยู่ในรูป hard decision โดยดีมอดูเลเตอร์ที่มีความน่าจะเป็นผิดพลาด symbol P_m และพารามิเตอร์การเข้ารหัสแสดงคุณลักษณะสมรรถนะของ decoder โดยความจริง modulator, ช่องสัญญาณ AWGN และ ดีมอดูเลเตอร์จากคิสิกส์รีดอินพุท (M-ary), คิสิกส์รีดเอาท์พุท, ช่องสัญญาณ Memory less symmetric ค่า SER ที่ภาครับ (post decoding) ของการเข้ารหัส RS (n, k) เขียนได้เป็น [5]

$$P_e \leq \frac{1}{n} \sum_{i=t+1}^n i \binom{n}{i} P_M^i (1 - P_M)^{n-i} \quad (4.21)$$

เมื่อ P_e คือค่า RS SER ที่อยู่ภาค Before decoding และ t คือค่าความสามารถในการแก้ไขผิดพลาดของรหัส RS ส่วนค่า n คือความยาวของคำรหัส และ P_M ความน่าจะเป็นของสัญลักษณ์การผิดพลาด ที่อินพุตของการเข้ารหัส RS โดยที่ RS มีขนาดของบล็อกเป็น $n=255$ เช่น หนึ่งสัญลักษณ์คือการแม็ปเข้าไปเป็นสองสัญลักษณ์ในระบบ 16-QAM โดยมีการสมมติให้สัญญาณแทรกสอดนั้นสมบูรณ์สูงสุด โดยการสมมติให้ช่องสัญญาณที่มีการแทรกสอด มีความยาวเพียงพอที่จะก่อให้เกิดค่าผลลัพธ์ทางเอาท์พุตต่างๆกัน ในสัญลักษณ์ของความผิดพลาดที่เป็นอิสระต่อกันในคำรหัสแบบ RS เกิดการถอดรหัสของคำรหัส ในข้อผิดพลาดที่มีคุณสมบัติหลังจากเกิด “Error-correction-only” โดยสามารถทำการถอดรหัสได้โดยคำนวณตามเงื่อนไขที่กล่าวมาข้างต้น

4.2.2 การถอดรหัสแก้ไขความผิดพลาด

ในการถอดรหัสแก้ความผิดพลาดอย่างเดียว (Error only decoding) จะพิจารณาจากรหัส RS (n, k) โดยกำหนดให้ d คือระยะห่าง แฮมมิง และ t คือความสามารถในการแก้ไขให้ถูกต้อง ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ดังสมการ 4.22

$$d-1 = n-k \text{ หรือ } d = n-k+1$$

$$t = \left\lfloor \frac{(d-1)}{2} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{(n-k)}{2} \right\rfloor \quad (4.22)$$

ถ้าจำนวนความผิดพลาดที่ด้านรับมีค่ามากกว่าความสามารถในการแก้ไขให้ถูกต้อง (t) ดังนั้นตัวถอดรหัสจะไม่สามารถแก้ไข และทำการตรวจสอบค่าความถูกต้อง จึงเรียกว่าการถอดรหัสผิดพลาด (Decoder failure) การถอดรหัส แก้การลบและรหัสแก้ความผิดพลาด (Erase and error decoding) กำหนดให้ d เป็นระยะทางมากที่สุดและเป็นคุณสมบัติของรหัส RS ในการแก้ไขความผิดพลาด (Error) t และการแก้การลบ (Erasures) e ด้วยการใช้อัลกอริทึมในการถอดรหัสของ Berlekamp [14] และ Massey จะได้ความสัมพันธ์ $e + 2t \leq d - 1$ หรือ $D_{\min} \geq 2t + e + 1$

รหัสรีดโซโลมอนประกอบด้วย ค่าที่มีขีดความสามารถ ในการแก้ไขข้อผิดพลาด(t) ของระบบการเข้ารหัสเชิงเส้น ซึ่งใช้เป็นหลายๆสัญลักษณ์และมีค่าความสามารถในการจุของการแก้ไข และตรวจจับสัญลักษณ์ที่มีการผิดพลาด ในการตรวจแก้ข้อผิดพลาด แบบที่ไม่เป็นเลขฐานสอง ของรหัสแบบรีดโซโลมอนนั้น กำหนดให้เป็นบล็อกของข้อมูลนั่นคือ RS(n,k,t,d) ซึ่งสามารถหาได้จากค่า $GF(2^m)$ และมีคุณสมบัติ 4 ตัวแปรคือ n เป็นความยาวของคำรหัส (Code word) k เป็นจำนวน

ของสัญลักษณ์ข่าวสาร t เป็นค่าความสามารถในการแก้ไขข้อผิดพลาด และ d คือระยะต่ำสุดของแฮมมิง ในจำนวนบิตของข้อมูลที่เป็นกลุ่มจะจัดเข้าไปเป็นจำนวน m บิตสัญลักษณ์ คุณสมบัติเหล่านี้จะทำให้เห็นชนิดของรหัส โดยเฉพาะอย่างยิ่งกำลังงานที่จะถูกต่อต้านทางด้านภาคส่ง โดยมีข้อผิดพลาดในรูปแบบของ Burst คำรหัส RS(n, k, t, d) นี้เป็นรหัสแบบ Non-binary ที่สร้างมาจากรหัส BCH(n, k) ที่มีค่าตัวแปรบน GF(q) เดียวกันประกอบด้วย $n=q-1, r=n-k$ และ $d=n-k+1=2t+1$ เทคนิคการเข้ารหัสแก้ไขความผิดพลาดด้วยรหัส (n, k) แบบ RS มีพารามิเตอร์ดังนี้

d คือระยะทางแฮมมิงที่น้อยที่สุด $d=n-k+1$ โดยค่า t คือความสามารถในการแก้ไขความผิดพลาดให้ถูกต้อง จากที่กล่าวมาข้างต้น เมื่อเราสนใจในส่วนสมรรถนะของการเข้ารหัสแบบรีดโซโลมอน ด้วยการแก้ไขความผิดพลาดของการเข้ารหัส โดยประมาณค่าการเข้ารหัสอยู่ที่ครั้งหนึ่ง แต่ยังคงจำเป็นต้องมีค่าที่แตกต่างกันในความยาวของบิตกั้นๆ ดังแสดงในตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าการวิเคราะห์ ของรหัสรีดโซโลมอน

Code Size	Original Code	Min. dist.	Code Rate
7	(7,4,1) GF(8)	4	57%
15	(15,7,4) GF(16)	9	46%
31	(31,16,7) GF(32)	16	51%
63	(63,31,16) GF(64)	33	47%
127	(127,64,31) GF(128)	64	50%
108	(108,53,27) GF(256)	59	48%

จากตารางที่ 4.1 แสดงการวิเคราะห์ค่าการเข้ารหัส RS ขนาดของรหัส ค่าแรกเริ่มของการเข้ารหัส ค่าระยะทางต่ำสุดที่สามารถแก้ไขได้ และอัตราการเข้ารหัส เมื่อทำการพล็อตกราฟ ค่าของ P_e เทียบกับค่า SNR จะถูกแสดงไว้ในรูปที่ 5.9 ขณะที่รหัส RS(n, k) เมื่อ n เป็นความยาวโดยรวมของคำรหัส และ k เป็นจำนวนของข้อมูลสัญลักษณ์ ซึ่งมีอัตราการเข้ารหัสเป็น k/n สามารถใช้แก้ไขสัญญาณแบบสุ่มที่มีการบิดเบือน ดังสมการ $t = \lfloor (n-k)/2 \rfloor$ เมื่อ k คือค่าจำนวนเต็มที่มากที่สุด จะไม่เกินค่าของ k หรือการตรวจจับที่ค่าของ $(n-k)$ ในข้อผิดพลาดของสัญลักษณ์ ยิ่งกว่านั้นยังสามารถแก้ไขค่า t หรือค่าสุ่มที่มีค่าผิดพลาดของสัญลักษณ์น้อยมากๆ ในเวลาเดียวกันภายใต้เงื่อนไข $2t \leq (n-k)$ ซึ่งเรียกว่า “Error correction check” decoding เมื่อกำหนดให้การตัดสินใจทางฝั่งภาครับให้มีความน่าเชื่อถือได้ของการเข้ารหัสแบบ RS symbols จากการวิเคราะห์อธิบายได้โดย การหาค่าสมรรถนะของ RS ที่มีการแก้ไขข้อผิดพลาดโดยการกระทำแบบหาค่าประมาณด้วยอัตราครั้งเดียว แต่ยังมีข้อแตกต่างของความยาวของบิตกั้นๆ ด้วย (ดูตารางที่ 4.1)[7] เพราะฉะนั้น ในอันดับแรกเราทำการวิเคราะห์หาสมรรถนะของการถอดรหัสของ RS ด้วยการใช้อัตราการถอดรหัสที่มีการผิดพลาด

4.2.3 การหาสมรรถนะในการตรวจจับความผิดพลาด

ในรหัสแบบนอนไบนารี (n, k) จะถูกกำหนดให้มีค่าระยะทางต่ำสุด d_{\min} โดยให้ค่ารหัสทุกๆค่าเป็น 0 ในขณะที่ทำการส่งข้อมูลออกไป โดยไม่มีผลกระทบต่อค่ากำเนิดค่าใดๆในการวิเคราะห์หาสมรรถนะที่มีค่าเป็นเชิงเส้น และมีความสัมพันธ์ระหว่างระยะทางกับค่ารหัสที่ใช้ส่งจะต้องเป็นอิสระต่อกัน โดยขอบเขตของความน่าจะเป็นก่อนการตรวจจับ P_u จะถูกใช้ในการหาค่าระยะต่ำสุดของการเข้ารหัสด้วย โดยขอบเขตความน่าจะเป็นของน้ำหนัก d_{\min} ในการที่จะเกิดความผิดพลาดอาจจะมีค่ามากกว่าดังสมการ

$$P_u \leq \sum_{j=d_{\min}}^n \binom{n}{j} p^j (1-p)^{n-j} = 1 - \left[\sum_{j=0}^{d_{\min}-1} \binom{n}{j} p^j (1-p)^{n-j} \right] \quad (4.23)$$

จากสมการที่ 4.19 ค่าสัมประสิทธิ์ไบนอเมียล $\binom{n}{j}$ เป็นจำนวนของรูปแบบของความผิดพลาดที่มีน้ำหนัก j เมื่อ $p^j (1-p)^{n-j}$ คือความน่าจะเป็นของการตรวจจับความผิดพลาด P_u เป็นขอบเขตที่ปรากฏขึ้นในขณะที่ทำการส่งเป็นจำนวน n บิต ของการรหัสออกไป

$$P_d \leq \sum_{j=1}^n \binom{n}{j} p^j (1-p)^{n-j} = 1 - (1-p)^n \quad (4.24)$$

ในขณะที่ขอบเขตของ P_u ปกติจะถูกนำมาใช้โดยทั่วไป แต่ค่า P_u ขอบเขตยังไม่รัดกุมมากนักจึงถูกกำหนดให้ A_j เป็นจำนวนของการรหัสที่มีน้ำหนักเป็น j จะได้สมการเป็น

$$P_u = \sum_{j=d_{\min}}^n A_j p^j (1-p)^{n-j} \quad (4.25)$$

โดยที่ความน่าจะเป็นของการตรวจจับความผิดพลาดของการรหัส ถูกจัดให้อยู่ในรูปแบบอย่างง่ายที่มีความน่าจะเป็นของบิตเป็น 1 หรือมากกว่า ในส่วนที่เกิดขึ้นยังฝั่งภาครับจะได้รูปแบบของการตรวจจับความผิดพลาดดังสมการ

$$\begin{aligned} P_d &= \sum_{j=1}^n \binom{n}{j} p^j (1-p)^{n-j} - P_u \\ &= 1 - (1-p)^n - P_u \end{aligned} \quad (4.26)$$

ซึ่งในการวิเคราะห์หาสมรรถนะ ได้มีการกำหนดให้ค่าขอบเขตของระยะในการถอดรหัส มีการใช้งานร่วมกันในรหัส (n, k) ที่ประกอบด้วยค่าระยะทางต่ำสุด d_{\min} ถ้าภาครับมีระยะของแฮมมิงเป็น $\lfloor (d_{\min} - 1)/2 \rfloor$ ของการรหัส โดยค่าความน่าจะเป็นของการถอดรหัสความผิดพลาด และขอบเขตของความน่าจะเป็นที่ปรากฏขึ้นในรูปแบบของน้ำหนักที่มีค่ามากกว่า $\lfloor (d_{\min} - 1)/2 \rfloor$ ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 P_e &= \sum_{j=\lfloor (d_{\min}-1)/2 \rfloor + 1}^n \binom{n}{j} p^j (1-p)^{n-j} \\
 &= 1 - \left[\sum_{j=0}^{\lfloor (d_{\min}-1)/2 \rfloor} \binom{n}{j} p^j (1-p)^{n-j} \right]
 \end{aligned} \tag{4.27}$$

จากฟังก์ชันความน่าจะเป็นของการถอดรหัสที่ยังไม่สมบูรณ์ (Probability of decoder failure) บนขอบเขตของความน่าจะเป็นบนฝั่งภาครับ โดยกำหนดให้ค่ารหัสทุกๆค่าเป็น 0 และใช้ขอบเขตเหมือนกันกับ P_e ดังสมการ

$$P_f = 1 - \sum_{j=0}^{\lfloor (d_{\min}-1)/2 \rfloor} \binom{n}{j} p^j (1-p)^{n-j} \tag{4.28}$$

ถ้าการแจกแจงน้ำหนักของ $\{A_j\}$ เป็นค่าคงที่ใดๆ ผลการขยายในส่วนสมการที่ได้มาจากค่าความน่าจะเป็นของการถอดรหัสความผิดพลาดและความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่ภาครับ จะประกอบไปด้วยระยะของแฮมมิง สำหรับการแก้ไขความผิดพลาดของคำรหัสด้วยเช่นกัน เมื่อกำหนดให้ P_k^j คือค่าความน่าจะเป็นของคำรหัสที่ภาครับ โดยมีค่า k ของระยะแฮมมิงที่มีน้ำหนัก j เป็นแบบไบนารี โดยมีวิธีการแบบต่อเนื่องดังสมการ

$$P_k^j = \sum_{r=0}^k \binom{j}{k-r} \binom{n-j}{r} p^{j-k+2r} (1-p)^{n-j+k-2r} \tag{4.29}$$

ซึ่งผลของการพิสูจน์ค่าแบบอนไบนารีทั่วไปในกรณีนี้ จะหาค่าความน่าจะเป็นของการถอดรหัสความผิดพลาดที่มีคำรหัสแบบไม่เป็น 0 ทุกๆค่า โดยมีขอบเขตของความน่าจะเป็น

$$P_e = \sum_{j=d_{\min}}^n A_j \sum_{k=0}^{\lfloor (d_{\min}-1)/2 \rfloor} P_k^j \tag{4.30}$$

โดยที่ค่าความน่าจะเป็นของการถอดรหัสที่ยังไม่สมบูรณ์ จะมีขอบเขตระยะของการผิดพลาดเป็นค่าความน่าจะเป็นของคำรหัสที่ภาครับดังสมการ

$$P_f = 1 - \sum_{j=0}^{\lfloor (d_{\min}-1)/2 \rfloor} \binom{n}{j} p^j (1-p)^{n-j} - P_e \tag{4.31}$$

สำหรับค่าอัตราการผิดพลาดของบิตที่ถูกต้องนั้น จะหาได้จากจำนวนของข้อมูลที่ถูกถอดรหัสยังภาคเอาท์พุท ซึ่งมีความสัมพันธ์กันระหว่างน้ำหนักของข้อมูลบล็อกและน้ำหนักของคำรหัสที่มีค่า

ตรงกัน ถ้าเรารู้ค่าของน้ำหนักข่าวสาร เราสามารถคำนวณหาค่า B_j (น้ำหนักรวมของบล็อกข้อมูล) ที่เป็นคำรหัสของน้ำหนัก j อัตราความผิดพลาดของบิตสามารถหาได้จากการแปลงสมการที่ 4.30

$$BER = P_b = \frac{1}{k} \sum_{j=d_{\min}}^n B_j \sum_{k=0}^{\lfloor (d_{\min}-1)/2 \rfloor} P_k^j \quad (4.32)$$

ในหลายๆกรณีที่ผ่านมา การแจกแจงน้ำหนักของข้อมูล $\{B_j\}$ เป็นสิ่งที่สามารถนำมาใช้ในทางปฏิบัติได้ โดยสามารถนำมาหาค่า BER ทั้งขอบเขตบนและขอบเขตล่างได้โดยตรง จากการถอดรหัสอัตราความผิดพลาดของ P_k ซึ่งใช้ในการแก้ไขอัตราความผิดพลาดของข้อมูลแบบบิตได้ดังสมการ

$$\frac{1}{k} P_e \leq P_b \leq P_e \quad (4.33)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ผลการวิเคราะห์เชิงเลข

จากการวิเคราะห์เชิงตัวเลขจะพบว่า เมื่อพารามิเตอร์ m เปลี่ยนแปลงไปจะส่งผลให้ค่าความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาดมีค่าเปลี่ยนแปลงตาม โดยที่การเฟดดิ้งของช่องสัญญาณ จะลดลงเมื่อค่าพารามิเตอร์ m มีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งจะส่งผลให้ค่าความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาดมีค่าลดลง ในส่วนของการส่งสัญญาณแบบ OFDM นั้น จะพบว่า เมื่อมีการเพิ่มจำนวนของช่องสัญญาณย่อยที่ใช้ในการส่งให้มีค่ามากขึ้น จะส่งผลให้ค่าความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาดมีค่าลดลง นั่นคือระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้น แต่ในขณะเดียวกันค่าของ ICI (Inter Channel Interference) ซึ่งเกิดจากการสูญเสียความถี่จากระหว่างช่องสัญญาณย่อย ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามไปด้วย โดยที่ค่า ICI นี้ จะส่งผลกระทบมากขึ้นเมื่อช่องสัญญาณเกิดการเฟดดิ้งน้อยลง นั่นก็คือในกรณีที่ค่าพารามิเตอร์ m มีค่ามากๆ แต่เมื่อค่าของ E_b/N_0 มีค่ามากขึ้น ส่วนนี้จะเป็นตัวชดเชยผลของ ICI ที่เกิดขึ้น ดังจะเห็นได้ว่า เมื่อ E_b/N_0 มีค่าน้อยๆ การเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณย่อยเข้าไป ไม่ได้เป็นการเพิ่มสมรรถนะให้กับระบบ เนื่องจากค่าความน่าจะเป็นที่บิตจะผิดพลาด จะมีค่ามากขึ้นหรือเกือบจะไม่เปลี่ยนแปลง แต่ในกรณีที่ E_b/N_0 มีค่ามากๆ การเพิ่มของจำนวนช่องสัญญาณย่อย จะส่งผลให้การส่งสัญญาณแบบนี้มีสมรรถนะที่ดีขึ้น แต่การเพิ่มนั้นก็ยังมีข้อจำกัด ไม่สามารถเพิ่มขึ้นได้เรื่อยๆ เนื่องจากปริมาณ ICI ที่เพิ่มขึ้นตามจำนวนช่องสัญญาณย่อยนั่นเอง

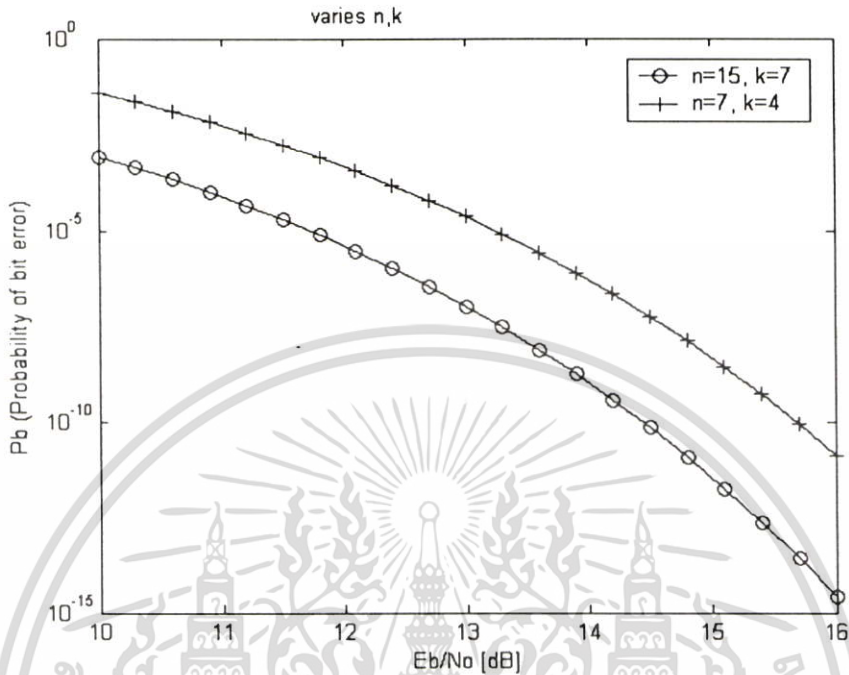
5.1 บทสรุปของการทดลอง

ในการทำการทดลอง อันดับแรกได้ทำการวิเคราะห์หาผลกระทบโดยรวม ของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m -fading factor) และการเข้ารหัสรีดโซโลมอน บนการหาค่าสมรรถนะของระบบ 16-QAM OFDM ในช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคามี จากการตรวจสอบผลที่ได้มีดังนี้

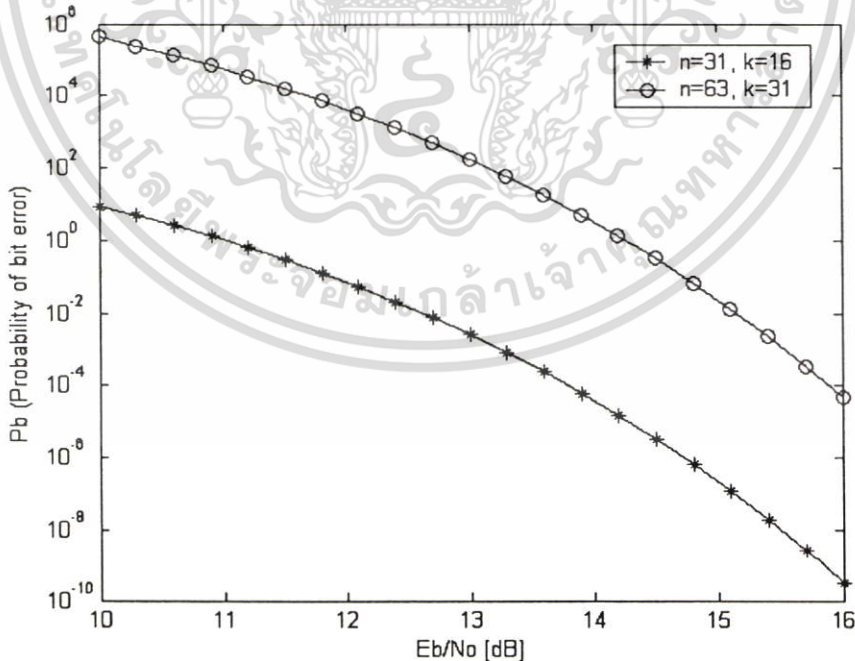
จะได้ค่าสมรรถนะของระบบ 16-QAM OFDM โดยการวิเคราะห์ระบบและตรวจสอบโดยรวม ซึ่งได้ทำการศึกษาถึงสมรรถนะของการเข้ารหัสแบบรีดโซโลมอนบนระบบ 16-QAM OFDM เมื่อจำนวนของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง และตัวแปรของ RS (n, k) มีการเปลี่ยนแปลง เราจะสังเกตเห็นค่าที่ดีที่สุดของการเข้ารหัสที่มีค่าต่ำสุดที่ถอดรหัส (Decode) สำหรับช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าใดๆ โดยการอธิบายรูปภาพต่างๆ ได้ผลสรุปดังนี้

จากรูปที่ 5.1 ถึงรูปที่ 5.3 แสดงลักษณะของการเปรียบเทียบถึงสมรรถนะของการเข้ารหัส RS จากค่าอัตราการเข้ารหัสของตารางที่ 4.1 และทำการวิเคราะห์หาค่าความสามารถในการแก้ไขความผิดพลาดเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ (n, k) ไปในค่าต่างๆกัน ซึ่งมีผลทำให้อัตราการ

เข้ารหัส (R_c) และค่าความสามารถในการแก้ไขความผิดพลาด (t) จะเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย จะสังเกตได้ว่าเมื่อค่า t ยิ่งเพิ่มมากขึ้นกราฟจะแคบลงเข้าใกล้ 0 นั่นก็คือแสดงถึงสมรรถนะในการแก้ไขที่มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้นตามไปด้วย

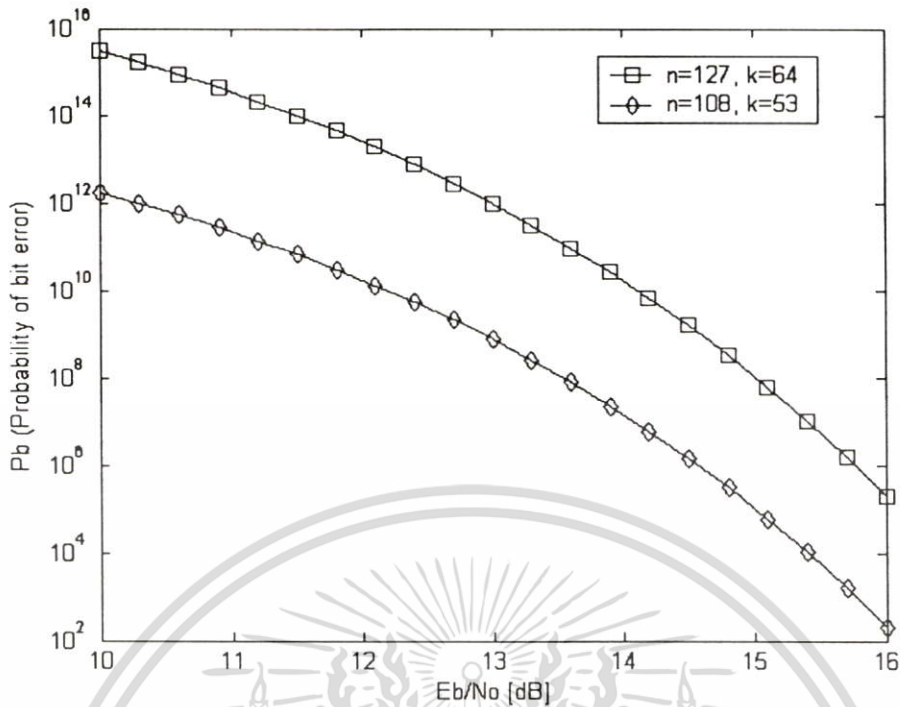


รูปที่ 5.1 แสดงการเข้ารหัสที่ค่า $n=7,15$ และค่า $k=4,7$ โดยทำการเปรียบเทียบค่าความน่าจะเป็นของบิตที่จะผิดพลาดเทียบกับค่า E_b/N_0 ในขณะที่ทำการเปลี่ยนค่าตัวแปร n,k ตามลำดับ

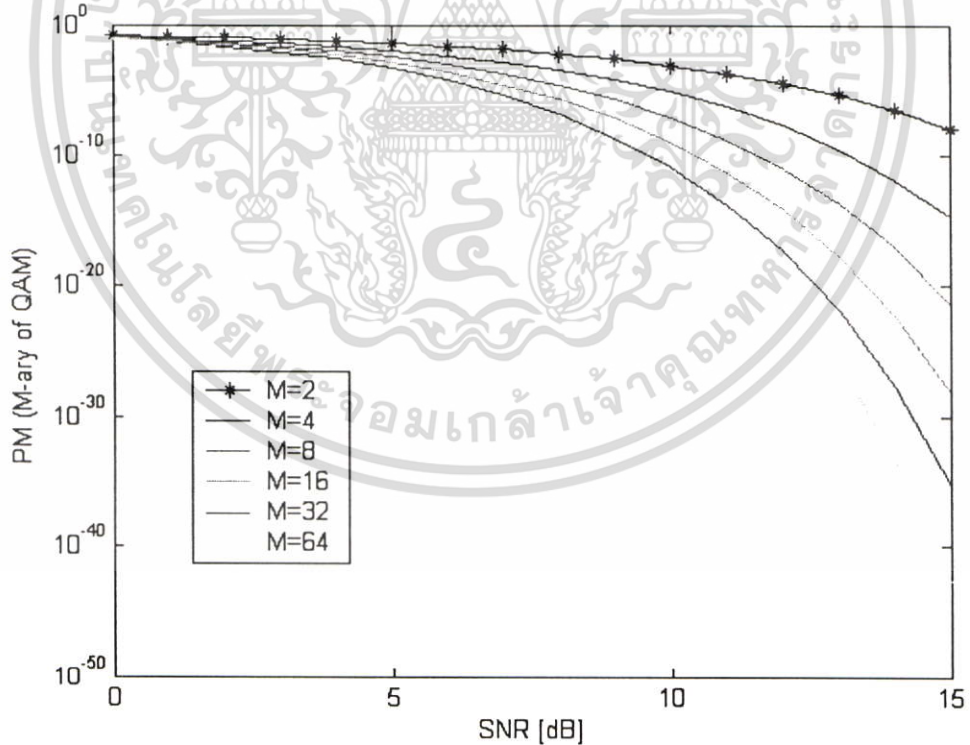


รูปที่ 5.2 แสดงค่า P_b เทียบกับ E_b/N_0 เมื่อทำการเปลี่ยนค่า $n=31,63$ และ $k=16,31$ โดยจะสังเกตได้ว่าค่า t ยิ่งมาก อัตราการแก้ไขก็จะดีขึ้นตามไปเรื่อยๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

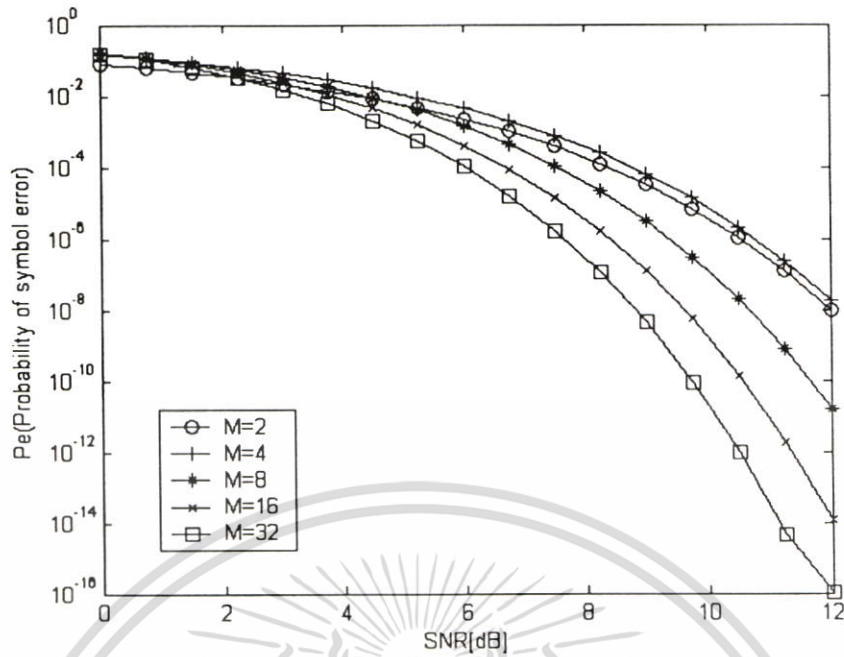


รูปที่ 5.3 แสดงการเปรียบเทียบค่า P_b เทียบกับ E_b/N_0 เมื่อทำการเพิ่มค่า n ให้มากกว่าค่า k มากๆ จะทำให้ค่า P_b มากขึ้น แต่จะแก้ไขด้วยการกำหนดค่า ϵ เข้ามาช่วย

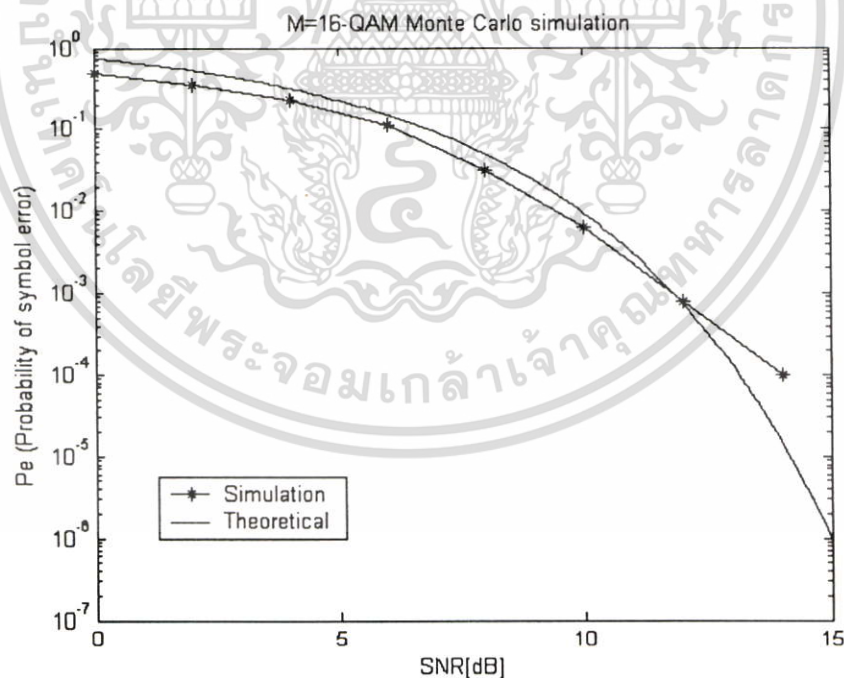


รูปที่ 5.4 แสดงลักษณะของความน่าจะเป็นของการผิดพลาดบิตแบบ ไบนารีดิจิทัล เมื่อเทียบกับ ฟังก์ชันของอัตรา SNR เมื่อกำหนดค่า $M=2,4,8,16,32$ และ 64 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



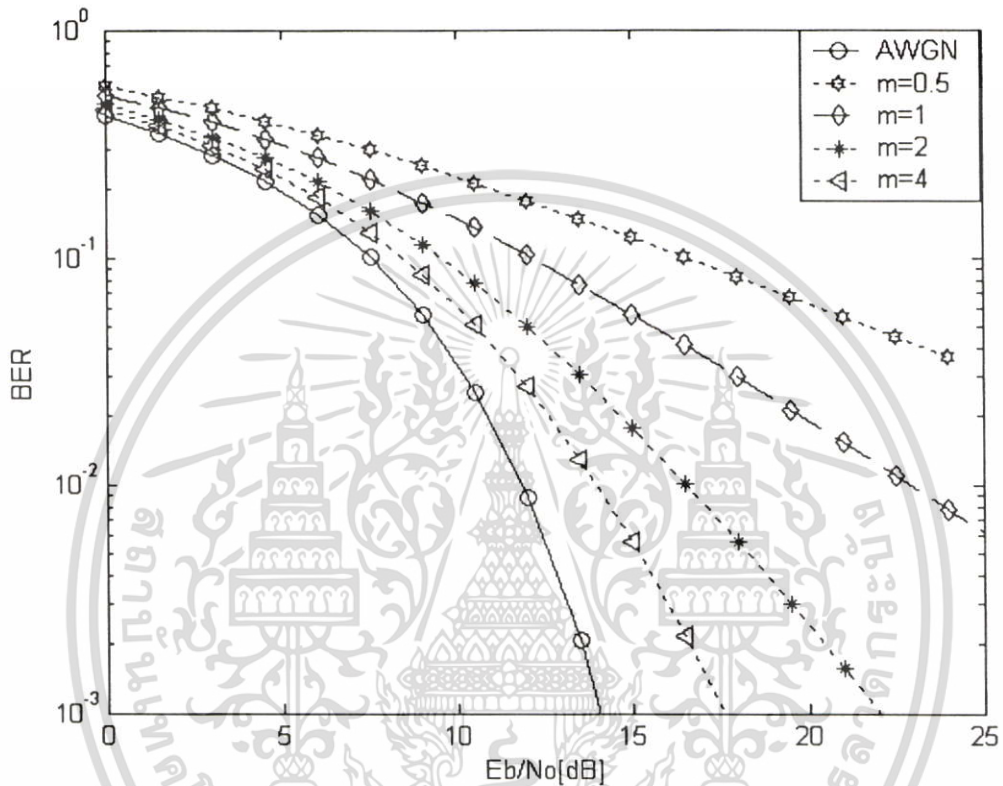
รูปที่ 5.5 แสดงลักษณะของความน่าจะเป็นของความผิดพลาดสัญลักษณ์เทียบกับ SNR เมื่อทำการเปลี่ยนค่า $M=2,4,8,16$ และ 32 ตามลำดับ จะสังเกตได้ว่าเมื่อค่า M สมรรถนะของระบบจะถูกแก้ไขให้ดีขึ้นเรื่อยๆ ลักษณะของกราฟจะต่ำลง



รูปที่ 5.6 แสดงการเปรียบเทียบความผิดพลาดสัญลักษณ์ ระหว่างการจำลองโปรแกรมแบบมัลติคาร์โลกับรูปแบบของทฤษฎีความน่าจะเป็นในการผิดพลาดของสัญลักษณ์ในระบบ 16-QAM เทียบกับอัตราของสัญญาณรบกวน SNR

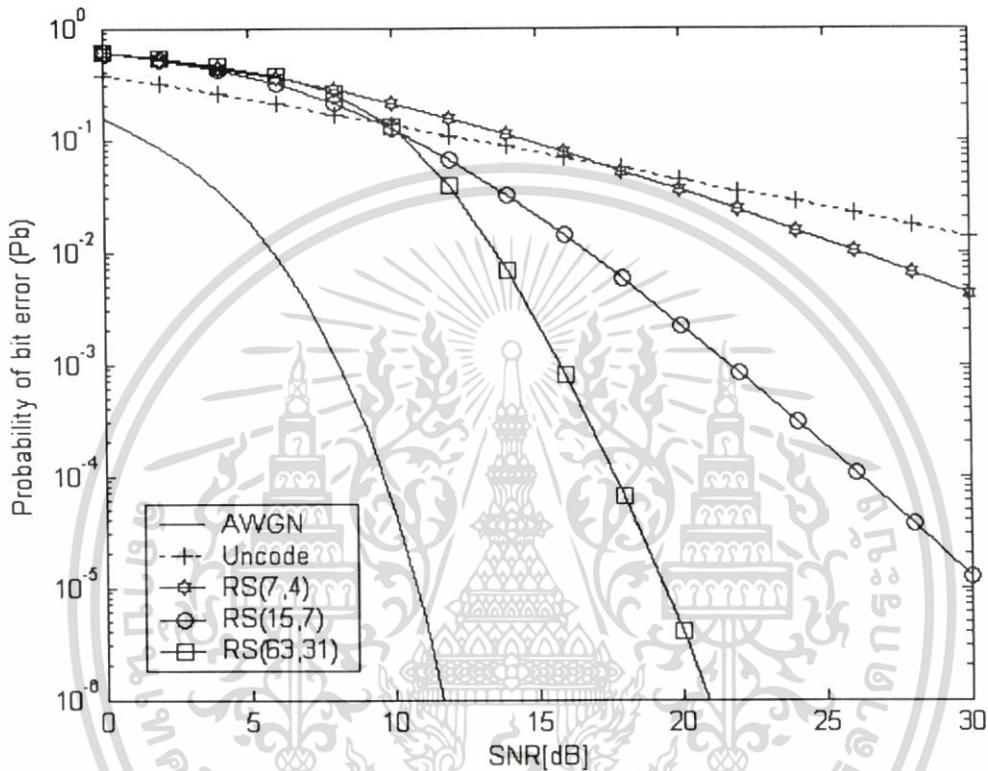
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 5.8 แสดงค่า BER (Bit Error Rate) เทียบกับ E_b/N_0 [dB] เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรเซริมเฟดดิ้ง (m) ซึ่งใช้อ้างอิงเทียบกับค่าสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ขาว (AWGN) จะสังเกตเห็นว่าเมื่อเพิ่มค่า m ให้มีค่าเพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดจะยิ่งเข้าใกล้ค่า AWGN โดยในทางอุดมคติ เมื่อค่า $m = \infty$ จะไม่มีการจางหายของช่องสัญญาณเลย



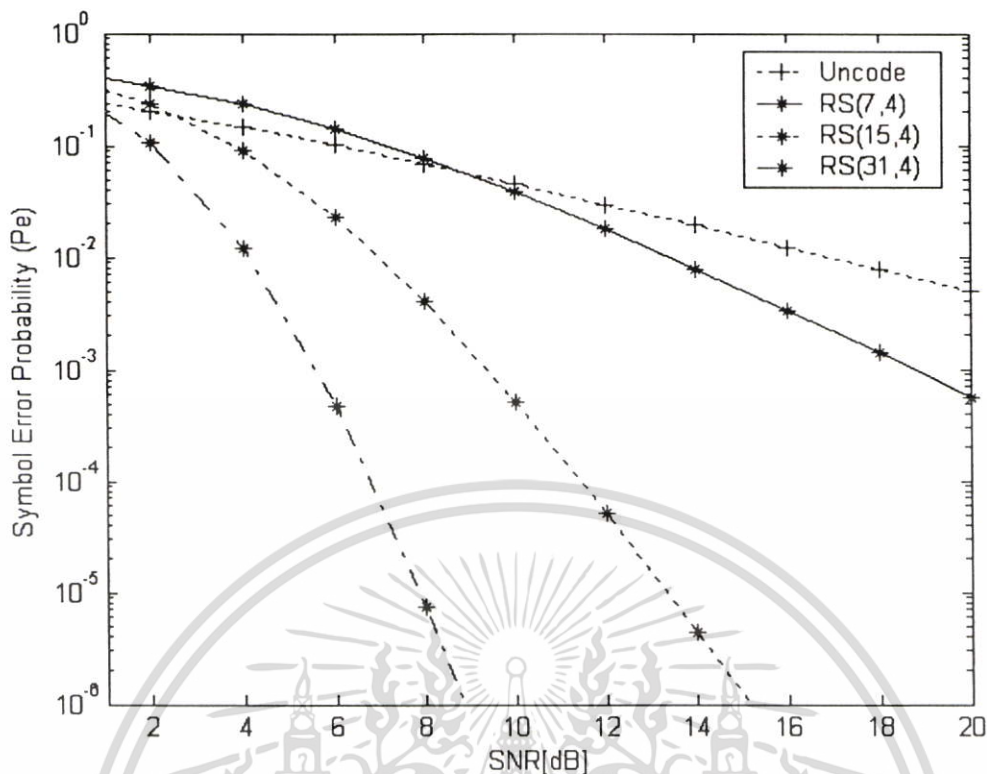
รูปที่ 5.8 แสดงค่า BER (Bit Error Rate) เทียบกับ E_b/N_0 [dB] บนช่องสัญญาณนาคาามี เมื่อทำการเปลี่ยนค่า $m=0.5, 1, 2$ และ 4 ตามลำดับ

ในรูปที่ 5.9 แสดงค่าการเปรียบเทียบ P_b กับค่า SNR [dB] โดยการวิเคราะห์ค่าการเข้ารหัสรีดโซโลมอน (n,k) ซึ่งค่าต่ำสุดของระยะแฮมมิง(Minimum distance) ค่าขนาดของรหัส(Code size) และค่าอัตราการเข้ารหัส(Code rate) จากตารางที่ 4.1 สามารถนำมาทำการวิเคราะห์เชิงเลขโดยเทียบกับค่า AWGN และค่าที่ยังไม่ทำการเข้ารหัส (Uncode) ซึ่งผลที่ได้ทำให้สรุปได้ว่าการเข้ารหัสที่มีอัตราการเข้ารหัสยิ่งสูงยิ่งมีประสิทธิภาพดีกว่า ดังเช่นการรหัส RS(63,31) เป็นต้น

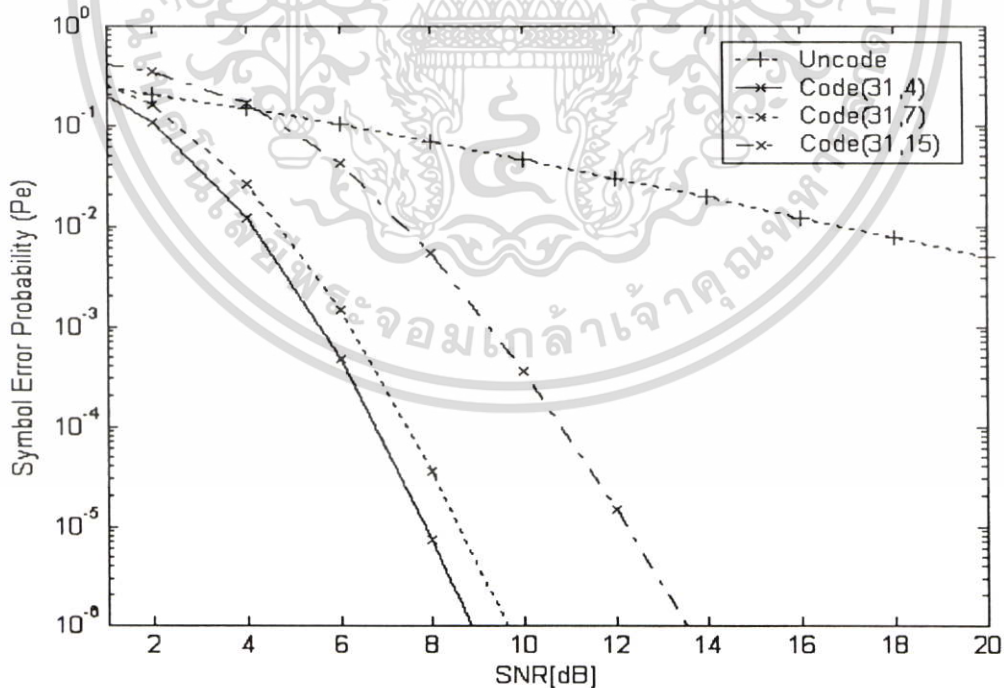


รูปที่ 5.9 แสดงค่า P_b เทียบกับ SNR [dB] เมื่อเปลี่ยนค่า RS(7:4; 15:7; 63:31)

ในส่วนของรูปที่ 5.10 ถึงรูปที่ 5.13 ได้แสดงถึงค่าของการเข้ารหัสในรูปแบบของความน่าจะเป็นของความผิดพลาดแบบสัญลักษณ์ P_e (Symbol Error Probability) เทียบกับค่า SNR [dB] โดยจะทำการเปรียบเทียบค่าการเข้ารหัส (Code) และยังไม่ทำการเข้ารหัส (Uncode) ซึ่งจะสังเกตเห็นว่าเมื่อทำการเข้ารหัสด้วยอัตราการเข้ารหัสที่น้อยๆจะยังไม่สามารถแก้ไขในด้านประสิทธิภาพของสัญญาณที่ได้รับ แต่เมื่อทำการเข้ารหัสแล้วค่า SNR จะต่ำลงและค่าความผิดพลาดบิตก็จะน้อยลงตามไปด้วยทำให้ประสิทธิภาพของระบบดีกว่า โดยการทดลองเปลี่ยนแปลงค่า n และค่า k เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ

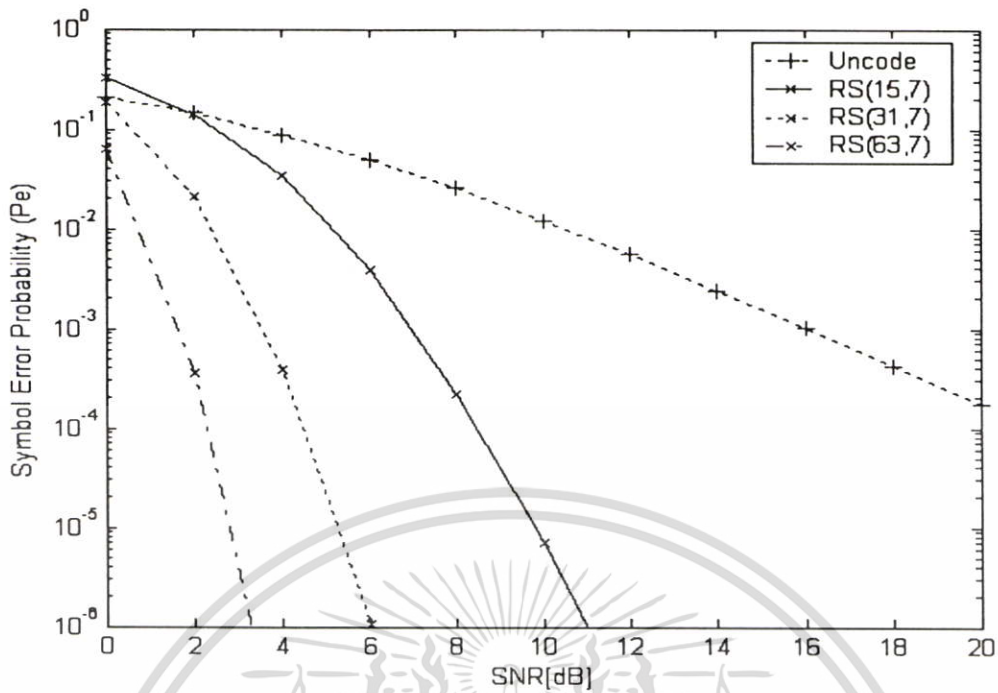


รูปที่ 5.10 แสดงค่า P_e เทียบกับค่า SNR [dB] เมื่อทำการเปลี่ยนค่า $n=7, 15, 31, k=4$ และ $m=1$
 จะสังเกตเห็นว่าเมื่อค่า n เพิ่มมากขึ้น ค่าประสิทธิภาพก็จะเพิ่มตามไปด้วย

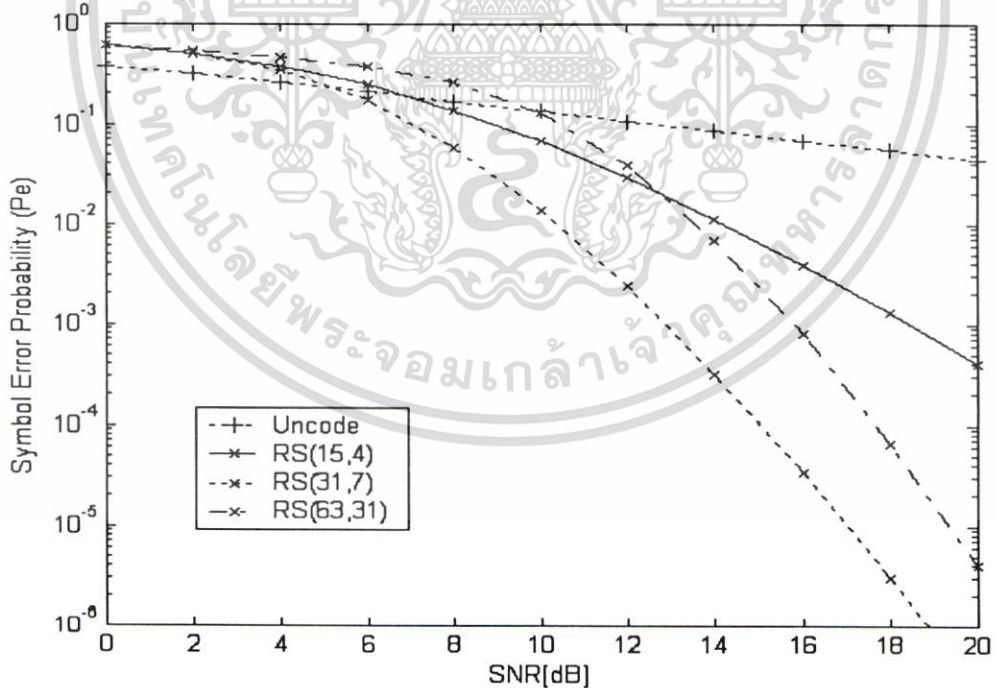


รูปที่ 5.11 แสดงค่า P_e เทียบกับค่า SNR [dB] เมื่อทำการเปลี่ยนค่า $n=31, k=4, 7, 15$ และ $m=1$
 โดยสังเกตเห็นค่าที่ดีที่สุด เมื่อทำการเปลี่ยนค่า k ให้มากขึ้นและให้ค่า n คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



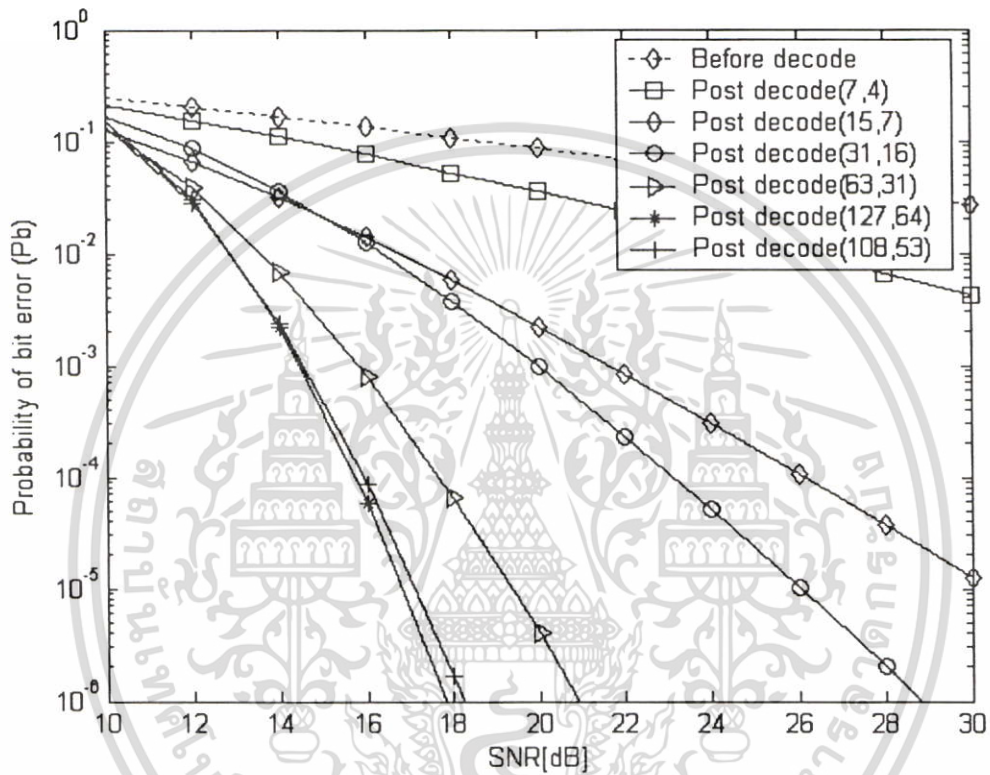
รูปที่ 5.12 แสดงค่า P_e เทียบกับค่า SNR [dB] เมื่อทำการเปลี่ยนค่า $n=15, 31, 63$, $k=7$ และ $m=2$ ซึ่งจะเห็นค่าที่เปลี่ยนแปลงไป โดยให้ค่า k คงที่ ค่า n และ m เปลี่ยนค่าไป



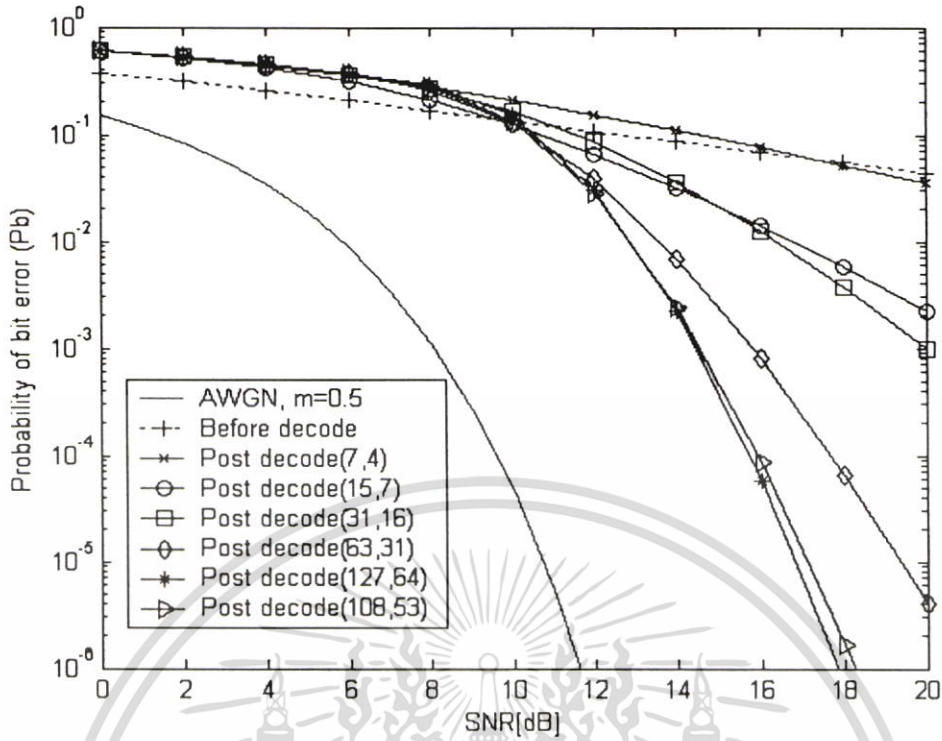
รูปที่ 5.13 แสดงค่า P_e เทียบกับ SNR เมื่อเปลี่ยนค่า $n=15,31,63$; $k=4, 7,31$ และ $m=0.5$ โดยเปรียบเทียบให้เห็นถึงค่าที่เหมาะสมและดีที่สุดในการเปลี่ยนแปลงทั้ง 3 ค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

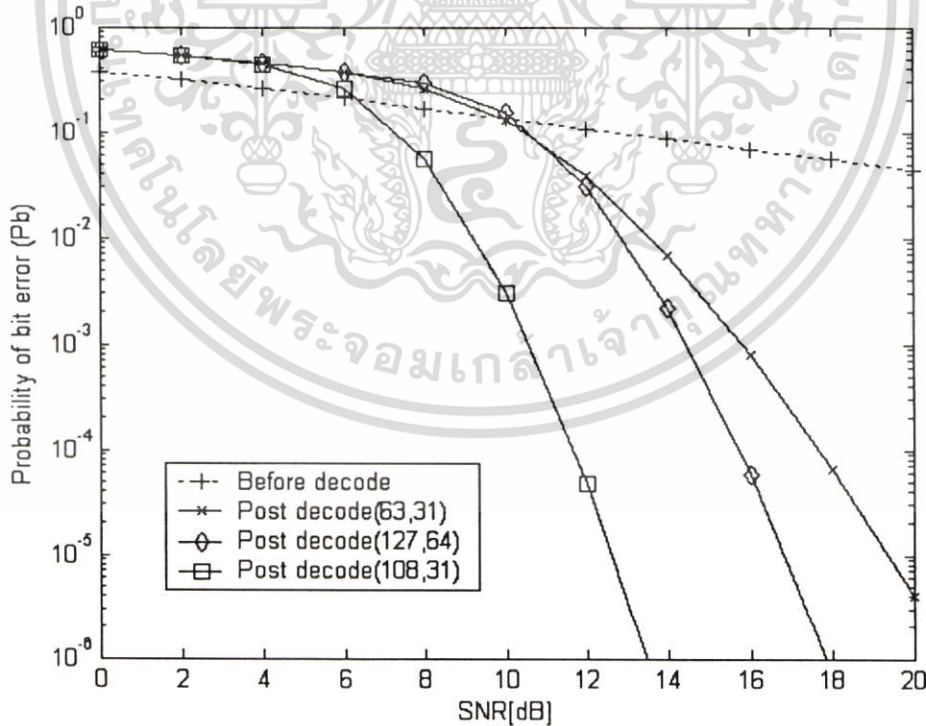
ในรูปที่ 5.14 ถึงรูปที่ 5.17 แสดงค่า P_e เทียบกับ SNR [dB] เมื่อทำการเปลี่ยนค่าก่อนการถอดรหัส (Before decode) และหลังการถอดรหัส (Post decode) โดยทำการเปลี่ยนค่า $n=7,15,31,63,127,108$ และค่า $k=4, 7,16,31,64,53$ ตามลำดับ เมื่อมีการเปลี่ยนค่าทั้ง n,k และ m แล้วเปรียบเทียบกับค่า AWGN และค่าก่อนการถอดรหัสจะสังเกตเห็นถึงค่าที่เหมาะสม ในขณะที่ทำการเปลี่ยนค่าเพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ ตามการวิเคราะห์เชิงเลขจากตารางที่ 4.1



รูปที่ 5.4 เปรียบเทียบค่า P_b เทียบกับค่า SNR [dB] ในขณะก่อนทำการถอดรหัส (Before decode) และหลังการถอดรหัส (Post codes) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าของ $n = 7,15,31,63,127,108$ โดยที่ค่า $k = 4,7,16,31,64$ และ 53 ตามลำดับ จะสังเกตเห็นได้ว่าที่ค่าหลังการถอดรหัสเมื่อ n,k มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้นตามไปด้วย

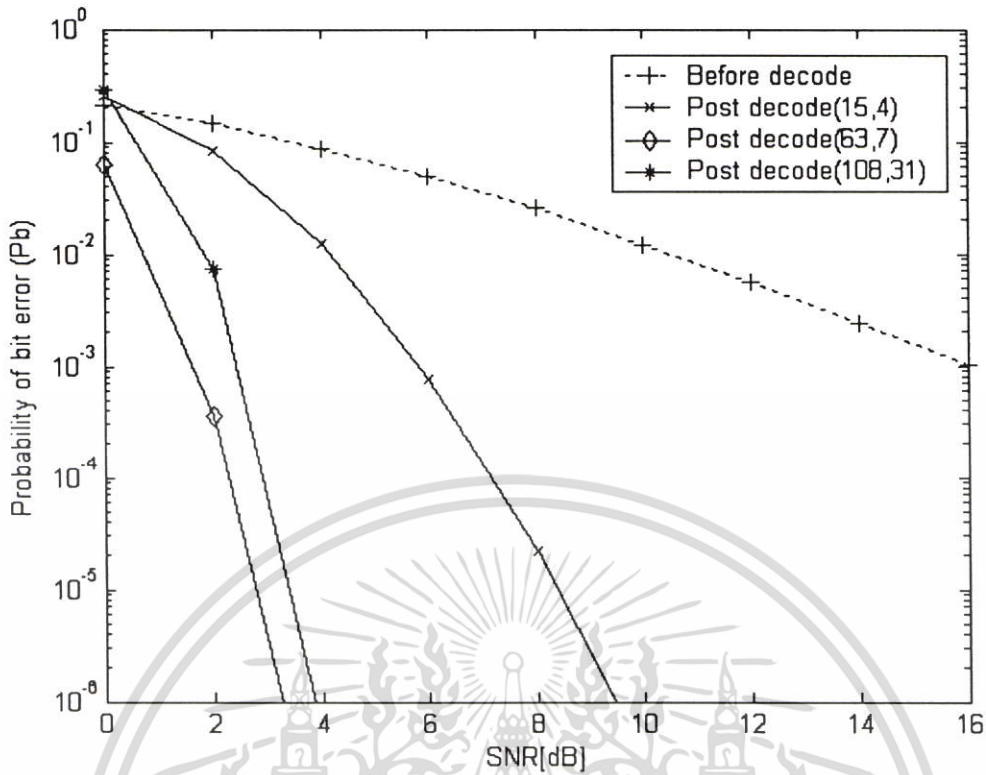


รูปที่ 5.15 แสดงค่า P_b เทียบกับ SNR [dB] เมื่อทำการเปลี่ยนค่า $n=7,15,31,63,127,108$, $k=4,7,16,31,64,53$ และเมื่อทำการเปลี่ยนค่า $m=0.5$



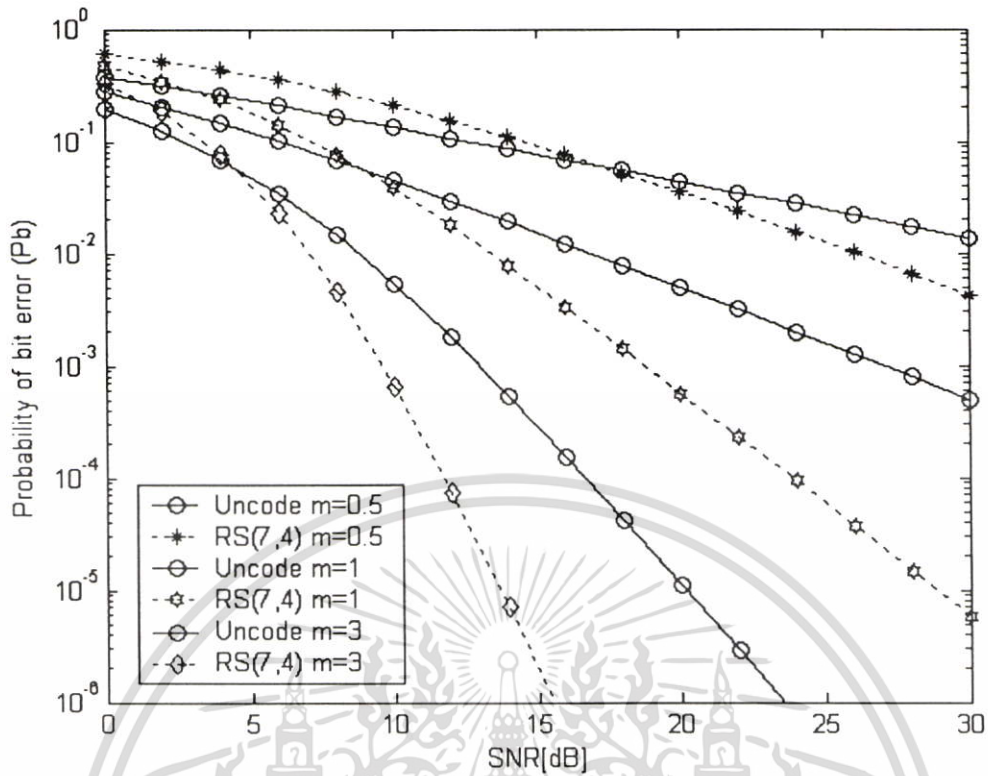
รูปที่ 5.16 แสดงค่าความน่าจะเป็นแบบ P_e เทียบกับ SNR [dB] เมื่อทำการเปลี่ยนค่าของตัวแปร $n=63,127,108$; $k=31, 64,31$ และ $m=1$ ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

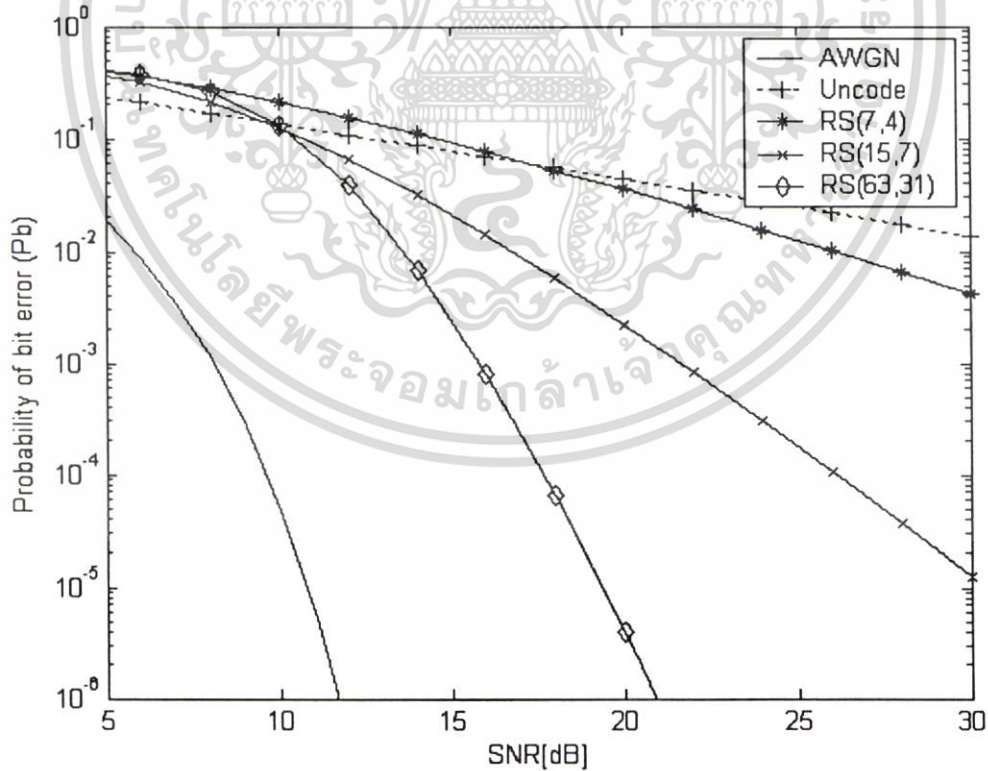


รูปที่ 5.17 แสดงค่า P_b เทียบกับ SNR [dB] เมื่อทำการเปลี่ยนค่า $n=15, 63, 108$; $k=4, 7, 31$ และ $m=2$ โดยเปรียบเทียบให้เห็นถึงสมรรถนะที่ดีกว่าเมื่อทำการเข้ารหัสและทำการถอดรหัสออกมาแล้ว

ในรูปที่ 5.18 ถึงรูปที่ 5.20 แสดงถึงการวิเคราะห์ถึงค่า P_b เทียบกับ SNR [dB] เมื่อมีการเปลี่ยนค่า $m = 0.5, 1$ และ 3 โดยให้ค่ารหัส RS (n, k) คงที่ โดยจะสังเกตเห็นว่าเมื่อเข้ารหัสที่ค่า SNR ต่ำๆ จะทำให้ค่า BER ยังสูงอยู่ แต่เมื่อเพิ่มค่า SNR ไปเรื่อยๆ จะทำให้ค่า BER ต่ำลง โดยกราฟจะบิบบให้ค่าของ SNR แคมเข้าเรื่อยๆ ยิ่งค่าเฟดดิ้งยิ่งมากขึ้น ประกอบกับค่าอัตราการเข้ารหัสเพิ่มมากขึ้นตาม จะทำให้ได้ประสิทธิภาพในการถอดรหัสและทำการแก้ไขความผิดพลาดได้ดีมากขึ้น

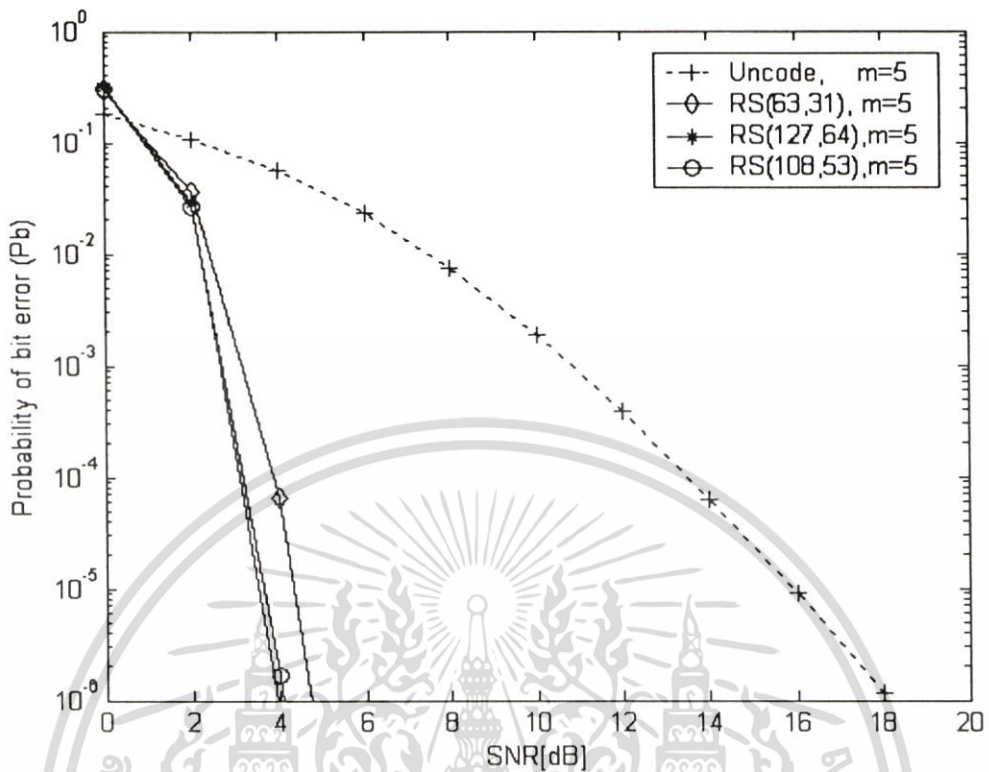


รูปที่ 5.18 แสดงค่า P_b เทียบกับ SNR เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า $m=0.5, 1$ และ 3 โดยที่มีค่ารหัส RS (7, 4)



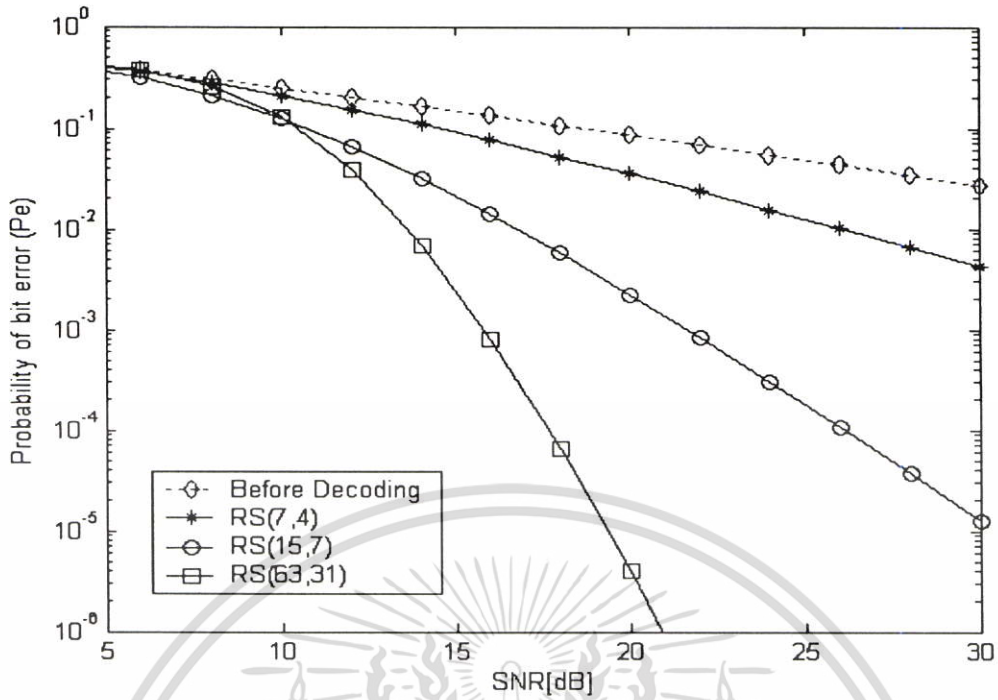
รูปที่ 5.19 แสดงค่า P_b เทียบกับ SNR เมื่อเปลี่ยนค่า $n=7, 15, 63, k=4, 7, 31$ และ $m=0.5$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

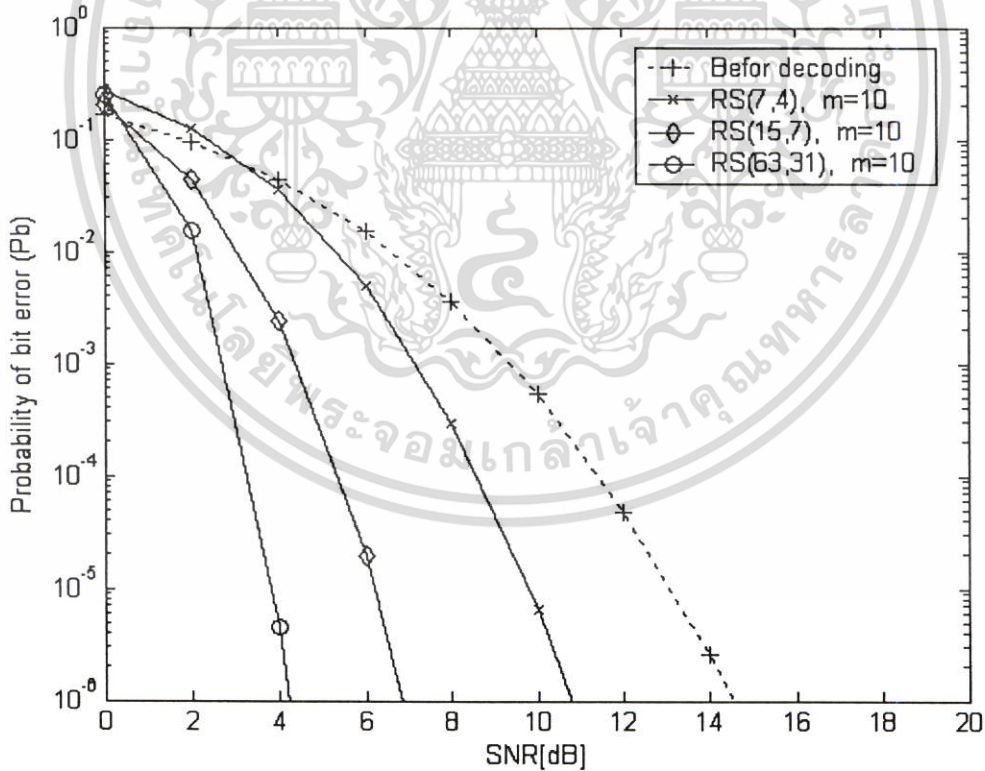


รูปที่ 5.20 แสดงค่า P_b เทียบกับ SNR เมื่อเปลี่ยนค่า $n=63,127,108, k=31, 64, 53$ และ $m=5$

ในรูปที่ 5.21 ถึงรูปที่ 5.23 แสดงผลการวิเคราะห์เชิงเลขถึงค่า P_b เทียบกับ SNR [dB] เมื่อทำการเปลี่ยนค่ารหัส RS (n,k) โดยให้ค่า $m = 0.5, 10$ และ 20 ตามลำดับ โดยทำการเปรียบเทียบในลักษณะที่ก่อนทำการดีเท็คต์สัญญาณและหลังทำการดีเท็คต์สัญญาณ ซึ่งได้ทำการเปลี่ยนแปลงค่า n, k และค่า m ให้มีค่ามากขึ้นจะสังเกตได้ว่าที่ค่า m มากๆจะทำให้สมรรถนะของระบบดีกว่า และในขณะเดียวกันค่าอัตราการใช้รหัสก็จะเพิ่มตามไปด้วย

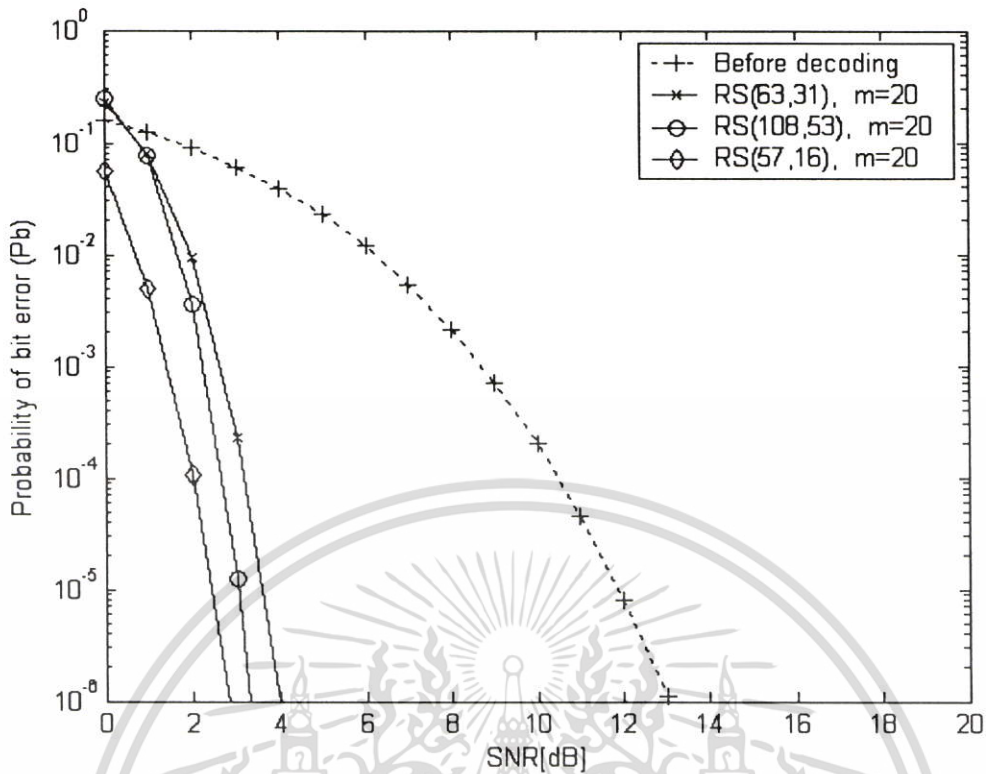


รูปที่ 5.21 เปรียบเทียบค่าก่อนดีเท็คกับหลังดีเท็คเมื่อเปลี่ยนค่ารหัสเป็น RS (7;4; 15;7; 63;31)



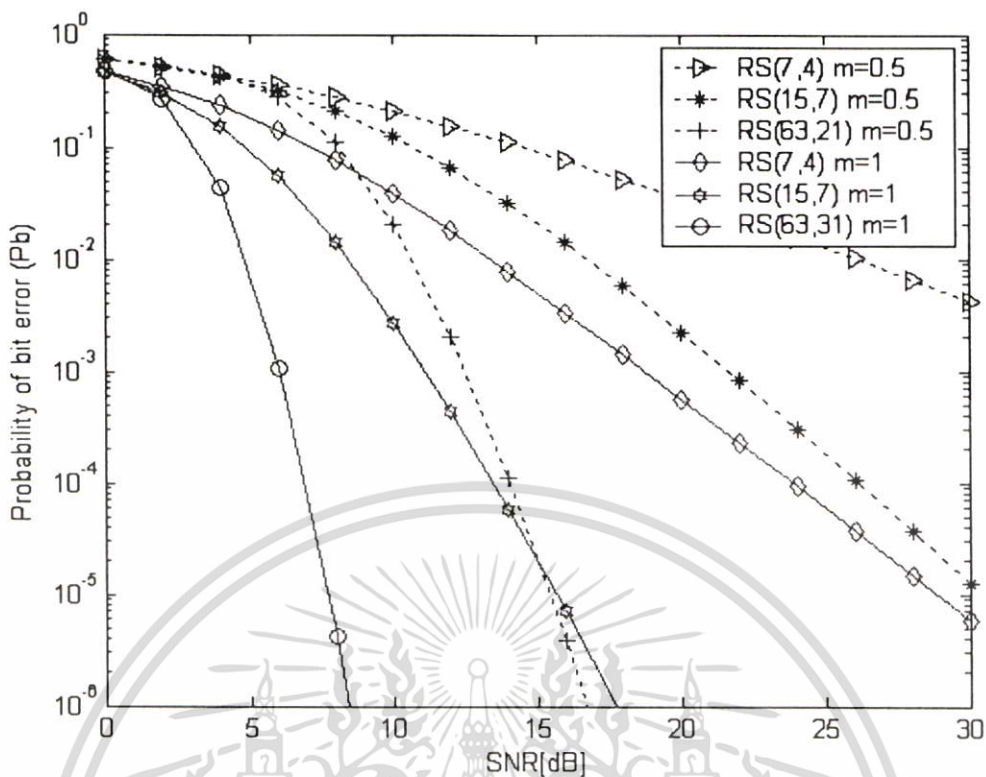
รูปที่ 5.22 แสดงค่า P_b เทียบกับ SNR เมื่อเปลี่ยนค่า $n=7, 15, 63, k=4, 7, 31$ และ $m=10$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

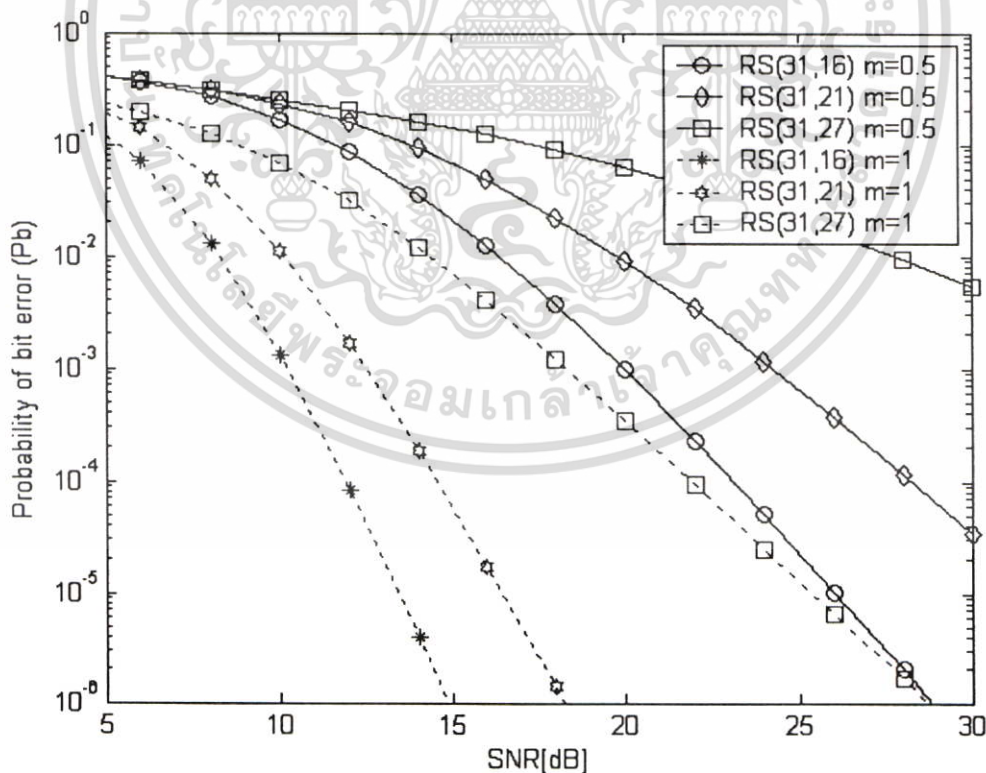


รูปที่ 5.23 แสดงค่า P_b เทียบกับ SNR เมื่อเปลี่ยนค่า $n=7, 15, 63, k=4, 7, 31$ และ $m=20$

ในรูปที่ 5.24 ถึงรูปที่ 5.27 แสดงการวิเคราะห์ถึงค่า P_b เทียบกับค่า SNR [dB] เมื่อทำการเปลี่ยนรหัส (n, k) โดยให้ค่า m คงที่ จะสังเกตว่าเมื่อค่า m และค่า (n, k) เพิ่มขึ้นจะทำให้ค่า SNR ลดลง ในขณะที่เดียวกันเมื่อทำการลดค่า m ให้น้อยลงและเพิ่มค่าอัตราการใช้รหัสให้มากขึ้น สมรรถนะของระบบก็ยังถือว่าอยู่ในสภาวะที่ยอมรับได้ ไม่มีการเปลี่ยนแปลงในส่วนของคุณค่า SNR มากนัก

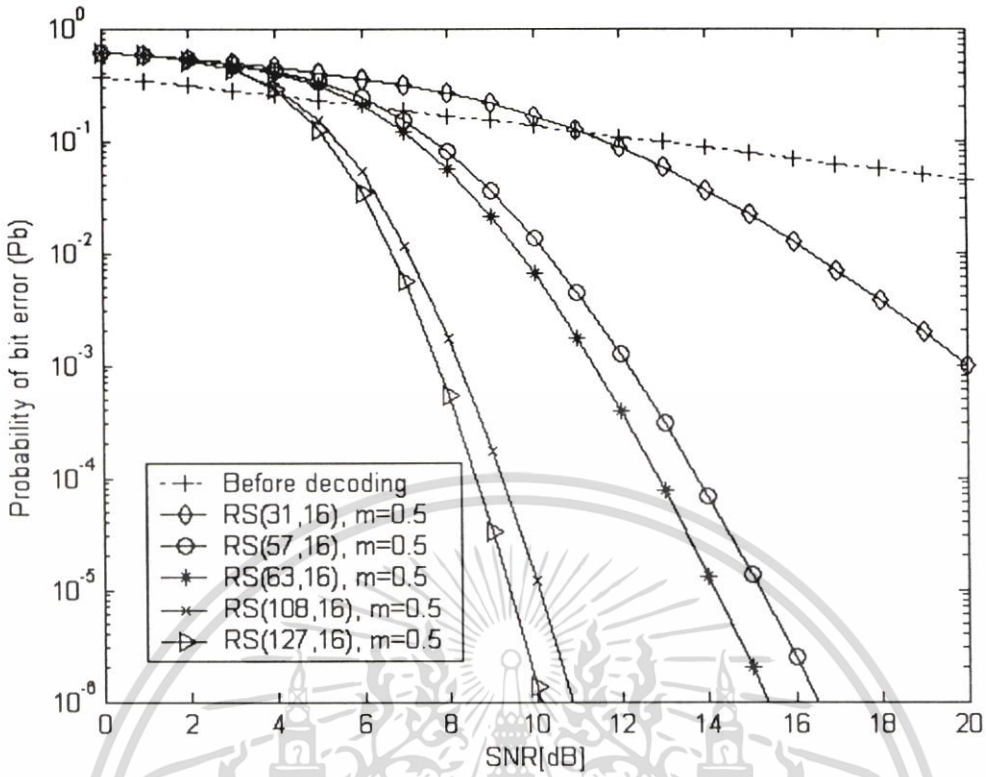


รูปที่ 5.24 แสดงค่า P_e เทียบกับ SNR เมื่อเปลี่ยนค่า m (0.5, 1) และค่า RS (7, 4; 31, 16; 31, 11)

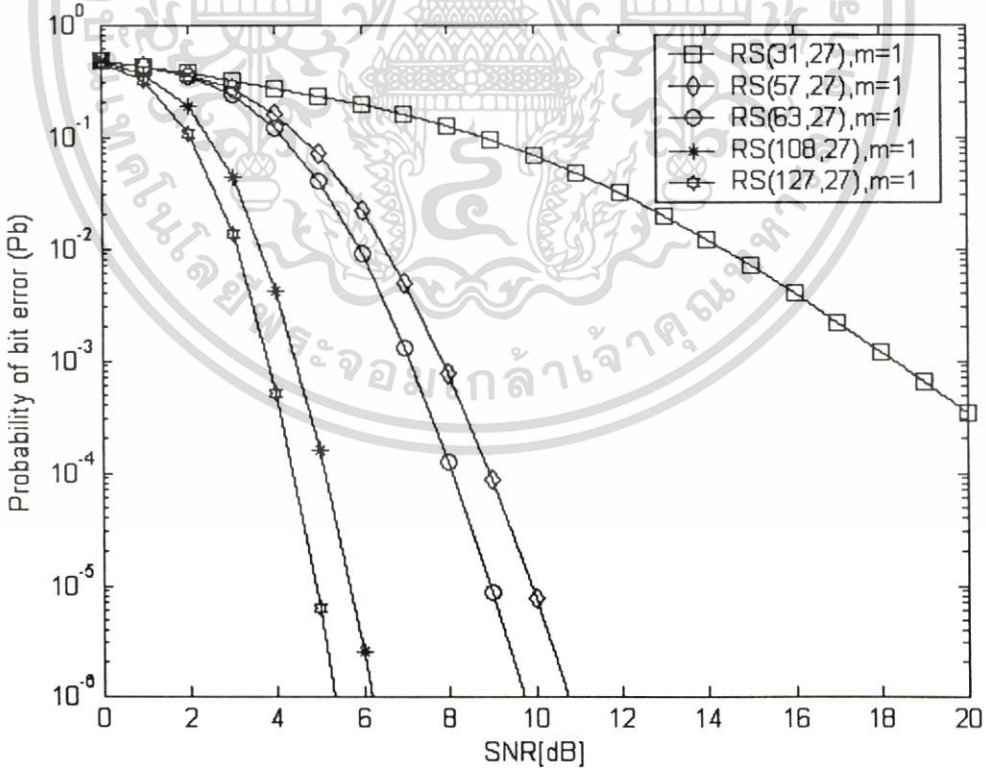


รูปที่ 5.25 แสดงค่า P_e เทียบกับ SNR เมื่อเปลี่ยนค่า m และ k โดยให้ค่า n คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



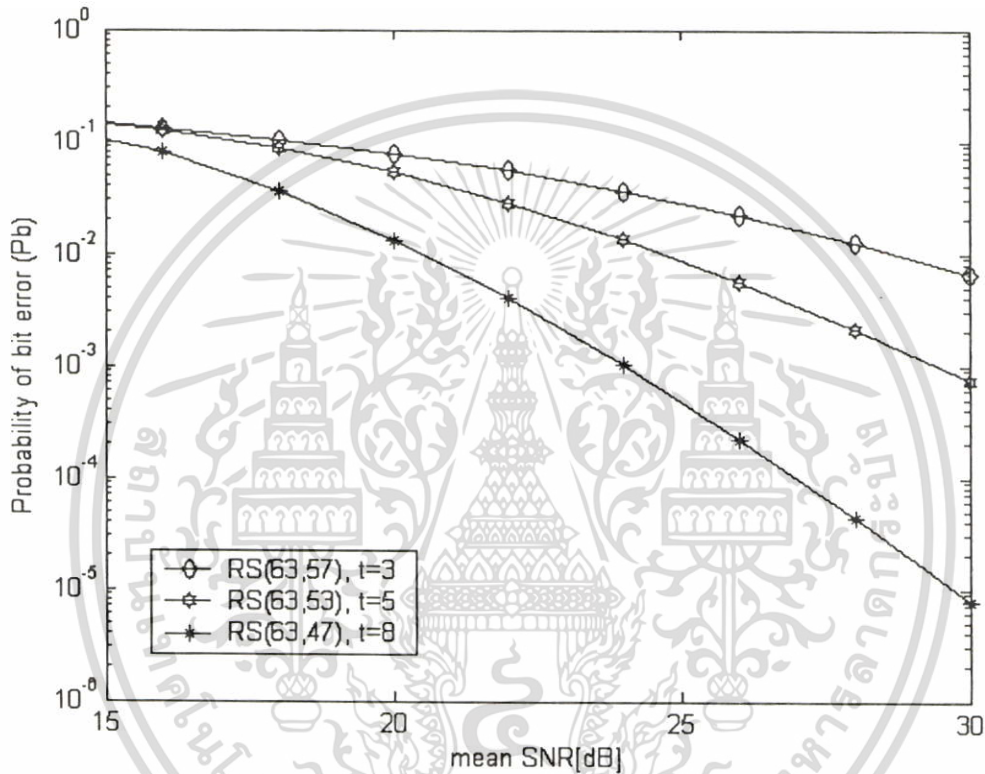
รูปที่ 5.26 แสดงค่า P_b เทียบกับ SNR เมื่อเปลี่ยนค่า n โดยให้ค่า k และ m คงที่



รูปที่ 5.27 แสดงค่า P_b เทียบกับ SNR เมื่อเปลี่ยนค่า n โดยให้ค่า k และ m คงที่

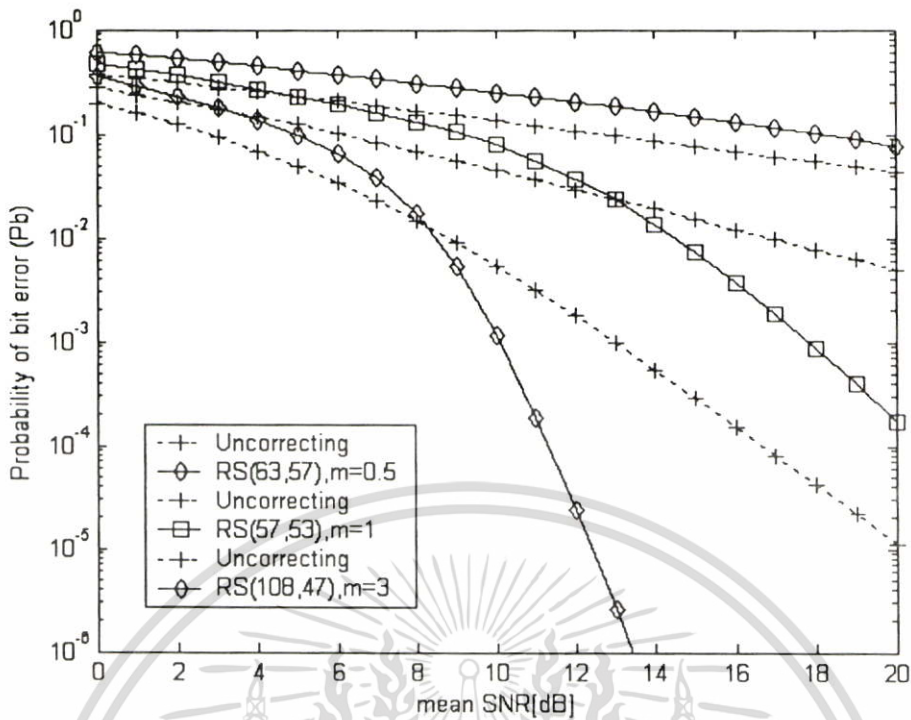
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 5.28 ถึงรูปที่ 5.30 แสดงผลถึงค่าของ P_b เทียบกับค่าเฉลี่ยของ SNR [dB] เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่า t นั่นก็คือค่าความสามารถในการแก้ไขความผิดพลาด (Error-correcting check) ในที่นี้กำหนดให้ความยาวของบล็อกเป็น 63 ให้ค่า $t = 3, 5$ และ 8 จะสังเกตเห็นว่าค่า P_b จะต่ำลงเมื่อค่า t เพิ่มขึ้น โดยให้ค่า m มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นเป็น 0.5, 1 และ 3 ตามลำดับ ส่วนค่าอัตราหัสที่กำหนดให้เพิ่มขึ้นในค่าที่เหมาะสม จะได้ว่าที่ค่าประสิทธิภาพในการแก้ไขความผิดพลาดเพิ่มขึ้น

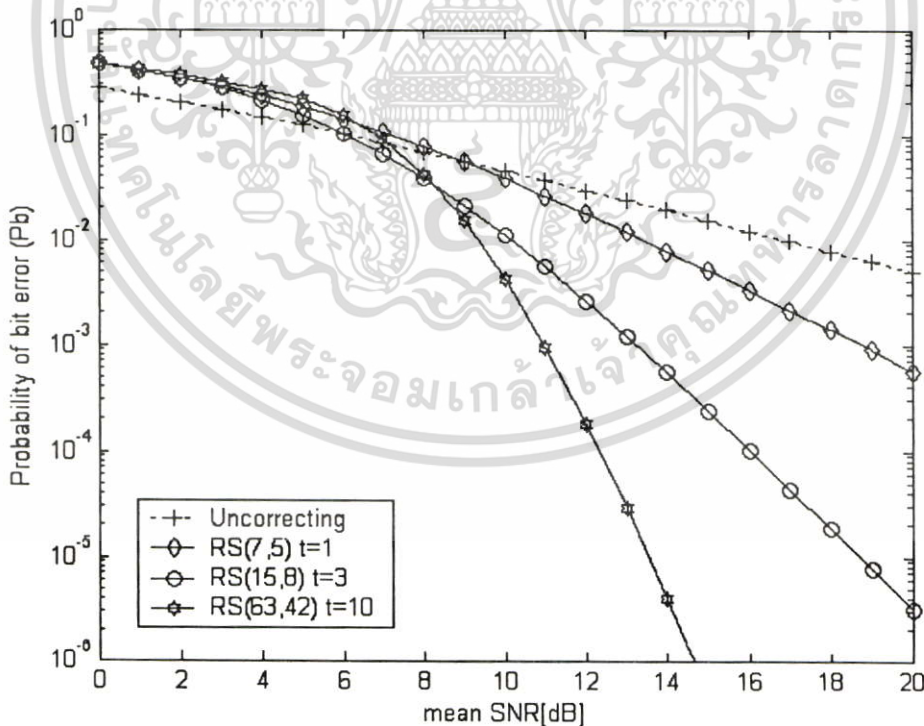


รูปที่ 5.28 แสดงค่า P_b เทียบกับ SNR [dB] เมื่อใช้การแก้ไขความผิดพลาด

(Error-correcting check) ที่ค่า $t=3, 5$ และ 8 ตามลำดับ โดยมีค่า n และ k ทำการเปลี่ยนแปลงค่าต่างๆกัน



รูปที่ 5.29 แสดงค่า P_b เทียบกับ SNR [dB] เมื่อใช้ค่าใน t การแก้ไขความผิดพลาด (Error-correcting check) ที่ค่า $t=3$ และ $m=0.5, 1, 3$ ตามลำดับ



รูปที่ 5.30 แสดงค่า P_e เทียบกับ SNR [dB] เมื่อทำการแก้ไขความผิดพลาด ที่ค่า $m=7, 15, 63$ และ $k=5, 8, 42$ โดยกำหนดให้ค่า $t=1, 3$ และ 10 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

แบบจำลองของช่องสัญญาณที่ใช้ศึกษานี้ คือแบบจำลองช่องสัญญาณนาคากามิ เนื่องมาจากเป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลอง ซึ่งสอดคล้องกับสภาพแวดล้อมโดยทั่วไป เป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับการแจกแจงของแอมพลิจูด สามารถอธิบายในการเฟดดิ้งแบบอื่นๆ ได้ด้วยตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) เช่น กรณีที่ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเท่ากับ 0.5 จะเป็นการแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว กรณีที่ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเท่ากับ 1 เป็นการแจกแจงแบบเรลีย์ และกรณีที่ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเข้าใกล้อนันต์ คือสภาวะที่ไม่มีการลดทอนของสัญญาณ แต่ในการสื่อสารจะมีสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก (AWGN) เกิดขึ้น ในขณะที่ส่งสัญญาณออกไปยังเครื่องรับจากการทดลองและทำการวิเคราะห์ระบบ โดยใช้การคิดเท็กสัญญาณที่ผ่านการถอดรหัสแล้วนั้น จะได้ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาด ในอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนใน 1 บิต และหาอัตราความผิดพลาดเฉลี่ยของระบบ ซึ่งมีค่าเท่ากับอัตราสัญลักษณ์ข้อมูลผิดพลาด เนื่องจากการมอดูเลตในระบบ 16-QAM แต่จากผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขแสดงให้เห็นว่า อัตราผิดพลาดบิตของระบบยังมีค่ามาก จึงทำการปรับปรุงสมรรถนะของระบบด้านอัตราความผิดพลาดบิตให้ดีขึ้น โดยการเข้ารหัสแบบรีดโซโลมอน (RS Code) มาแก้ไขความผิดพลาด เนื่องจากรหัส RS เป็นรหัสลิเนียร์บล็อก ซึ่งเป็นรหัสที่สามารถใช้กับข้อมูลที่เป็นเลขฐานสองและไม่ใช่เลขฐานสอง เป็น subclass พิเศษของรหัส BCH และเป็นรหัสที่มีระยะทางน้อยที่สุดที่เป็นไปได้สำหรับการเข้ารหัสที่อินพุตและเอาต์พุตมีความยาวเท่ากัน ซึ่งใช้เทคนิคการถอดรหัสแก้ไขความผิดพลาดอย่างเดียว โดยเปรียบเทียบสมรรถนะด้านอัตราผิดพลาดบิตของระบบที่ทำการศึกษา คือระบบที่เข้ารหัสกับระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส

ผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขแสดงให้เห็นว่า ตัวแปรเสริมที่มีผลต่อสมรรถนะ ด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่ทำการศึกษา คือ ตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ซึ่งพบว่าการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งของระบบ มีผลกับค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาด โดยเมื่อตัวแปรเสริมเฉลี่ยมีค่ามากขึ้น ทำให้ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดมีค่าลดลง ซึ่งสอดคล้องกับทฤษฎีที่ เมื่อค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งเข้าใกล้อนันต์ คือ ไม่มีการลดทอนของสัญญาณ ทำให้การรับส่งข่าวสาร ไม่มีความผิดพลาด และยังพบอีกว่าตัวแปรเสริมที่มีค่าแตกต่างกันในแต่ละวิถี ซึ่งในงานอื่นๆ ที่ผ่านมาจะให้ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งทุกวิถีเท่าๆ กัน คือยังมีค่าความแตกต่างของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่ามากขึ้น ทำให้อัตราการผิดพลาดบิตมีค่ามากขึ้นตามไปด้วย

นอกจากนี้ ในการเข้ารหัสแบบ RS ยังสามารถแก้ไขความผิดพลาดดีกว่าระบบที่ยังไม่เข้ารหัส ซึ่งพบว่าเมื่อทำการเข้ารหัสทำให้ระบบดีขึ้นอย่างเห็นได้ชัด โดยสังเกตจากค่าความน่าจะเป็น

เป็นของความผิดพลาดมีค่าลดลง เมื่อเปรียบเทียบที่อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ค่าเดียวกัน จากการเปรียบเทียบสมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่เข้ารหัส RS แก่ไขความผิดพลาดทั้ง 3 รหัส คือ RS(7,5) RS(15,8) และ RS(63,42) ผลการวิเคราะห์แสดงให้เห็นว่าการใช้รหัส RS(63,42) มีค่าความสามารถในการแก้ไขความผิดพลาด $t=10$ รหัส RS(15,8) มีค่าความสามารถในการแก้ไขความผิดพลาด $t=3$ และ RS(7,5) มีค่าความสามารถในการแก้ไขความผิดพลาด $t=1$ ผลการวิเคราะห์แสดงให้เห็นว่า ค่าความสามารถในการแก้ไขความผิดพลาดสูงสุด จึงจะทำให้สมรรถนะของระบบดีที่สุด อีกทั้งยังขึ้นกับค่าอัตราการเข้ารหัส (Code Rate) ด้วย ซึ่งจะเห็นว่า รหัส RS(15,8) มีค่าอัตรารหัสเท่ากับ 0.53 ซึ่งมีค่าต่ำกว่ารหัส RS(7,5) มีค่าอัตรารหัสเท่ากับ 0.71 โดยจะเห็นว่า ค่าอัตรารหัสที่มีค่าต่ำจะทำให้สมรรถนะของระบบดีกว่าอัตรารหัสสูงๆ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ทำการจำลองแบบและวิเคราะห์หาสมรรถนะโดยรวมของระบบ โดยเปรียบเทียบผลที่ได้ในลักษณะต่างๆว่าเป็นไปตามสมมติฐานหรือไม่ เช่น เมื่อทำการเข้ารหัสแล้ว อัตราความผิดพลาดน่าจะลดลงเมื่อค่า SNR เพิ่มขึ้น ด้วยการส่งบิตที่เข้ารหัสแล้วและยังไม่เข้ารหัสผ่านเข้าไปในระบบ ผ่านช่องสัญญาณ และผ่านเข้าไปยังส่วนของภาครับ (Decoding) โดยนำค่าบิตที่รับได้มาทำการเปรียบเทียบกันในลักษณะบิตต่อบิต นำผลที่ได้มาทำการพล็อตกราฟแสดงค่าความผิดพลาดบิตเทียบกับอัตราส่วนของ E_b/N_0 [dB] ซึ่งผลที่ได้จากการทดลองสามารถสรุปได้ดังนี้

บทสรุปของการดำเนินงาน

- 1) วิเคราะห์หาสมรรถนะของระบบ 16-QAM OFDM โดยหาค่า BER เทียบกับ SNR โดยการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m -fading factor)
- 2) วิเคราะห์หาสมรรถนะของการเข้ารหัสรีดโซโลมอน ในระบบ 16-QAM OFDM เมื่อมีการเข้ารหัส (Coded) และยังไม่มีการเข้ารหัส (Uncoded) โดยมีการเปลี่ยนแปลงค่าของ n และ k ซึ่งจะมีการเปรียบเทียบผลของค่า SER (P_e) เทียบกับค่า SNR
- 3) จากการทดสอบจะพบว่าเมื่อทำการใส่รหัสการแก้ไขความผิดพลาด (t) ที่มีค่าสูงๆ จะทำการไขรหัสที่ผิดพลาดได้ดีกว่า
- 4) ทำการวิเคราะห์หาสมรรถนะโดยรวม เมื่อก่อนทำการถอดสัญญาณ (Before decoding) และหลังการถอดรหัสสัญญาณ (Post decoding) โดยทำการพิจารณาขั้วฝั่งภาครับเป็นหลัก

ในระบบของ 16-QAM OFDM เมื่อนำมารวมกับ RS Codes ก็จะได้เป็นระบบ COFDM นำระบบ COFDM ไปทำการหาสมรรถนะโดยรวม เมื่อผ่านเฟดดิ้งในลักษณะต่างๆกัน สำหรับช่องสัญญาณการสื่อสารยังคงจำลองใช้การจางแบบนาคามีเป็นหลัก ทำการตรวจสอบสมรรถนะของระบบโดยรวม ด้วยการ ใช้สมการทางคณิตศาสตร์และใช้ผลการวิเคราะห์ในจำลองด้วยโปรแกรม Matlab

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Y.H.Kim, I.Song, H.G.Kim, T.Chang, and H.M.Kim “Performance Analysis of a Coded OFDM System in Time-Varying Multipath Rayleigh Fading Channels”, IEEE Trans.Vehicular., vol.48, no.5, Sep 1999, pp. 1610-1615.
- [2] G.D.Pantos, A.G.Kanatas, and P.Constantinou, “Performance Evaluation of OFDM Transmission Over a Challenging Urban Propagation Environment”, IEEE Trans.Broad., Vol.49, No.1, March 2003, pp. 87-96.
- [3] J.Lai, and N.B.Mandayam, “Performance of Reed-Solomon Codes for Hybrid-ARQ over Rayleigh Fading Channels Under Imperfect Interleaving”, IEEE Trans.Comm., Vol.48, No.10, Oct. 2000, pp.1650-1659.
- [4] L.L.Yang, K.Yen, and L.Hanzo, “Reed-Solomon Coded DS-CDMA System Using Noncoherent M-ary Orthogonal Modulation Over Multipath Fading Channels”, IEEE Trans.Comm., vol.18, no.11, Nov. 2000, pp. 2240-2251.
- [5] M.K. Simon, M-S. Alouini, “Digital Communication over Fading Channel: A Unified approach to performance analysis”, New York, John Willer & Sons, 2000.
- [6] J.G. Proakis, “Digital Communications”, New York, McGrawHill, 1995.
- [7] H.Labioud, “Performance of Reed Solomon Error-Correcting Codes on Fading Channels”, IEEE Lab. Mobile Comm., ICPWC’99, 1999, pp. 259-263.
- [8] วัลลภกร วุฒิสัทธาภิบาล, เทคโนโลยีโทรคมนาคม ทฤษฎีข่าวสารและการเข้ารหัส, สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2546.
- [9] S. Haykin, B. Van Veen, “Signal and System”, John Wiley & Son, Inc., Second Edition: 2003.
- [10] I. A. Glouver, P. M. Grant, “Data Communication”, 2nd Edition, England, Pearson Education Limited, 2004.
- [11] H. Benoit, “Digital Television MPEG-1, MPEG-2 and Principle of the DVB System”, London: Arnold, 1997.
- [12] G. W. Collins, “Fundamentals of digital television Transmission” New York: John Wiley, 2001.
- [13] J. C. Whitaker, “DTV handbook: the revolution in digital video” 3rd Edition, New York, McGraw-Hill: 2001.
- [14] G. D., M. Garik, P. Keith, “Coding and Modulation for Digital Television” USA, Kluwer Academic, 2001.
- [15] E. P. Lawley, “Adaptive Techniques for Multiuser OFDM” James Cook University, Dec: 2001.
- [16] P. Sup-pamornpun, W. Wongtrirat and S. Sittichivapak, “Wavelet-Based Multicarrier CDMA System with Polyphase Filterbank”, IEEE ISIT2003 Proceeding :The third

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

International Symposium on Communications and Information Technologies,
Songkhla, Thailand, Vol.II,3-5 Sep:2003, pp.769-773.

- [17] R. V. Nee and R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communication", Boston-London, Artech House, 2000.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

1. **Chugpeth Suwanruang**, S. Chaninnonthaphat, S. Sittichivapak, K. Vonglodjanaporn, "Performance Analysis of Reed-Solomon Codes for 16-QAM OFDM System over Nakagami Fading Channels" The 2004 International Conference on Information and Communication Technologies (ICT 2004), Bangkok Thailand, 18-19 November 2004, pp.116-121.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ	นายจักรเพชร สุวรรณเรือง
เกิด	วันที่ 18 พฤษภาคม พ.ศ. 2515 ที่ บ. โนนสามัคคี อ. นามน จ. กาฬสินธุ์
การศึกษา	ระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร
ประวัติการทำงาน	ปี พ.ศ. 2536-2537 ตำแหน่งช่างเทคนิค บ.ฟิลิปส์เซมิคอนดักเตอร์ ประเทศไทย จำกัด ปี พ.ศ. 2537-ปัจจุบัน ตำแหน่งวิศวกร ระดับ 5 บริษัท กสท โทรคมนาคม จำกัด (มหาชน) ฝ่ายสื่อสารข้อมูล ส่วนชุมสายสื่อสารข้อมูล (Thaipak) บางรัก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้