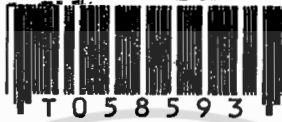


สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การวิเคราะห์และประเมินค่าสมรรถนะของการเข้ารหัส MC DS-CDMA  
โดยใช้ช่องสัญญาณการจางแบบนาคากามิ

PERFORMANCE ANALYSIS AND EVALUATION FOR MULTI CARRIER  
CODED DS-CDMA IN NAKAGAMI FADING CHANNEL



ธเนศ พลายเพชร  
TANED PLAIPETCH

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

พ.

บัณฑิตวิทยาลัย

๕๒๘๕ก

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

๒๕๔๗

พ.ศ. ๒๕๔๗

เลขหมู่.....

ISBN 974-15-1261-9

เอกสารนี้เป็นเอกสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด

58593

เลขทะเบียน.....

วัน,เดือน,ปี 26 ส.ค. 2549

b. 11456632  
i.....

PERFORMANCE ANALYSIS AND EVALUATION FOR MULTI CARRIER  
CODED DS-CDMA IN NAKAGAMI FADING CHANNEL



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

2004

ISBN 974-15-1261-9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2004

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และผู้จัดทำเพื่อมาใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์และประเมินค่าสมรรถนะของการเข้ารหัส MC DS-CDMA โดยใช้ช่องสัญญาณการจางแบบนาคากามิ
นักศึกษา	นายธเนศ พลายเพชร
รหัสประจำตัว	44061702
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2547
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอผลการวิเคราะห์สมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบการเข้าถึงหลายทางแบบการแบ่งรหัสลำดับโดยตรง ซึ่งใช้การมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ (Multi Carrier Direct Sequence Code Division Multiple Access : MC DS – CDMA) โดยใช้การเข้ารหัสการประสาน (Convolution Code) กับลำดับข้อมูลแบบเลขฐานสอง กำหนดให้ในแต่ละคลื่นพาห์มีความสัมพันธ์ในลักษณะตั้งฉากซึ่งกันและกัน (Orthogonal) สัญญาณแต่ละคลื่นพาห์ จะถูกรวมและส่งออกผ่านช่องสัญญาณการจางแบบ Nakagami สัญญาณของแต่ละคลื่นพาห์ที่ผ่านเครื่องรับสหสัมพันธ์ จะถูกนำมารวมกันแบบอัตราขยายเท่ากัน (Equal Gain Combining : EGC) ภายหลังจากถอดรหัสจะได้ความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่ทำการศึกษา เปรียบเทียบกับระบบที่ไม่ได้ทำการเข้ารหัส ทำการเลียนแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม Matlab ผลการวิเคราะห์แสดงให้เห็นถึงผลลัพธ์ของตัวแปรต่างๆ ซึ่งมีผลต่อสมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ ตัวแปรต่อตัวแปร ซึ่งแตกต่างจากบทความอื่นๆ ทั้งในรูปแบบของระบบและวิธีการนำเสนอผล

Thesis	Performance Analysis and Evaluation for Multi Carrier coded DS-CDMA in Nakagami Fading Channel
Student	Mr.Taned Plaipetch
Student ID.	44061702
Degree	Master of Engineering
Programme	Telecommunication Engineering
Year	2004
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Kobchai Dejhan

### ABSTRACT

This thesis proposes the performance analysis of bit error rate (BER) of the multi carrier direct sequence code division multiple access (MC DS – CDMA) system by convolution code with the binary data sequence and assigning the carrier wave in this analysis uses orthogonal in Nakagami fading channel. The receiver provides a correlator for each carrier and the outputs of the correlator are combined with an equal gain combining. After decoding, the bit error rate performance is obtained and compared with the uncoded system. The obtained results from MATLAB program show that parameters which effect on the bit error rate performance.

## กิตติกรรมประกาศ

การทำวิจัยนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมการวิจัย ที่กรุณาให้แนวความคิดและคำปรึกษาแนะนำในการดำเนินงานวิจัยตลอดจนการแก้ปัญหาต่างๆ อันเป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่องานวิจัย

ผู้วิจัยขอขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่านที่ให้ความรู้และคำแนะนำต่างๆ บิดา-มารดาผู้คอยสนับสนุนในด้านการศึกษาของข้าพเจ้า คุณไพบูรณ์ คู่ประกาย ที่กรุณาให้คำแนะนำการเขียนวิทยานิพนธ์และให้ความช่วยเหลือในด้านต่างๆ เพื่อนทุกคนที่คอยเป็นกำลังใจให้เสมอ ประโยชน์อันใดที่เกิดจากงานวิจัยนี้ ย่อมเป็นผลมาจากความกรุณาของท่านดังกล่าวข้างต้น ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งเป็นอย่างยิ่งจึงใคร่ขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ธเนศ พลายเพชร



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา.....	3
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	4
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	4
บทที่ 2 การสื่อสารระบบดิจิทัล.....	6
2.1 ระบบการเข้าถึงช่องสัญญาณ (Multiple access system).....	6
2.1.1 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ (FDMA).....	6
2.1.2 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา (TDMA).....	6
2.1.3 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA).....	7
2.2 การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (SS modulation).....	7
2.2.1 การจัดลำดับโดยตรง (Direct Sequence : DS).....	9
2.2.1.1 คุณสมบัติของระบบ DS-SS.....	12
2.2.2 วิธีการกระโดดของความถี่ (Frequency Hoping : FH).....	13
2.2.2.1 คุณสมบัติของระบบ FH-SS.....	15
2.2.3 วิธีการกระโดดของเวลา (Time Hoping: TH).....	16
2.2.3.1 คุณสมบัติของระบบ TH-SS.....	17
2.2.4 ระบบ ไฮบริด (Hybrid System).....	18
2.3 คุณลักษณะของสัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหลายเส้นทาง.....	19
2.3.1 คุณลักษณะของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบหลายวิถี.....	19

เอกสารนี้เป็นเอกสารทบทวนเนื้อหาสำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.3.2 ฟังก์ชันสหสัมพันธ์และกำลังเชิงสเปกตรัมของช่องสัญญาณ.....	22
2.3.3 แบบจำลองทางสถิติสำหรับช่องสัญญาณ.....	24
2.4 เทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์.....	25
2.4.1 DS-CDMA (Direct Sequence CDMA).....	26
2.4.2 MC-CDMA (Multi-carrier CDMA).....	28
2.4.3 MC DS-CDMA (Multi-carrier direct sequence CDMA).....	29
2.4.4 MT-CDMA (Multitone CDMA).....	31
2.5 เทคนิคการเข้ารหัส.....	33
2.5.1 พื้นฐานการเข้ารหัส.....	33
2.5.2 รหัสลิเนียร์บล็อก (Linear block code).....	35
2.5.2.1 ค่าพารามิเตอร์ของรหัสลิเนียร์บล็อก.....	35
2.5.2.2 ความสามารถในการตรวจสอบและแก้ไขความผิดพลาด ของข้อมูลของรหัสลิเนียร์บล็อก.....	36
2.5.3 รหัสการประสาน (Convolution code).....	38
2.5.3.1 หลักการเข้ารหัสการประสาน.....	39
2.5.3.2 แผนภาพสแตต (State Diagram).....	42
2.5.3.3 แผนภาพต้นไม้ (Tree Diagram).....	42
2.5.3.4 แผนภาพ Trellis (Trellis Diagram).....	44
2.5.3.5 การถอดรหัสการประสานด้วยวิธี Viterbi.....	45

## บทที่ 3 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบการเข้าถึงหลายทางแบบการแบ่งรหัสลำดับ

โดยตรงในช่องสัญญาณเฟดดิ้ง Nakagami โดยใช้เทคนิคการเข้ารหัส

และมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์.....	51
3.1 แบบจำลองเครื่องส่ง.....	51
3.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณ.....	54
3.3 แบบจำลองเครื่องรับ.....	56
3.3.1 ส่วนของสัญญาณ.....	57

# สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.3.2 ส่วนของสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากผู้ใช้งานอื่น ที่ความถี่คลื่นพาห์เดียวกัน.....	58
3.3.3 ส่วนของสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากผู้ใช้งานอื่นที่ ความถี่คลื่นพาห์ต่างกัน.....	60
3.3.4 ส่วนของสัญญาณ AWGN.....	61
3.4 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส.....	62
3.5 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบที่ทำการเข้ารหัสการประสาน.....	65
<b>บทที่ 4 ผลการวิเคราะห์เชิงเลข.....</b>	<b>73</b>
4.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m).....	74
4.1.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส.....	74
4.1.2 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ของระบบที่เข้ารหัส.....	77
4.1.3 ผลการเปรียบเทียบของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสกับระบบที่เข้ารหัส.....	80
4.2 ผลของจำนวนคลื่นพาห์ (M).....	81
4.2.1 ผลของจำนวนคลื่นพาห์ (M) ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส.....	81
4.2.2 ผลของจำนวนคลื่นพาห์ (M) ของระบบที่เข้ารหัส.....	84
4.2.3 ผลการเปรียบเทียบของจำนวนคลื่นพาห์ (M) ของระบบ ที่ไม่ได้เข้ารหัสกับระบบที่เข้ารหัส.....	87
4.3 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ (K).....	88
4.3.1 ผลของจำนวนของผู้ใช้งาน (K) ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส.....	88
4.3.2 ผลของจำนวนของผู้ใช้งาน (K) ของระบบที่เข้ารหัส.....	91
4.3.3 ผลการเปรียบเทียบของจำนวนผู้ใช้งาน (K) ของระบบ ที่ไม่ได้เข้ารหัสกับระบบที่เข้ารหัส.....	94
4.4 ผลของจำนวนผู้ใช้งานกับสมรรถนะของระบบ.....	95
4.4.1 ผลของจำนวนผู้ใช้งานกับสมรรถนะของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส.....	95
4.4.2 ผลของจำนวนผู้ใช้งานกับสมรรถนะของระบบที่เข้ารหัส.....	98

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่โดยระบบออนไลน์ตามการคัด

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	101
เอกสารอ้างอิง.....	104
ภาคผนวก.....	106
ก. แบบจำลองแบบต่างๆของช่องสัญญาณ.....	107
ข. ทฤษฎีความน่าจะเป็นและกระบวนการพินสุ่ม.....	110
ค. โปรแกรม.....	123
ง. การเผยแพร่งานวิจัย.....	138
ประวัติผู้เขียน.....	140

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 หลักการการเข้าถึงหลายทางของระบบที่มีการแผ่สเปกตรัม.....	8
2.2 การลดผลของการแทรกสอดของระบบ CDMA.....	9
2.3 เครื่องส่งแบบ DS-CDMA.....	10
2.4 เครื่องส่งแบบ DS-CDMA ที่ดัดแปลงแล้ว.....	10
2.5 ลักษณะของสัญญาณในระบบ DS-CDMA.....	11
2.6 เครื่องรับแบบ DS-CDMA.....	11
2.7 เปรียบเทียบลักษณะของ เวลา/ความถี่ ของระบบ DS และ FH.....	13
2.8 รูปเครื่องส่ง-รับ ของระบบ FH-CDMA.....	14
2.9 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง-รับของระบบ TH-CDMA.....	16
2.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และเวลาที่ใช้ในระบบ TH-CDMA.....	17
2.11 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งแบบไฮบริด DS-FH.....	19
2.12 แสดงผลของการเปลี่ยนแปลงทางเวลาของช่องสัญญาณหลายวิถี ที่เกิดจากสัญญาณพัลส์ช่วงแคบๆ.....	20
2.13 แสดง MIP.....	23
2.14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$ .....	24
2.15 (ก) เครื่องส่ง (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก (ค) เครื่องรับของระบบ DS-CDMA.....	27
2.16 (ก) เครื่องส่ง (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก (ค) เครื่องรับ ของระบบ MC-CDMA.....	29
2.17 (ก) เครื่องส่ง (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก (ค) เครื่องรับ ของระบบ MC DS-CDMA.....	31
2.18 (ก) เครื่องส่ง (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก (ค) เครื่องรับของระบบ MT-CDMA.....	32
2.19 แผนภาพบล็อกระบบสื่อสารแบบดิจิทัล.....	34
2.20 การตรวจสอบและแก้ไขความผิดพลาด.....	38
2.21 การเข้ารหัสการประสานด้วยความยาวคอนสเตรินท์ $M$ และอัตราการใช้รหัส $k/n$ .....	39

# สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.22 การเข้ารหัสการประสานด้วยอัตราการใช้รหัส 1/2 ความยาวคอนสเตรนต์ $M = 3$ .....	40
2.23 ขั้นตอนการเข้ารหัสการประสานอัตราการใช้รหัส 1/2 ความยาวคอนสเตรนต์ $M = 3$ .....	41
2.24 แผนภาพสแตจของการเข้ารหัสการประสาน ด้วยอัตราการใช้รหัส 1/2 และ $M = 3$ .....	42
2.25 แผนภาพต้นไม้ของการเข้ารหัสการประสาน ด้วยอัตราการใช้รหัส 1/2 และ $M = 3$ .....	43
2.26 แผนภาพ Trellis ของการเข้ารหัสการประสาน อัตราการใช้รหัส 1/2 และ $M = 3$ .....	44
2.27 การถอดรหัสโดยใช้แผนภาพ Trellis ของการเข้ารหัสการประสาน ด้วยอัตราการใช้รหัส 1/2 และ $M = 3$ .....	45
2.28 เมตริกซ์เส้นทางสองเส้นทางที่มาพบกัน.....	46
2.29 การเลือกเส้นทางที่เหลืออยู่.....	48
3.1 แบบจำลองของระบบที่ทำการศึกษา.....	51
3.2 แบบจำลองเครื่องส่ง MC DS-CDMA ที่ศึกษา.....	52
3.3 แบนด์วิดท์ของระบบคลื่นพาห์เดี่ยว และ ระบบหลายคลื่นพาห์ ที่ใช้ในการวิเคราะห์.....	53
3.4 แบบจำลองเครื่องรับ MC DS-CDMA ที่ศึกษา.....	56
3.5 แสดงการเข้ารหัสการประสาน อัตราการใช้รหัส 1/2 ความยาวคอนสเตรนต์เท่ากับ 3.....	65
3.6 ฟังก์ชันเงื่อนไขความหนาแน่นความน่าจะเป็นของสัญญาณ 2 สัญญาณ.....	68
3.7 แผนภาพ Trellis ของการเข้ารหัสการประสาน ด้วยอัตราการใช้รหัส 1/2 .....	71
4.1 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่น สัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมี $M=2, K=20,$ $(N_t)=127$ และตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆคือ 0.75, 1, 2, และ 3 .....	74

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่

หน้า

- 4.2 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา  
ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่น  
สัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมี  $M=4$ ,  $K=20$ ,  
 $(N_s)=127$  และตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง Nakagami ( $m$ ) ที่ค่าต่างๆคือ 0.75, 1, 2, และ 3.....75
- 4.3 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา  
ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่น  
สัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมี  $M=6$ ,  $K=20$ ,  
 $(N_s)=127$  และตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง Nakagami ( $m$ ) ที่ค่าต่างๆคือ 0.75, 1, 2, และ 3 .....76
- 4.4 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา  
ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่น  
สัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมี  $M=2$ ,  $K=20$ ,  $(N_s)=127$ ,  
 $(R)=1/2$  และตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง Nakagami ( $m$ ) ที่ค่าต่างๆคือ 0.75, 1, 2, และ 3.....77
- 4.5 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา  
ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่น  
สัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมี  $M=4$ ,  $K=20$ ,  $(N_s)=127$ ,  
 $(R)=1/2$  และตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง Nakagami ( $m$ ) ที่ค่าต่างๆคือ 0.75, 1, 2, และ 3.....78
- 4.6 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา  
ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่น  
สัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมี  $M=6$ ,  $K=20$ ,  $(N_s)=127$ ,  
 $(R)=1/2$  และตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง Nakagami ( $m$ ) ที่ค่าต่างๆคือ 0.75, 1, 2, และ 3.....79
- 4.7 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา  
ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่น  
สัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสเปรียบเทียบกับระบบที่มีการเข้ารหัส  
 $(R)=1/2$  โดยมี  $M=4$ ,  $K=20$ ,  $(N_s)=127$  และตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง Nakagami ( $m$ )  
ที่ค่าต่างๆคือ 0.75, 1, และ 2.....80

# สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.8 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่น สัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมี $m=0.75$ , $K=20$ , $(N_1)=127$ และจำนวนคลื่นพาห์(M)ที่ค่าต่างๆคือ 2, 3, 4, และ 6.....	81
4.9 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่น สัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมี $m=1$ , $K=20$ , $(N_1)=127$ และจำนวนคลื่นพาห์(M)ที่ค่าต่างๆคือ 2, 3, 4, และ 6.....	82
4.10 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่น สัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมี $m=2$ , $K=20$ , $(N_1)=127$ และจำนวนคลื่นพาห์(M)ที่ค่าต่างๆคือ 2, 3, 4, และ 6.....	83
4.11 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่น สัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมี $m=0.75$ , $K=20$ , $(N_1)=127$ , $(R)=1/2$ และจำนวนคลื่นพาห์(M)ที่ค่าต่างๆคือ 2, 3, 4, และ 6.....	84
4.12 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่น สัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมี $m=1$ , $K=20$ , $(N_1)=127$ , $(R)=1/2$ และจำนวนคลื่นพาห์(M)ที่ค่าต่างๆคือ 2, 3, 4, และ 6.....	85
4.13 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่น สัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมี $m=2$ , $K=20$ , $(N_1)=127$ , $(R)=1/2$ และจำนวนคลื่นพาห์(M)ที่ค่าต่างๆคือ 2, 3, 4, และ 6.....	86

# สารบัญญรูป(ต่อ)

รูปที่

หน้า

4.14 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่น สัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสเปรียบเทียบกับระบบที่มีการเข้ารหัส ( $R$ )= $1/2$ โดยมี $m=1$ , $K=20$ , ( $N_s$ )= $127$ และจำนวนคลื่นพาห์( $M$ ) ที่ค่าต่างๆคือ 2, 4, และ 6.....	87
4.15 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่น สัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมี $M=2$ , $m=1$ , ( $N_s$ )= $127$ และจำนวนผู้ใช้งาน( $K$ )ที่ค่าต่างๆคือ 10, 15, 20, และ 25.....	88
4.16 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่น สัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมี $M=4$ , $m=1$ , ( $N_s$ )= $127$ และจำนวนผู้ใช้งาน( $K$ )ที่ค่าต่างๆคือ 10, 15, 20, และ 25.....	89
4.17 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่น สัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมี $M=6$ , $m=1$ , ( $N_s$ )= $127$ และจำนวนผู้ใช้งาน( $K$ )ที่ค่าต่างๆคือ 10, 15, 20, และ 25.....	90
4.18 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่น สัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมี $M=2$ , $m=1$ , ( $N_s$ )= $127$ , ( $R$ )= $1/2$ และจำนวนผู้ใช้งาน( $K$ )ที่ค่าต่างๆคือ 10, 15, 20, และ 25.....	91
4.19 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่น สัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมี $M=4$ , $m=1$ , ( $N_s$ )= $127$ , ( $R$ )= $1/2$ และจำนวนผู้ใช้งาน( $K$ )ที่ค่าต่างๆคือ 10, 15, 20, และ 25.....	92

# สารบัญญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.20 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่น สัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมี $M=6$ , $m=1$ , $(N_s)=127$ , $(R)=1/2$ และจำนวนผู้ใช้งาน(K)ที่ค่าต่างๆคือ 10, 15, 20, และ 25.....	93
4.21 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่น สัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสเปรียบเทียบกับระบบที่มีการเข้ารหัส $(R)=1/2$ โดยมี $M=4$ , $m=1$ , $(N_s)=127$ และจำนวนผู้ใช้งาน(K) ที่ค่าต่างๆคือ 10, 15, และ 20.....	94
4.22 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน(User)ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมี $m=0.75$ , $SNR=20$ , $(N_s)=127$ และจำนวนคลื่นพาห้(M) ที่ค่าต่างๆคือ 2, 3, 4, และ 6.....	95
4.23 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน(User)ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมี $m=1$ , $SNR=20$ , $(N_s)=127$ และจำนวนคลื่นพาห้(M) ที่ค่าต่างๆคือ 2, 3, 4, และ 6.....	96
4.24 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน(User)ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมี $m=2$ , $SNR=20$ , $(N_s)=127$ และจำนวนคลื่นพาห้(M) ที่ค่าต่างๆคือ 2, 3, 4, และ 6.....	97
4.25 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน(User)ของระบบที่เข้ารหัส โดยมี $m=0.75$ , $SNR=20$ , $(N_s)=127$ , $R=1/2$ และจำนวนคลื่นพาห้(M) ที่ค่าต่างๆคือ 2, 3, 4, และ 6.....	98

# สารบัญญรูป(ต่อ)

รูปที่

หน้า

4.26 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน(User)ของระบบที่เข้ารหัส โดยมี $m=1$ , $SNR=20$ , $(N_s)=127$ , $R=1/2$ และจำนวนคลื่นพาห้(M) ที่ค่าต่างๆคือ 2, 3, 4, และ 6.....	99
4.27 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตรา ความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน(User)ของระบบที่เข้ารหัส โดยมี $m=2$ , $SNR=20$ , $(N_s)=127$ , $R=1/2$ และจำนวนคลื่นพาห้(M) ที่ค่าต่างๆคือ 2, 3, 4, และ 6.....	100



# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread-Spectrum : SS) ในระยะเริ่มแรก ได้ถูกนำมาศึกษาเพื่อใช้ในระบบที่ต้องการป้องกันการรบกวนจากภายนอกสูง ซึ่งผลจากการวิเคราะห์ดังกล่าว ทำให้ทราบถึงคุณสมบัติของการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ กล่าวคือ การมอดูเลตนี้ลดผลของการแทรกสอด และสัญญาณรบกวนอันเนื่องจากการสื่อสารในช่องสัญญาณหลายวิถี ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่เหมาะสมในระบบการเข้าถึงหลายทาง (Multiple access) ทำให้มีการพัฒนาเทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access : CDMA) ขึ้น โดยจุดเด่นของระบบ CDMA คือ การที่ไม่จำเป็นต้องทราบถึงเวลาและความถี่ในการเข้าถึงข้อมูลที่ต้องการและเที่ยงตรงในการใช้งานเหมือนกับระบบ TDMA (Time Division Multiple Access) และระบบ FDMA (Frequency Division Multiple Access) ตามลำดับ ด้วยข้อจำกัดต่างๆ ของการสื่อสารและความต้องการใช้งานที่เพิ่มขึ้น ทำให้ระบบ CDMA มีการพัฒนาขึ้นอย่างต่อเนื่องโดยรูปแบบของ CDMA ที่นิยมใช้ในเชิงพาณิชย์มากที่สุดคือการจัดลำดับโดยตรง (Direct Sequence : DS) อย่างไรก็ตาม การสื่อสารข้อมูลแบบไร้สายยังคงได้รับผลกระทบในเรื่องของการเฟด(Fad)หรือการจางของสัญญาณ ซึ่งมีสาเหตุมาจากการเดินทางหลายเส้นทางของสัญญาณมายังด้านรับ โดยสาเหตุดังกล่าวมาจากการที่สัญญาณมีการหักเห การสะท้อน และการกระจาย ทำให้สัญญาณทางด้านรับเกิดจากผลรวมของสัญญาณที่เดินทางมาจากเส้นทางต่างๆ ซึ่งปัญหาดังกล่าวมีบทความที่ทำการศึกษาไว้โดย Turin[1] ได้นำเสนอจำนวนผู้ใช้งานที่มากที่สุดในการสื่อสารแบบอะซิงโครนัส (Asynchronous) ของระบบ DS-SS ด้วยการมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสผลต่าง (Differential Phase Shift Keying : DPSK) ผลที่ได้พบว่า ในกรณีการเฟดของสัญญาณในเมืองและชนบทที่ไม่มีการควบคุมกำลังส่งของสัญญาณทางด้านส่ง ทำให้เกิดการเฟดหลายวิถี เครื่องรับจะรับสัญญาณได้ด้วยกำลังงานที่ไม่เท่ากันและเป็นผลทำให้จำนวนผู้ใช้งานมีค่าลดลง จากผลการศึกษาที่ได้จึงทำให้มีการวิจัยเพื่อที่จะเพิ่มสมรรถนะของระบบการเข้ารหัสของสัญญาณเป็นทางเลือกหนึ่งที่สามารถแก้ปัญหาความผิดพลาดที่เกิดจากการเฟดของสัญญาณ อันเนื่องมาจากช่องสัญญาณได้ Modestino และ Mui [2] ได้วิเคราะห์สมรรถนะของการเข้ารหัสการประสาน (Convolutional) โดยใช้การมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสฐานสองแบบร่วมนัย (Binary Phase Shift Keying : BPSK) และใช้แบบจำลองช่องสัญญาณ Rician โดยใช้วิธีการถอดรหัสแบบ Viterbi ผลที่ได้อยู่ในรูปแบบอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน และความน่าจะเป็นของบิตที่ผิดพลาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Nakagami [3] ได้อธิบายแบบจำลองช่องสัญญาณแบบ Nakagami หรือการแจกแจงแบบ  $m$  ซึ่งเป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในเมือง ชนบท และเมืองใหญ่ โดยมีตัวแปรเสริมการจางหรือเฟดดิ้ง(Fading) เป็นผลของการแจกแจงแอมพลิจูด (Amplitude) จากลักษณะดังกล่าวทำให้ช่องสัญญาณแบบ Nakagami สามารถอธิบายผลของช่องสัญญาณแบบอื่นๆ ได้ โดยการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรเสริมของการเฟดดิ้ง Eng และ Milstein [4] ได้เสนอการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ DS-CDMA โดยใช้การตีמודูเลตแบบร่วมนัย ในช่องสัญญาณเฟดดิ้งหลายวิธีแบบ Nakagami ที่ใช้ค่าตัวแปรเสริมในทุกวิธีเป็นค่าเดียวกันซึ่งผลจากการวิเคราะห์แสดงให้เห็นว่า ค่าเฉลี่ยความน่าจะเป็นของความผิดพลาดที่เครื่องรับขึ้นอยู่กับจำนวนผู้ใช้งานในระบบ ค่าอัตราการสูญเสียพลังงานเฉลี่ย (Average power decay) ค่า SNR และค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง Kondo และ Milstein [5] ได้เสนอผลของการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ CDMA ที่ใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ ( Multi Carrier : MC ) จากผลการวิเคราะห์พบว่าเทคนิคดังกล่าวให้ผลเช่นเดียวกับเครื่องรับแบบเรค (RAKE receiver) และสามารถลดผลของการแทรกสอดแบบแถบแคบเช่นเดียวกับเมื่อใช้ notch filter (Notch filter) ซึ่ง Sourour และ Nakagawa [9] ได้เสนอผลของการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ CDMA ที่ใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ในช่องสัญญาณที่ไม่มีการเฟดและมีการเฟดดิ้งแบบ Rayleigh โดยใช้แบบจำลองของระบบ 2 แบบคือ แบบที่มีการแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นแบบขนานก่อนที่จะทำการมอดูเลตกับคลื่นพาห์และแบบที่ไม่ต้องทำการแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นแบบขนานก่อน ซึ่งจากผลการวิเคราะห์พบว่าระบบหลังให้สมรรถนะที่ดีกว่า

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์และประเมินค่าสมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ(Bit error rate) เนื่องจากค่าอัตราความผิดพลาดบิตเป็นพารามิเตอร์ในการวัดความสามารถในการทำงานของระบบสื่อสารดิจิทัล โดยระบบที่มีค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่น้อยกว่า แสดงถึงสมรรถนะหรือความสามารถในการทำงานของระบบที่ดีกว่า

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. ศึกษาการทำงานของระบบ คือ เครื่องส่ง ช่องสัญญาณ เครื่องรับ ของระบบ DS-CDMA ซึ่งใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ โดยมีการเข้ารหัสการประสานกับลำดับข้อมูลแบบเลขฐานสอง ส่งผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบ Nakagami โดยอธิบายหลักการและเหตุผลของแบบจำลองระบบ

2. ศึกษาผลของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบ Nakagami ซึ่งเป็นแบบจำลองที่มีความเหมาะสม และสามารถเปรียบเทียบกับแบบจำลองอื่นๆ ได้

3. ศึกษาผลของสมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ DS-CDMA ที่ใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ โดยมีการเข้ารหัสการประสานกับลำดับข้อมูลแบบเลขฐานสองในช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบ Nakagami เปรียบเทียบกับระบบที่ไม่มีการเข้ารหัส

4. ศึกษาผลของตัวแปรต่างๆที่มีต่อสมรรถนะของระบบ เช่น ค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง, จำนวนคลื่นพาห์ และจำนวนผู้ใช้งาน ว่ามีผลต่อสมรรถนะของระบบอย่างไร

### 1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

สมรรถนะของระบบที่ทำการศึกษาคงจะเปลี่ยนแปลงตามตัวแปรต่อไปนี้คือ จำนวนผู้ใช้งานในระบบ ซึ่งถ้าหากจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพิ่มขึ้นสมรรถนะของระบบควรจะลดลงอันเนื่องจากการมีสัญญาณแทรกสอดที่เกิดจากผู้ใช้งานอื่นเพิ่มขึ้นเมื่อพิจารณาผู้ใช้งานคนใดคนหนึ่งในระบบเป็นผู้ใช้งานอ้างอิง หากเพิ่มจำนวนคลื่นพาห์ที่ใช้ในระบบ สมรรถนะของระบบควรจะดีขึ้นเพราะมีลักษณะการทำไดเวอร์ซิตี (Diversity) ทางความถี่ ซึ่งหากมากขึ้นโอกาสที่จะเกิดการเฟดของสัญญาณอย่างรุนแรงในทุกคลื่นพาห์จะลดลง ค่าตัวแปรเสริมของการเฟดดิ้งหากมีค่าเพิ่มขึ้นสมรรถนะของระบบควรจะดีขึ้นเนื่องจากเมื่อค่าตัวแปรเสริมดังกล่าวมีค่าต่ำสุด จะเกิดการเฟดของสัญญาณอย่างรุนแรงที่สุด และเมื่อค่าดังกล่าวมีค่าเข้าใกล้อนันต์จะตรงกับกรณีที่ไม่เกิดการเฟดของสัญญาณขึ้นและระบบที่มีการเข้ารหัสช่องสัญญาณควรมีสสมรรถนะดีกว่าระบบที่ไม่เข้ารหัสเนื่องจากการเข้ารหัสช่องสัญญาณ สามารถช่วยแก้ปัญหาความผิดพลาดที่เกิดจากการเฟดของสัญญาณ อันเนื่องมาจากช่องสัญญาณได้

### 1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการหาสมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ DS-CDMA ที่ใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ โดยมีการเข้ารหัสการประสานกับข้อมูลแบบเลขฐานสอง และจากเหตุผลทางด้านข้อจำกัดด้านแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณจึงกำหนดให้ใช้เทคนิคการมอดูเลตทางเลขเชิงเฟสในระบบการสื่อสารช่องสัญญาณที่เกิดการเฟดดิ้งจะมีผลทำให้สมรรถนะของระบบลดลง เมื่อกล่าวถึงระบบ DS-CDMA จะทำการกำหนดให้ช่องสัญญาณเฟดดิ้งดังกล่าวเป็นแบบเลือกเฉพาะความถี่ ทั้งนี้เนื่องจากแบนด์วิดท์รวมของช่องสัญญาณจะมีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณที่ใช้การมอดูเลตแบบแบ่งรหัสลำดับโดยตรง เครื่องรับแบบเรดซีมีหลักการเดียวกับเครื่องรับการรวมอัตราส่วนสูงสุด (Maximal Ratio Combining) จึงถูกนำมาใช้เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว ตัวแปรตัวหนึ่งที่มีผลต่อสมรรถนะของเครื่องรับแบบเรดซีคือ การประมาณค่าถ่วงน้ำหนักของช่องสัญญาณ หากมีการประมาณค่าอย่างถูกต้องสมรรถนะของเครื่องรับก็จะดี แต่หากค่าดังกล่าวไม่ถูกต้องสมรรถนะของเครื่องรับจะลดลงอย่างมาก ดังนั้นเครื่องรับดังกล่าวจึง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีความซับซ้อนสูง ในวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอเทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาหีนำมาใช้ในระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสลำดับโดยตรง ซึ่งแบนด์วิดท์ของคลื่นพาหีย่อยแต่ละอันจะมีขนาดเล็กลงทำให้สามารถประมาณได้ว่าแบนด์วิดท์รวมนัยของช่องสัญญาณจะมีค่ามากกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ใช้การมอดูเลตแบบแบ่งรหัสโดยตรง ช่องสัญญาณดังกล่าวจึงเป็นแบบไม่เลือกเฉพาะความถี่ ทางด้านเครื่องรับ ก็สามารถใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ ที่ไม่ต้องมีการประมาณค่าตัวนำหนักของช่องสัญญาณทำให้มีความซับซ้อนน้อยลง อีกทั้งเนื่องจากแบนด์วิดท์แต่ละคลื่นพาหีย่อยมีขนาดลดลงทำให้คาบเวลาของรหัสการแผ่มีขนาดกว้างขึ้น การชิงโครไนซ์กับรหัสการแผ่ที่เครื่องรับจึงทำได้ง่ายขึ้นเช่นกัน ในวิทยานิพนธ์นี้ยังใช้แบบจำลองช่องสัญญาณของ Nakagami เนื่องจากเป็นแบบจำลองที่มีความเหมาะสมคือเป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลองสามารถอธิบายสภาพแวดล้อมภายในเมืองใหญ่ เมือง ชนบทและเหมาะกับการสื่อสารแบบไร้สาย นอกจากนี้ยังสามารถอธิบายแบบจำลองอื่นๆได้ เช่น กรณีถ้าตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง มีค่าเท่ากับ 1 สามารถอธิบายการแจกแจงแบบ Rayleigh และ ถ้าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเข้าใกล้อนันต์ก็คือสภาวะที่ไม่มีการผิดเพี้ยนของสัญญาณ โดยทำการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่ไม่เข้ารหัสเข้ารหัสและเข้ารหัส รวมถึงจำนวนคลื่นพาห้ จำนวนผู้ใช้งานในระบบ และผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง เพื่อนำไปสรุปผลของตัวแปรต่างๆดังกล่าวต่อสมรรถนะของระบบว่าเป็นไปในลักษณะใด

## 1.5 ขอบเขตการวิจัย

1. ศึกษาแบบ MC DS-CDMA พร้อมทั้งอธิบายส่วนประกอบต่างๆ ของระบบ
2. ใช้แบบจำลองของช่องสัญญาณที่มีความเหมาะสม ซึ่งจะสามารถอธิบายแบบจำลองแบบอื่นๆได้ และสอดคล้องกับปรากฏการณ์ทางธรรมชาติ
3. เปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่ไม่ได้มีการเข้ารหัสกับระบบที่มีการแก้ไขด้วยการเข้ารหัสว่าทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้นมากน้อยเพียงใด โดยมีเงื่อนไขค่า SNR มีค่าคงที่
4. สรุปผลของการศึกษาสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบ MC DS-CDMA ที่ไม่ได้ทำการเข้ารหัสการประสานและที่เข้ารหัสการประสานในช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบ Nakagami พร้อมทั้งอธิบายผลกระทบของตัวแปรต่างๆที่มีกับสมรรถนะของระบบ

## 1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เริ่มทำการศึกษาระบบ MC DS-CDMA จากด้านส่งซึ่งยังไม่มีมีการเข้ารหัสการประสานกับข้อมูลแบบเลขฐานสอง ส่งผ่านช่องสัญญาณซึ่งใช้แบบจำลองช่องสัญญาณแบบ Nakagami ไปยังด้านรับและทำการหาสมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบรวมทั้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ศึกษาผลกระทบของตัวแปรต่างๆที่มีต่อระบบ จากการพิจารณาความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ จากนั้นจึงทำการศึกษาระบบ MC DS-CDMA ที่ทางด้านส่งจะทำการเข้ารหัสการประสานกับข้อมูลแบบเลขฐานสอง ส่งผ่านช่องสัญญาณแบบ Nakagami ไปยังด้านรับเช่นกัน โดยสัญญาณทางด้านรับจะถูกนำมาทำการถอดรหัส ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้วิธีการถอดรหัสแบบ Viterbi หลังจากทำการถอดรหัสแล้วจึงทำการหาสมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบเพื่อเปรียบเทียบกับระบบที่ไม่ได้ทำการเข้ารหัสโดยพิจารณาจากความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตของระบบเช่นกัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

# การสื่อสารระบบดิจิทัล

### 2.1 ระบบการเข้าถึงช่องสัญญาณ (Multiple access system)

ระบบสื่อสารสามารถแบ่งได้เป็นระบบสื่อสารอนาล็อก (Analog) และระบบสื่อสารดิจิทัล (Digital) เมื่อระบบสื่อสารอนาล็อกเริ่มเกิดปัญหาเกี่ยวกับความจุของสัญญาณไม่เพียงพอ ทำให้การติดต่อผ่านเครือข่ายระบบสื่อสารอนาล็อกเกิดปัญหาและหยุดชะงัก ดังนั้นจึงเริ่มมีการพัฒนาระบบสื่อสารดิจิทัลขึ้นมาเพื่อเพิ่มความจุของช่องสัญญาณให้มากขึ้น โดยจะสามารถแบ่งวิธีการเข้าถึงระบบเครือข่ายช่องสัญญาณได้ดังนี้

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

#### 2.1.1 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ (FDMA)

ระบบ FDMA เป็นระบบเข้าถึงข้อมูลที่ใช้ในระบบอนาล็อกแบบแบ่งความถี่และใช้กันอย่างกว้างขวางในระบบสื่อสารดาวเทียมทั่วโลกหลายระบบ เป็นเทคนิคการเข้าถึงข้อมูลของระบบอนาล็อก โดยจะกำหนดให้ผู้ให้บริการรายหนึ่งครอบครองช่องสัญญาณไปตลอดเวลาจนกว่าจะสิ้นสุดการใช้งาน ซึ่งแต่ละช่องสัญญาณจะผลัดเปลี่ยนการใช้งานที่ความถี่ที่ต่างกัน

#### 2.1.2 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา (TDMA)

ระบบ TDMA เป็นระบบที่พัฒนาขึ้นมา เพื่อแก้ปัญหาที่เกิดจากการใช้งานในระบบ FDMA ในระบบนี้สัญญาณดิจิทัลที่เกิดจากการมัลติเพล็กซ์โดยการแบ่งทางเวลาจะมอดูเลตตัวคลื่นพาห์คลื่นเดียวในการส่งและรับ เทคนิควิธีนี้ สัญญาณหนึ่งช่องสื่อสารจะมีการแบ่งช่วงเวลาในการใช้งานสลับกันไป การใช้งานของผู้ให้บริการแต่ละรายจะเป็นไปตามช่วงเวลาที่ถูกกำหนดไว้ เรียกว่าช่องเวลา (Time slot) โดยผู้ใช้งานแต่ละรายจะสามารถรับหรือส่งข้อความได้เฉพาะช่วงเวลาของตนได้รับสิทธิเท่านั้นช่วงเวลาอื่นๆ จะถูกใช้งานโดยผู้ให้บริการรายอื่นแต่เนื่องจากช่วงเวลาแต่ละช่องกินเวลาระยะสั้นมากจนประสาทของมนุษย์ไม่สามารถแยกแยะได้ว่ามีการแบ่งเวลาออกเป็นช่วงให้ใช้งาน

### 2.1.3 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA)

ระบบ CDMA เป็นระบบที่มีคุณสมบัติของการเข้าถึงหลายทางโดยการเข้ารหัส (Coding) โดยแต่ละผู้ใช้งานจะมีรหัสเฉพาะที่แตกต่างกันในแต่ละผู้ใช้งาน เพื่อใช้ในการเข้ารหัสข้อมูลที่ต้องการส่ง โดยที่เครื่องรับจะรู้รหัสของผู้ใช้งานและจะทำการถอดรหัสนหลังจากได้รับสัญญาณได้ และนำไปแปลงเพื่อให้ได้สัญญาณเดิมกลับมา เมื่อแบนด์วิดท์ของสัญญาณรหัสมากกว่าแบนด์วิดท์ของข้อมูลที่ต้องการส่ง ซึ่งการเข้ารหัสจะเป็นการแผ่สเปกตรัมของสัญญาณและเรียกว่า การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum modulation : SS modulation)

## 2.2 การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (SS modulation)

ข้อกำหนดในการบ่งบอกว่าเป็น การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่มี 2 ข้อ คือ

1. แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกไป ต้องมากกว่าแบนด์วิดท์ของข้อมูลที่ยังไม่เข้ารหัสสเปกตรัมแผ่

2. แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกไปไม่ขึ้นอยู่กับข้อมูลที่ยังไม่เข้ารหัสสเปกตรัมแผ่ นั่นคือการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่จะแปลงสัญญาณข้อมูลข่าวสารไปเป็นสัญญาณส่งออกอากาศที่มีแบนด์วิดท์มากขึ้น ซึ่งทำได้โดยการเข้ารหัสสัญญาณข้อมูล โดยสัญญาณรหัสนี้จะไม่ขึ้นอยู่กับข้อมูลและมีความกว้างของสเปกตรัมมากกว่าสัญญาณข้อมูล และจะกระจายกำลังของสัญญาณตลอดช่วงแบนด์วิดท์ที่กว้าง ทำให้มีความหนาแน่นกำลังที่ต่ำ อัตราส่วนของแบนด์วิดท์ที่ทำการส่งกับแบนด์วิดท์ของข้อมูลเรียกว่า อัตราขยายประมวลผล (Processing Gain : Gp) ของระบบสเปกตรัมแผ่ซึ่งแสดงค่าได้โดย  $B_r / B_i$

เมื่อ  $B_r$  คือแบนด์วิดท์ที่ทำการส่งหลังการเข้ารหัส และ  $B_i$  คือแบนด์วิดท์ของข้อมูลก่อนการเข้ารหัสที่เครื่องรับจะเปรียบเทียบสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณรหัส เพื่อให้ได้ข้อมูลเดิมก่อนการเข้ารหัสออกมา นั่นคือเครื่องรับจะต้องรู้รหัสที่ใช้ในการมอดูเลตก่อน สัญญาณสเปกตรัมแผ่จะมีคุณสมบัติที่แตกต่างจากสัญญาณแถบแคบดังนี้

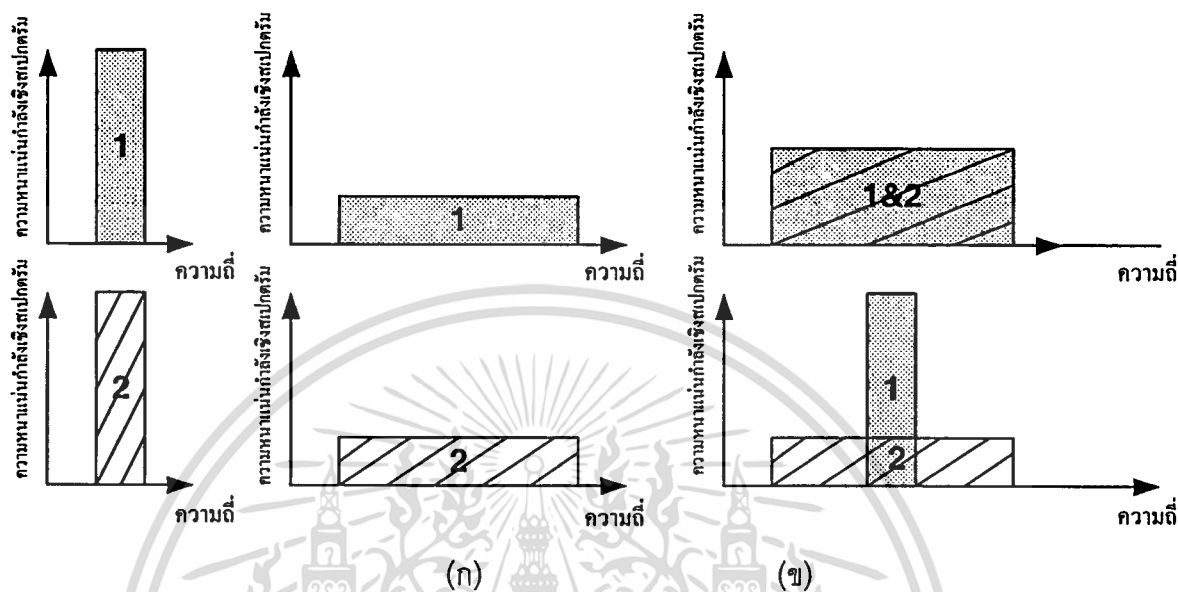
#### 1. ความสามารถในการเข้าถึงหลายทาง

ถ้ามีการส่งสัญญาณที่มีการแผ่สเปกตรัม เมื่อมีผู้ใช้งานหลายคนในเวลาเดียวกัน ทางเครื่องรับก็สามารถแยกผู้ใช้งานแต่ละรายได้ โดยใช้รหัสที่แตกต่างกันของแต่ละผู้ใช้งานซึ่งรหัสดังกล่าวต้องมีค่าสหสัมพันธ์ข้าม (Cross correlation) ที่ต่ำพอ การหาค่าสหสัมพันธ์ของสัญญาณที่รับได้ด้วยรหัสสเปกตรัมแผ่จะตีสเปกตรัมของสัญญาณของผู้ใช้งานนั้น แต่จะทำการแผ่สเปกตรัมของสัญญาณของผู้ใช้รายอื่นแทน นั่นคือกำลังของสัญญาณในแบนด์วิดท์ของข้อมูลจะมากกว่ากำลังของสัญญาณการแทรกสอดซึ่งทำให้สามารถแยกสัญญาณที่ต้องการได้ โดยความสามารถของการเข้าถึงหลายทาง แสดงในรูปที่ 2.1 โดยรูปที่ 2.1(ก) แสดงผู้ใช้งาน 2 ผู้ใช้งานสร้างสัญญาณที่มี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแผ่สเปกตรัม จากสัญญาณข้อมูลแถบแคบ ในรูปที่ 2.1(ข) ผู้ใช้งานทั้ง 2 ส่งสัญญาณที่มีการแผ่สเปกตรัมในเวลาเดียวกัน แต่สัญญาณจาก 1 เท่านั้นที่จะถูกดิสเพลสกลับมาที่เครื่องรับ



รูปที่ 2.1 หลักการการเข้าถึงหลายทางของระบบที่มีการแผ่สเปกตรัม

## 2. การป้องกันการแทรกสอดแบบหลายวิถี

ในช่องสัญญาณวิทยุสัญญาณระหว่างเครื่องส่ง-รับจะมีจำนวนเส้นทางมากกว่า 1 วิถี อันเนื่องมาจากการสะท้อนและการหักเห ซึ่งสัญญาณในวิถีต่างๆ คือสัญญาณที่ถูกส่งมาต่างกันในขนาดแอมพลิจูดและเฟสเมื่อรวมสัญญาณดังกล่าวที่เครื่องรับก็จะเกิดการเสริมกันบางความถี่และหักล้างกันบางความถี่ ซึ่งการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่สามารถแก้ปัญหาดังกล่าวได้ โดยขึ้นกับชนิดของวิธีการมอดูเลตที่ใช้

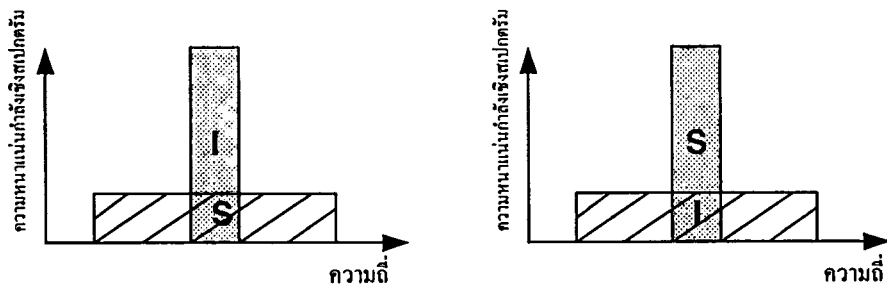
### 3. เป็นระบบส่วนบุคคล

นั่นคือเครื่องรับจะดิสเพลสได้ต้องรู้รหัสของสัญญาณที่ต้องการเท่านั้น

### 4. ลดผลจากการแทรกสอด

สหสัมพันธ์ข้ามของสัญญาณรหัสกับสัญญาณแถบแคบจะเป็นการกระจายกำลังงานของสัญญาณแถบแคบนั้นคือ ไปลดกำลังของสัญญาณแทรกสอดในแบนด์วิดท์ของข้อมูล ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.2 โดย สัญญาณที่มีการแผ่กระจายสเปกตรัม (S) กับ สัญญาณการแทรกสอดแถบแคบ (I) ที่เครื่องรับ สัญญาณที่มีการแผ่สเปกตรัมจะดิสเพลสในขณะที่สัญญาณแทรกสอดจะถูกแผ่สเปกตรัมกลายเป็นสัญญาณรบกวนพื้นหลัง (background noise) เมื่อเทียบกับสัญญาณที่ดิสเพลส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



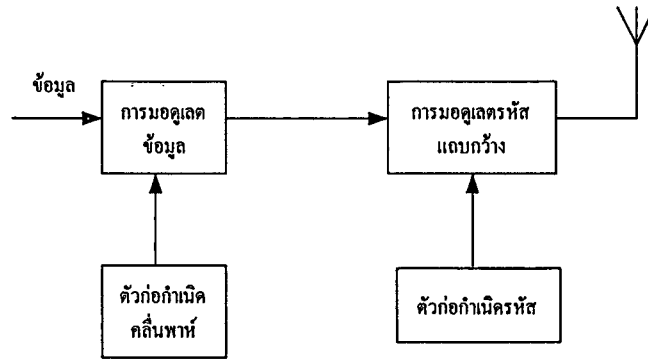
รูปที่ 2.2 การลดผลของการแทรกสอดของระบบ CDMA

ระบบ CDMA ใช้หลักการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ ทำให้ข้อมูลสื่อสารที่ใช้ในการสื่อสารถูกแผ่กระจายไปบนแบนความถี่ทำให้มีแบนด์วิดท์กว้างกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลที่ต้องการจะส่งมาก ซึ่งสามารถแบ่งได้ดังนี้

1. การจัดลำดับโดยตรง (Direct Sequence: DS) โดยสัญญาณข้อมูลจะถูกคูณโดยตรงกับรหัสข้อมูลที่มีความเร็วสูง
2. การกระโดดทางความถี่ (Frequency Hoping: FH) โดยความถี่คลื่นพาห်ของสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งไปจะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วอันเนื่องมาจากรหัสข้อมูล
3. การกระโดดทางเวลา (Time Hoping: TH) สัญญาณข้อมูลไม่ได้ส่งอย่างต่อเนื่องแต่จะส่งเป็นเบิรสต์สั้นๆ โดยเวลาที่ส่งจะเป็นไปตามรหัสข้อมูล
4. วิธีมอดูเลตแบบไฮบริด เป็นการรวมเอาเทคนิค 2 หรือมากกว่าของเทคนิคที่กล่าวมาข้าง ต้น ใช้ด้วยกันเพื่อแก้ไขข้อบกพร่องของแต่ละวิธี

### 2.2.1 การจัดลำดับโดยตรง (Direct Sequence : DS)

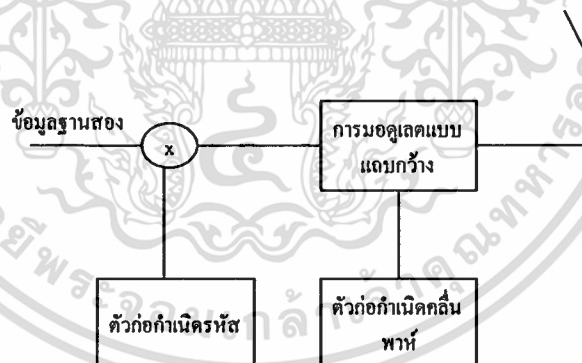
ในDS-CDMA สัญญาณข้อมูลจะถูกมอดูเลตโดยตรงกับสัญญาณรหัสดิจิทัล โดยสัญญาณข้อมูลอาจจะเป็นสัญญาณดิจิทัลหรืออนาล็อกก็ได้ สัญญาณข้อมูลจะถูกคูณกับสัญญาณรหัสและได้สัญญาณที่มอดูเลตเป็นคลื่นพาห်แบบแถบกว้างซึ่งเป็นเหตุผลที่เรียกวิธีนี้ว่า DS-CDMA



รูปที่ 2.3 เครื่องส่งแบบ DS-SS

ในรูปที่ 2.3. แสดงบล็อกไดอะแกรม ของเครื่องส่ง DS-SS โดยข้อมูลฐานสองจะมอดูเลตกับคลื่นพาห์ RF แล้วจึงนำไปมอดูเลตกับสัญญาณรหัสอีกครั้งซึ่งสัญญาณรหัสจะประกอบไปด้วยบิตรหัส หรือ ชิป (Chips) ที่เป็น +1 หรือ -1 เพื่อให้เกิดการแผ่สเปกตรัมสำหรับส่วนของการมอดูเลตรหัส มีการนำเทคนิคการมอดูเลตหลายอย่างมาใช้ เช่น BPSK, DBPSK, QPSK หรือ MPSK

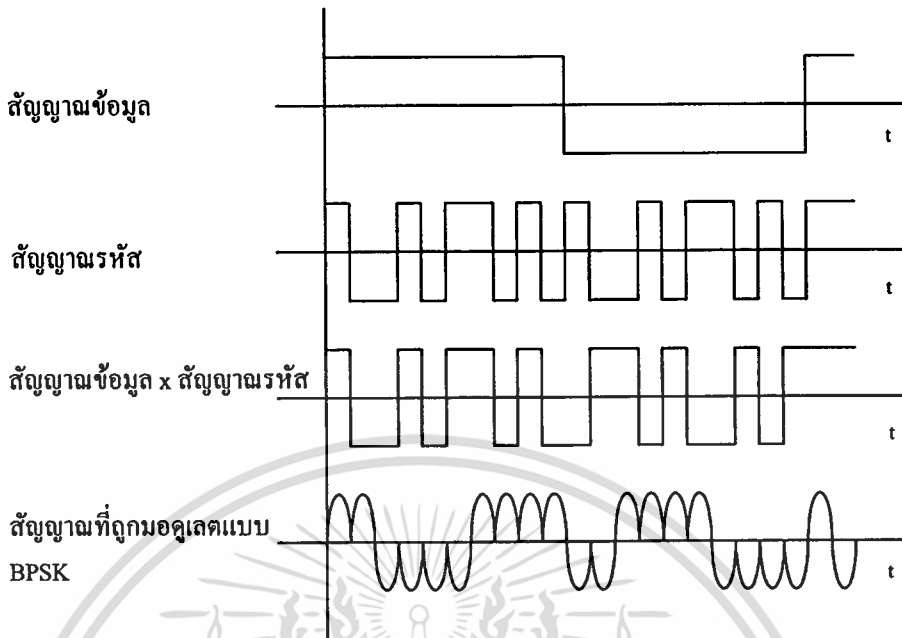
เมื่อไม่สนใจส่วนของการมอดูเลตข้อมูลและใช้เทคนิค BPSK สำหรับการมอดูเลตรหัส แสดงดังบล็อกไดอะแกรม ในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 เครื่องส่งแบบ DS-SS ที่ดัดแปลงแล้ว

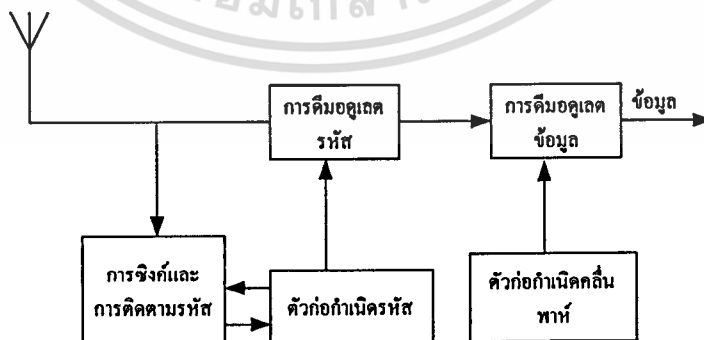
สัญญาณ DS-SS ที่ได้จากเครื่องส่งดังกล่าว แสดงในรูปที่ 2.5 โดยใช้รหัสข้อมูล 10 ชิป ต่อสัญญาณข้อมูล 1 บิต ซึ่งมีอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 10 ในทางปฏิบัติอัตราขยายการประมวลผลจะมากกว่านี้มาก (ระหว่าง  $10^2$  ถึง  $10^3$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 ลักษณะของสัญญาณในระบบ DS-SS

ที่เครื่องรับดังรูปที่ 2.6 โดยใช้ในการดีมอดูเลตแบบร่วมนัย (Coherent) เพื่อดีสเปกตรัมสัญญาณสเปกตรัมแม่โดยใช้ตัวกำเนิดลำดับรหัส ซึ่งกระบวนการดีสเปกตรัมทางเครื่องรับนอกจากนี้ต้องรู้รหัสแล้วรหัสที่ได้จากสัญญาณที่รับได้และที่สร้างใหม่ต้องซิงโครไนซ์กัน ซึ่งการซิงโครไนซ์นั้นจะต้องเริ่มตั้งแต่เริ่มรับสัญญาณได้และจะต้องซิงโครไนซ์ตลอดจนกว่าจะได้รับสัญญาณทั้งหมด ซึ่งส่วนของการซิงโครไนซ์และการติดตามของรหัส (synchronize/tracking code) จะทำหน้าที่ดังกล่าว หลังจากผ่านส่วน ดีสเปกตรัมและดีมอดูเลตแล้วจะได้สัญญาณเดิมกลับคืนมา



รูปที่ 2.6 เครื่องรับแบบ DS-SS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.2.1.1 คุณสมบัติของระบบ DS-CDMA

#### 1. การเข้าถึงหลายทาง

เมื่อมีผู้ใช้งานหลายคนใช้งานช่องสัญญาณพร้อมกันในเวลาเดียวกัน สัญญาณ DS จะเกิดการซ้อนทับกันในเวลาและความถี่ ที่เครื่องรับแบบร่วมนัยที่ถูกใช้ในการตีมอดูเลตส่วนของรหัสออกไป เมื่อพิจารณากำลังงานของผู้ใช้งานที่ต้องการในแบนด์วิดท์ของข้อมูล ถ้าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสของผู้ใช้งานที่ต้องการกับรหัสของสัญญาณแทรกสอดมีค่าน้อย การตีเทคแบบร่วมนัยจะทำให้เกิดกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดในแบนด์วิดท์ของข้อมูลในขนาดที่ต่ำ

#### 2. การแทรกสอดหลายวิถี

ถ้าลำดับรหัสมีคุณสมบัติอัตโนมัติสหสัมพันธ์ (Autocorrelation) เป็นแบบอุดมคติ ซึ่งจะมีค่าเป็น 0 เมื่ออยู่นอก  $[-T_c, T_c]$  โดย  $T_c$  คือค่าความกว้างของชิปนั่นคือถ้าสัญญาณที่ต้องการมีค่าประวิงเวลามากกว่า  $2T_c$  การตีมอดูเลตแบบร่วมนัยจะทำให้สัญญาณดังกล่าวเป็นสัญญาณการแทรกสอด ซึ่งทำให้กำลังงานในแบนด์วิดท์ของข้อมูลมีขนาดที่ต่ำ

#### 3. การแทรกสอดแบบแถบแคบ

การตีเทคแบบร่วมนัยที่เครื่องรับรวมถึงการคูณสัญญาณที่รับได้กับลำดับของรหัสที่สร้างขึ้นใหม่โดยแหล่งกำเนิดรหัส อย่างไรก็ตามที่เครื่องส่งการคูณสัญญาณแถบแคบด้วยรหัสแถบกว้าง จะทำการแผ่สเปกตรัมสัญญาณแถบแคบ ดังนั้นกำลังงานในแบนด์วิดท์ของข้อมูลจะลดลงโดยตัวประกอบที่มีค่าเท่ากับอัตราขยายการประมวลผล

จากคุณสมบัติดังกล่าว สามารถสรุปถึง ข้อดี และข้อเสีย ของ DS-CDMA ได้ดังนี้

#### ข้อดี

- 1) สัญญาณรหัสสร้างได้ง่ายโดยการคูณธรรมดา
- 2) ใช้ความถี่คลื่นพาห้เพียงความถี่เดียว ทำให้การสังเคราะห์ความถี่ทำได้ง่ายสร้างได้ง่าย

ง่าย

- 3) สามารถใช้ในการตีมอดูเลตแบบร่วมนัยได้

#### ข้อเสีย

1) การรักษาสภาพการซิงโครไนซ์ (Synchronize) ของสัญญาณที่รับได้ และสัญญาณรหัสทำได้ยาก เนื่องจากต้องทำในขนาดความกว้างชิปซึ่งมีขนาดเล็ก

2) เนื่องจากการซิงโครไนซ์ของสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณรหัสที่สร้างใหม่ ทำได้ยาก ทำให้แบนด์วิดท์ทั้งหมดที่กระจายถูกจำกัดในช่วง 10 ถึง 20 MHz

3) กำลังงานที่รับได้จาก ผู้ใช้งานที่ใกล้สถานีฐาน (Base station) มีค่ามากกว่าที่รับได้จากที่ที่ไกลกว่าทำให้ผู้ใช้งานที่ใกล้สถานีฐานจะสร้างสัญญาณแทรกสอดให้กับผู้ใช้งานที่อยู่ไกลออกไปทำให้รับสัญญาณได้ยากขึ้นซึ่งผลของความใกล้-ไกล (near-far effect) แก้ได้โดยการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ควบคุมกำลังงาน เพื่อให้ทุกสัญญาณจากทุกผู้ใช้งานมีกำลังงานเฉลี่ยที่เท่ากันที่สถานีฐานแต่อย่างไรก็ดี การควบคุมดังกล่าวทำได้ยาก

## 2.2.2 วิธีการกระโดดของความถี่ (Frequency Hoping : FH)

ในวิธีการนี้ความถี่คลื่นพาห်ของสัญญาณข่าวสารที่ถูกมอดูเลตจะไม่คงที่แต่จะเปลี่ยนไปในลักษณะที่มีคาบในช่วงเวลา  $T$  ความถี่คลื่นพาห်จะคงที่แต่จะเปลี่ยนไปในแต่ละช่วงเวลา ซึ่งรูปแบบการกระโดดนี้จะเป็นไปตามสัญญาณรหัสซึ่งเซตของความถี่ที่เป็นไปได้จะเรียกว่าเซตของการกระโดด (Hop-Set) ซึ่งการครอบครองความถี่จะแตกต่างกับกรณีของวิธีการจัดลำดับโดยตรง โดยวิธีดังกล่าวจะใช้แบนด์วิดท์ทั้งหมดเพื่อใช้ในการส่งข้อมูล ในขณะที่วิธีการกระโดดความถี่จะใช้แบนด์วิดท์เพียงส่วนเล็กๆ เพื่อใช้ในการส่งแต่ความถี่จะเปลี่ยนไปในเวลาที่ต่างกัน

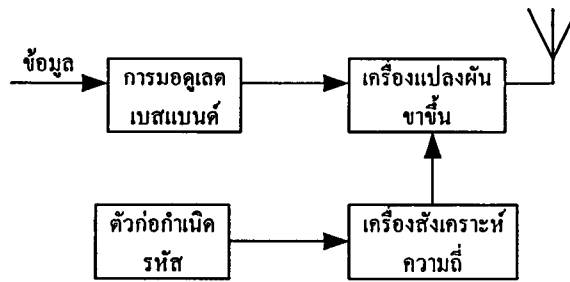
สมมุติว่าวิธีการกระโดดความถี่ส่งในความถี่ที่ 2 ในช่วงคาบเวลาแรกดังรูปที่ 2.7 ระบบ DS จะส่งในช่วงเวลาเดียวกัน ตลอดช่วงความถี่ ดังนั้น ค่ากำลังงานที่ส่งในช่วงความถี่ 1 จะน้อยกว่าในระบบ FH อย่างไรก็ตาม ระบบ DS ส่งความถี่ 1 ตลอดช่วงเวลา ในขณะที่ระบบ FH จะส่งในช่วงความถี่นี้ เฉพาะในช่วงเวลาเท่านั้น ในระบบทั้งสองจะมีค่ากำลังงานในช่วงความถี่เท่ากัน ความแตกต่างของการใช้ความถี่ในระบบ FH และ DS แสดงดังรูปที่ 2.7



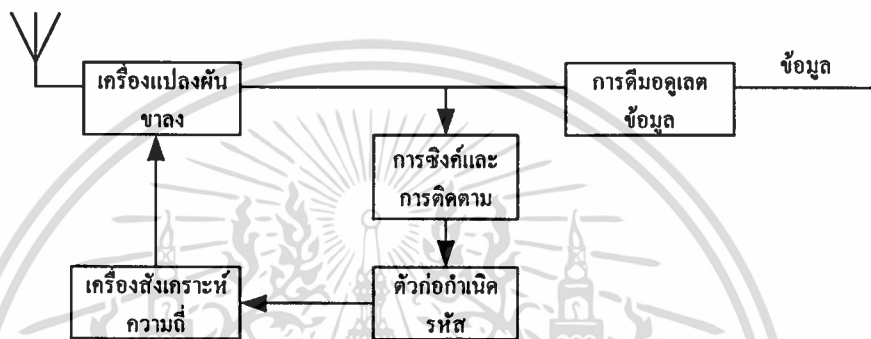
รูปที่ 2.7 เปรียบเทียบลักษณะของ เวลา/ความถี่ ของระบบ DS และ FH

สำหรับบล็อกไดอะแกรมของระบบ FH แสดงในรูปที่ 2.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) รูปเครื่องส่งแบบ FH-CDMA



(ข) รูปเครื่องรับแบบ FH-CDMA

รูปที่ 2.8 รูปเครื่องส่ง-รับ ของระบบ FH-CDMA

สัญญาณข้อมูลจะถูกมอดูเลตกับคลื่นพาห์ ซึ่งนิยมใช้วิธีการมอดูเลตแบบ FM กับสัญญาณอนาล็อก และ FSK ในการมอดูเลตแบบดิจิทัลและใช้การสังเคราะห์ความถี่ที่ความเร็วสูงที่ถูกควบคุมโดยสัญญาณรหัสและความถี่คลื่นพาห์จะถูกแปลงความถี่ขึ้นกลายเป็นความถี่ที่ใช้ในการส่ง

ที่เครื่องรับโดยใช้แหล่งกำเนิดลำดับรหัสสัญญาณที่รับได้ จะถูกแปลงความถี่เป็นสัญญาณเบสแบนด์ ที่ถูกมอดูเลตกับคลื่นพาห์ ซึ่งข้อมูลดังกล่าวจะได้กลับมากหลังจากการดีมอดูเลต ส่วนของ วงจรซิงโครไนซ์/ติดตาม (Synchronize/tracking) ทำให้แน่ใจว่าการกระโดดที่เกิดจากแหล่งกำเนิดคลื่นพาห์จะซิงโครไนซ์กับรูปแบบการกระโดดของคลื่นพาห์ที่รับได้เพื่อให้เกิดการดีสเพลสที่ถูกต้อง

ในระบบกระโดดความถี่ของ CDMA ยังสามารถแบ่งได้ 2 ชนิด คือ ถ้าจำนวนของการกระโดดมากกว่าอัตราข้อมูล กล่าวได้ว่าเป็นการกระโดดแบบเร็ว (Fast Frequency Hop CDMA: F-FH CDMA) ในกรณีนี้ความถี่คลื่นพาห์จะเปลี่ยนหลายครั้งตลอดการส่ง 1 บิต นั่นคือข้อมูล 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บิต จะถูกส่งในความถี่ที่ต่างกัน ถ้าจำนวนการกระโดดน้อยกว่าอัตราข้อมูลกล่าวได้ว่าเป็นการกระโดดแบบช้า (Slow Frequency Hop CDMA: S-FH CDMA) ในกรณีนี้ข้อมูลหลายบิตจะถูกส่งที่ความถี่เดียวกันแบนด์วิดท์ของสัญญาณ ในการกระโดดแต่ละครั้งจะขึ้นอยู่กับแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลและรูปร่างของ สัญญาณการกระโดด (Hopping signal) และ ความถี่การกระโดด (Hopping Frequency) ถ้ากรณีของการกระโดดแบบช้า แบนด์วิดท์ของสัญญาณจะเป็นตัวแปรสำคัญในการกำหนดขนาดของแบนด์วิดท์ที่ใช้งาน ถ้ากรณีการกระโดดแบบเร็วรูปร่างของสัญญาณการกระโดด (Hopping signal) จะเป็นตัวแปรสำคัญในการกำหนดขนาดของแบนด์วิดท์ที่ใช้งานในการกระโดดแต่ละครั้ง

### 2.2.2.1 คุณสมบัติของระบบ FH-CDMA

#### 1. การเข้าถึงหลายทาง

ในกรณีของการกระโดดแบบเร็วข้อมูลจำนวน 1 บิตจะถูกส่งในความถี่ที่แตกต่างกันหลายความถี่ถ้าแถบความถี่ส่วนใหญ่ถูกใช้งานโดยผู้ใช้งานเดียว กำลังงานของสัญญาณที่รับได้จะมากกว่า กำลังงานของสัญญาณแทรกสอดและจะรับสัญญาณได้ถูกต้อง

ในกรณีของการกระโดดแบบช้าข้อมูลหลายบิตจะถูกส่งในความถี่เดียว ถ้าความน่าจะเป็นของผู้ใช้งานอื่นที่ส่งในแถบความถี่เดียวกันต่ำพอ สัญญาณของผู้ใช้งานที่ต้องการจะรับได้อย่างถูกต้องหากเกิดมีสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้งานที่ส่งในช่วงเวลาดังกล่าว การใช้รหัสแก้ไขความผิดพลาด (Error-correcting code) จะทำให้ได้ข้อมูลที่ต้องการกลับคืนมา

#### 2. การแทรกสอดแบบหลายวิถี

ในกรณีของการกระโดดแบบเร็ว ความถี่คลื่นพาห์จะเปลี่ยนหลายครั้งในช่วง 1 บิต ดังนั้นสัญญาณจะถูกมอดูเลตและถูกส่งไปบนความถี่คลื่นพาห์หลายความถี่ผลของการแทรกสอดหลายวิถีจะแตกต่างกันในความถี่คลื่นพาห์ที่แตกต่างกัน นั่นคือสัญญาณจะถูกขยายที่ความถี่หนึ่งแต่จะถูก ลดทอนที่อีกความถี่หนึ่ง ที่เครื่องรับผลตอบสนองของความถี่ที่แตกต่างกันจะถูกเฉลี่ยทำให้ลดผลของการแทรกสอดหลายวิถี ซึ่งในระบบ DS-CDMA จะลดส่วนการแทรกสอดหลายวิถีได้ดีกว่า

#### 3. สัญญาณการแทรกสอดแบบแถบแคบ

สมมติให้เกิดการแทรกสอดแบบแถบแคบที่ความถี่หนึ่งในความถี่ของการกระโดด ถ้าให้  $G_p$  คือความถี่ของการกระโดด ( $G_p$  คือ อัตราขยายการประมวลผล) ผู้ใช้งานที่ต้องการส่งจะใช้ความถี่การกระโดด โดยการแทรกสอดจะมีโอกาสเกิด  $1/G_p$  ที่เวลาใดๆ ซึ่งการแทรกสอดดังกล่าวจะลดลงด้วยตัวประกอบ  $G_p$

#### 4. ความน่าจะเป็นของการถูกดักจับของสัญญาณมีค่าต่ำ (LPI)

5. ความยากในการรับสัญญาณของระบบ FH ไม่ได้ขึ้นอยู่กับความถี่ที่ต่ำเหมือนในระบบ DS-CDMA แต่อาศัยความถี่ที่สัญญาณทำการส่งซึ่งต้องรู้ล่วงหน้าและช่วงเวลาในการส่งแต่ละความถี่มีค่าน้อย

จากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถสรุปถึงข้อดีและข้อเสียของ FH-CDMA ได้ดังนี้

ข้อดี

1) การชิงโครโนซีในระบบ FH-CDMA จะง่ายกว่าในระบบ DS-CDMA เนื่องจากในระบบ FH-CDMA การชิงโครโนซีจะขึ้นอยู่กับช่วงเวลาในการกระโดดเมื่อการกระจายทางสเปกตรัมไม่ขึ้นอยู่กับการกระโดดที่ความถี่สูงแต่ขึ้นอยู่กับเซตของการกระโดดที่มาก ซึ่งช่วงเวลาการกระโดดจะมีค่ามากกว่าช่วงเวลาของชิปของระบบ DS-CDMA ดังนั้นระบบ FH-CDMA จึงยอมให้มีความผิดพลาดของการชิงโครโนซีได้มากกว่า

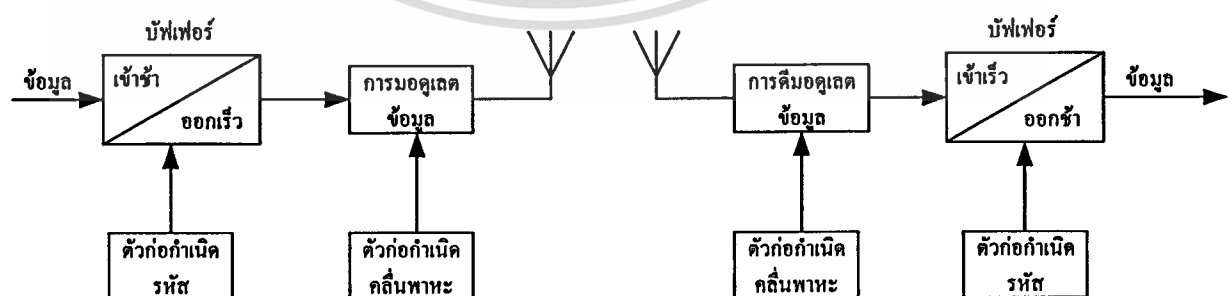
2) เนื่องจาก FH-CDMA มีความน่าจะเป็นที่ผู้ใช้งานต่างกันจะใช้ช่วงความถี่เดียวกันในเวลาเดียวกันมีค่าต่ำ นั่นคือถ้าผู้ใช้งานที่ไกลจากสถานีฐานส่งข้อมูลมาและที่สถานีฐานได้รับพร้อมกัน สัญญาณของผู้ใช้งานที่ใกล้กับสถานีฐานส่งมา แต่โอกาสที่จะเกิดในช่วงความถี่เดียวกันและในเวลาเดียวกันต่ำ นั่นคือจะลดผลของใกล้-ไกล (near-far effect) ได้

ข้อเสีย

1) ต้องใช้การสังเคราะห์ความถี่ที่มีความซับซ้อนสูง  
2) การใช้การตีมอดูเลตแบบโคฮีเรนซ์ทำได้ยาก เนื่องจากมีปัญหาที่ต้องรักษาความความสัมพันธ์ของเฟส ในช่วงการกระโดด

### 2.2.3 วิธีการกระโดดของเวลา (Time Hoping: TH)

ในระบบ TH-CDMA สัญญาณข้อมูลจะถูกส่งในช่วงเวลาที่กำหนดโดยรหัสของผู้ใช้งานแต่ละคน

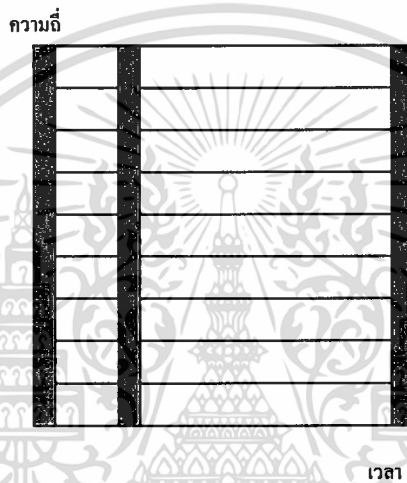


รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง-รับของระบบ TH-CDMA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แกนของเวลาจะถูกแบ่งเป็นเฟรมและแต่ละเฟรมจะถูกแบ่งออกเป็น M ไทม์สล็อต ผู้ใช้งานแต่ละคนจะส่งเฟรมในไทม์สล็อตใดใน M ไทม์สล็อต จะขึ้นอยู่กับรหัสที่กำหนดให้ในแต่ละผู้ใช้งาน เมื่อผู้ใช้งานสามารถส่งข้อมูลทั้งหมดได้ใน 1 ไทม์สล็อต ความถี่ที่ใช้ในการส่งจะเพิ่มขึ้นด้วยตัวประกอบ M โดยรูปที่ 2.9 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ TH-CDMA

รูปที่ 2.10 แสดงกราฟในแกนของเวลาและความถี่ของระบบ TH-CDMA ทำการเปรียบเทียบรูปที่ 2.10 กับรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่าในระบบ TH-CDMA จะใช้สเปกตรัมแถบกว้างในช่วงเวลาสั้นๆ แทนที่จะใช้ทุกช่วงเวลา



รูปที่ 2.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และเวลาที่ใช้ในระบบ TH-CDMA

### 2.2.3.1 คุณสมบัติของระบบ TH-CDMA

#### 1. การเข้าถึงหลายทาง

โดยกำหนดให้ความน่าจะเป็นของการส่งในช่วงเวลาเดียวกันของผู้ใช้งานมีค่าต่ำ โดยการกำหนดรหัสที่แตกต่างกันในแต่ละผู้ใช้งาน หากเกิดการส่งพร้อมกันเกิดขึ้นการใช้รหัสแก้ความผิดพลาด (Error-detecting and feedback) จะทำให้ได้สัญญาณเดิมกลับคืนมา

#### 2. การแทรกสอดแบบแถบแคบ

สัญญาณ TH-CDMA จะถูกส่งโดยใช้เวลาที่น้อยลง ซึ่งจะลดลงเท่ากับ  $1/G_p$  โดย  $G_p$  คือ อัตราขยายการประมวลผล ที่เครื่องรับจะรับสัญญาณการแทรกสอด ในช่วงที่รับสัญญาณที่ต้องการเท่านั้น ดังนั้นจะรับสัญญาณการแทรกสอดในช่วงเวลาที่เป็น  $1/G_p$  เปอร์เซ็นต์ของเวลา ซึ่งลดลงกำลังของการแทรกสอดด้วยตัวแปรเสริม  $G_p$

#### 3. ความน่าจะเป็นของการถูกดักจับของสัญญาณมีค่าต่ำ (LPI)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระบบ TH-CDMA ความถี่ของแต่ละผู้ใช้งานที่ใช้ส่งจะคงที่ แต่จะแตกต่างกันที่เวลาและช่วงเวลาที่ใช้ในการส่งก็จะสั้น และเมื่อมีผู้ใช้งานหลายคนส่งจะทำให้เครื่องรับยากในการหาช่วงเริ่มต้นและช่วงสิ้นสุดของการส่งและยากที่จะรู้ว่าผู้ใช้งานไหนส่งมา

จากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถแสดงข้อดีและข้อเสีย ของระบบ TH-CDMA ได้ดังนี้

ข้อดี

- 1) ง่ายในการสร้างกว่าระบบ FH-CDMA
- 2) มีประโยชน์เมื่อข้อมูลถูกส่งในกำลังงานเฉลี่ยแบบจำกัดแต่ไม่จำกัด กำลังค่าสูงสุด (Peak power) เมื่อข้อมูลถูกส่งแบบเบิรสต์สั้นๆที่กำลังสูงๆ
- 3) ระบบ TH-CDMA กีดผลของความใกล้ไกล (Near-far effect) เช่นเดียวกับระบบ FH-CDMA เนื่องจากความน่าจะเป็นที่ผู้ใช้งานที่ต่างกัน จะใช้ช่วงเวลาเดียวกันมีค่าต่ำนั้นคือผู้ใช้งานที่ใกล้กับสถานีฐานและไกลจากสถานีฐานจะมีรูปแบบของการกระโดดทางเวลาที่แตกต่างกัน จึงลดผลของความใกล้ไกล (Near-far effect) ได้

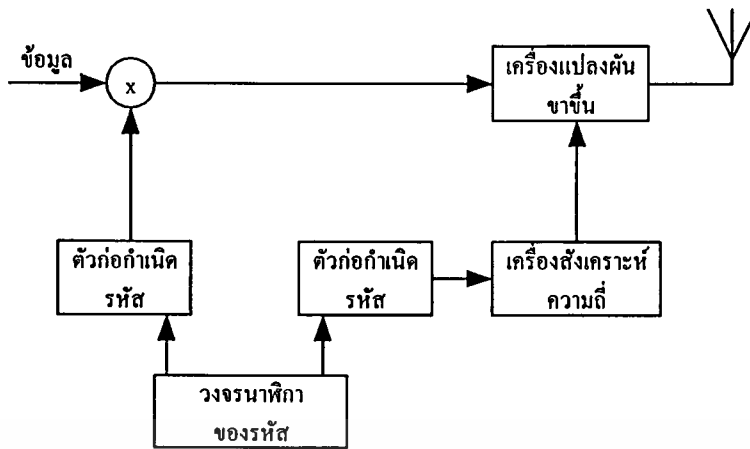
ข้อเสีย

- 1) หากมีการส่งพร้อมกันเกิดขึ้น จะเกิดการสูญเสียข้อเสียข้อมูลมากจึงต้องใช้ รหัสแก้ไขความผิดพลาด และการวางสลับ (Interleave) ที่ดี

## 2.2.4 ระบบ ไฮบริด (Hybrid System)

ระบบไฮบริด จะเป็นการรวมเทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแม่ 2 เทคนิคหรือมากกว่าเข้าด้วยกัน หากพิจารณาแค่ DS-CDMA FH-CDMA และ TH-CDMA สามารถมีไฮบริดได้ถึง 4 แบบคือ DS/FH -CDMA DS/TH-CDMA FH/TH-CDMA และ DS/FH/TH-CDMA

ซึ่งไฮบริดเป็นการนำข้อดีของระบบที่จะนำมารวมกันเข้าด้วยกันเช่น DS/FH-CDMA ได้คุณสมบัติส่วนที่ดีของ DS-CDMA คือ การลดผลของช่องสัญญาณแบบหลายวิถี และ FH-CDMA คือการลดผลของความใกล้ไกล (near-far effect) แต่ความซับซ้อนของเครื่องส่งและเครื่องรับจะเพิ่มขึ้น รูปที่ 2.11 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งแบบไฮบริด DS/FH-CDMA



รูปที่ 2.11 ब्ल็อคไดอะแกรมของเครื่องส่งแบบไฮบริด DS-FH

โดยสัญญาณข้อมูลจะถูกแผ่สเปกตรัมก่อนโดยใช้ รหัสของส่วนของ DS และถูกมอดูเลตกับคลื่นพาหะที่เกิดจากการกระโดดทางความถี่ที่สอดคล้องกับรหัส การใช้รหัสสัญญาณนาฬิกา จะช่วยให้ความสัมพันธ์ระหว่างรหัสทั้ง 2 คงที่

## 2.3 คุณลักษณะของสัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหลายเส้นทาง

### 2.3.1 คุณลักษณะของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบหลายวิถี

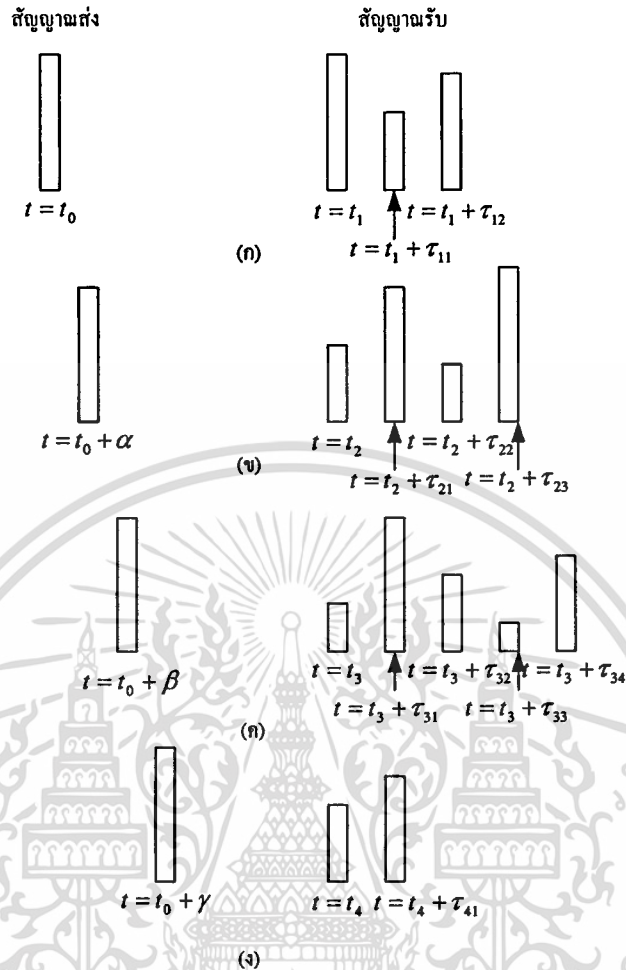
หากทำการส่งสัญญาณอิมพัลส์ไปบนช่องสัญญาณหลายวิถีที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา สัญญาณที่รับได้จะประกอบไปด้วยขบวนของสัญญาณอิมพัลส์ที่ส่งมานั่นเอง กล่าวได้ว่า คุณลักษณะอันหนึ่งของตัวกลางแบบหลายวิถีคือการแผ่ของเวลา (Time spread) ของสัญญาณที่ส่งมาทางช่องสัญญาณ ดังรูปที่ 2.12

คุณลักษณะอย่างหนึ่ง คือ การเปลี่ยนแปลงของโครงสร้างของตัวกลางทางเวลาที่เปลี่ยนไป นั่นคือหากส่งสัญญาณไปในเวลาที่แตกต่างกัน ผลคือสัญญาณที่รับได้ก็จะมีผลที่แตกต่างกันในด้านขนาด จำนวน และค่าหน่วงเวลา ดังรูปที่ 2.12 และการเปลี่ยนแปลงดังกล่าวไม่สามารถทำนายได้ล่วงหน้า ซึ่งเป็นเหตุผลที่ทำให้ต้องอธิบายคุณลักษณะของการเปลี่ยนแปลงทางเวลาของช่องสัญญาณ หลายวิถีในเชิงสถิติ

โดยทำการสมมติสัญญาณด้านส่งเป็น

$$s(t) = \text{Re}[s_1(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (2.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 แสดงผลของการเปลี่ยนแปลงทางเวลาของช่องสัญญาณหลายวิถีที่เกิดจากสัญญาณพัลส์ช่วงแคบๆ

สมมติให้ส่งไปในช่องสัญญาณหลายวิถีโดยแต่ละเส้นทางจะประกอบไปด้วยเวลาประวิงการแพร่กระจาย (Propagation delay) และ ตัวประกอบการลดทอน (Attenuation factor) ค่าดังกล่าวเป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา ซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างของตัวกลาง ดังนั้นสัญญาณที่รับได้คือ

$$x(t) = \sum_n \alpha_n(t) s(t - \tau_n(t)) \quad (2.2)$$

โดย  $\alpha_n(t)$  คือค่าตัวประกอบการลดทอนของสัญญาณในเส้นทางที่  $n$  และ  $\tau_n(t)$  คือค่าเวลาประวิงการแพร่กระจาย (propagation delay) ในเส้นทางที่  $n$  แทนค่า  $s(t)$  จากสมการที่ 2.1 ในสมการที่ 2.2 ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$x(t) = \text{Re} \left[ r_1(t) e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (2.3)$$

โดย

$$r_1(t) = \left[ \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_1(t - \tau_n(t)) \right]$$

จาก 2.3  $r_1(t)$  คือผลตอบสนองของช่องสัญญาณความถี่ต่ำผ่านเสมือน (Equivalent lowpass channel) ของสัญญาณความถี่ต่ำผ่านเสมือน (Equivalent lowpass signal)  $s_1(t)$  ทำให้ได้ค่าช่องสัญญาณความถี่ต่ำผ่านเสมือน (Equivalent lowpass channel) ที่ถูกอธิบายโดยผลตอบสนองของอิมพัลส์ที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา (Time-variant impulse response) ดังนี้

$$c(\tau; t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (2.4)$$

ในบางครั้งสัญญาณที่รับได้จะประกอบไปด้วยส่วนของสัญญาณที่เป็นแบบต่อเนื่อง ดังนั้น  $x(t)$  แสดงได้โดย

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \alpha(\tau; t) s(t - \tau) d\tau \quad (2.5)$$

โดย  $\alpha(\tau; t)$  คือตัวประกอบการลดทอนของสัญญาณที่หน่วงเวลาไป  $\tau$  และที่เวลา  $t$  ทำการแทน  $s(t)$  จากสมการที่ 2.1 ลงในสมการที่ 2.5 จะได้ว่า

$$x(t) = \text{Re} \left\{ \left[ \int_{-\infty}^{+\infty} \alpha(\tau; t) e^{-j2\pi f_c \tau} s_1(t - \tau) d\tau \right] e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (2.6)$$

โดยสมการที่ 2.6 เป็นการแสดงการคอนโวลูชันของสัญญาณ  $s_1(t)$  กับ  $c(\tau; t)$  นั่นคือ

$$c(\tau; t) = \alpha(\tau; t) e^{-j2\pi f_c \tau} \quad (2.7)$$

โดย  $c(\tau; t)$  แสดงผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่เวลา  $t$  เนื่องจากอิมพัลส์ในเวลา  $t - \tau$  ดังนั้นสมการที่ 2.7 จะเหมาะสมกับช่องสัญญาณแบบต่อเนื่อง ส่วนสมการที่ 2.4 จะเหมาะสมกับช่องสัญญาณหลายวิถีที่ประกอบไปด้วยส่วนประกอบแบบดิสครีต

พิจารณากการส่งสัญญาณคลื่นพาหะที่ไม่ผ่านการมอดูเลตกับข้อมูลที่ความถี่  $f_c$  คือ  $s_1(t) = 1$  สำหรับทุก  $t$  และสัญญาณที่รับได้เมื่อผ่านช่องสัญญาณหลายวิถีแบบดิสครีตแสดงได้ดังนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j\theta_n(t)} \quad (2.8)$$

โดย  $\theta_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t)$  เมื่อเกิดเฟดดิ้งซึ่งเป็นผลจากการเปลี่ยนแปลงทางเวลาของเฟส ( $\theta_n(t)$ ) ซึ่งทำให้สัญญาณที่รับจะหักล้างหรือเสริมกันขึ้นกับเวลาที่เปลี่ยนแปลงไป

### 2.3.2 ฟังก์ชันสหสัมพันธ์และกำลังเชิงสเปกตรัมของช่องสัญญาณ

ในตอนนี้จะกล่าวถึงคุณลักษณะของช่องสัญญาณการจางแบบหลายวิถีโดยใช้ค่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์และฟังก์ชันความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม โดยกำหนดให้  $c(\tau; t)$  เป็นผลตอบสนองอิมพัลส์ที่เป็นกระบวนการสุ่มที่มีค่าเป็นเชิงซ้อน ในตัวแปร  $t$  โดยสมมติว่า  $c(\tau; t)$  เป็นช่องสัญญาณที่มีลักษณะคงที่ในแนวกว้าง (Wide-sense-stationary) ซึ่งค่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์ของ  $c(\tau; t)$  คือ

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] \quad (2.9)$$

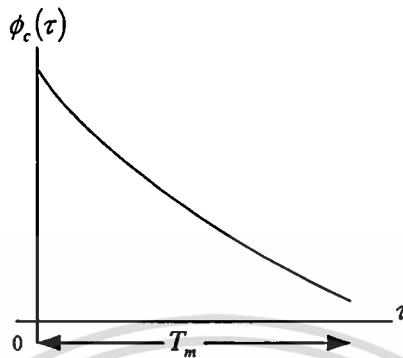
โดยกำหนดให้ค่าการลดทอน และ มุมเฟสที่มีการประวิงเวลา ของช่องสัญญาณที่มีค่าหน่วงเวลา  $\tau_1$  และ  $\tau_2$  มีลักษณะไม่สหสัมพันธ์กัน (Uncorrelate) กัน ดังนั้นสมการที่ 2.9 เขียนได้เป็น

$$\frac{1}{2} E[c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] = \phi_c(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2.10)$$

หากกำหนดให้  $\Delta t = 0$  ค่าฟังก์ชันการลดทอน  $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$  คือค่ากำลังงานเอาร์พุดเฉลี่ยของช่องสัญญาณที่มีค่าการประวิงเวลา  $\tau$  โดย  $\phi_c(\tau)$  คือ MIP (Multipath intensity profile) หรือ กำลังงานเชิงสเปกตรัมที่มีการประวิงทางเวลา โดยทั่วไป  $\phi_c(\tau; \Delta t)$  คือค่า กำลังงานเอาร์พุดเฉลี่ย ที่ขึ้นกับค่าการประวิงเวลา  $\tau$  และ  $\Delta t$

ค่า  $\phi_c(\tau; \Delta t)$  สามารถวัดได้โดยการส่งพัลส์ที่แคบมากๆ และทำการวัดค่าสหสัมพันธ์ข้ามของสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณที่เกิดการหน่วง โดยค่า  $\phi_c(\tau)$  แสดงได้ดังรูปที่ 2.13 โดย  $T_m$  คือค่าการแผ่หลายวิถี (multipath spread) ของช่องสัญญาณ

$$C(f:t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau;t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.11)$$



รูปที่ 2.13 แสดง MIP

เมื่อกำหนดให้ช่องสัญญาณเป็นมีลักษณะคงที่ในแนวกว้าง (Wide-sense-stationary) ทำการหาค่าฟังก์ชันอัตโนมัติสัมพันธ์ได้โดย

$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[C^*(f_1, t) C(f_2, t + \Delta t)] \quad (2.12)$$

แทนสมการที่ 2.11 ในสมการที่ 2.12 ดังนั้น

$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E[C^*(\tau_1, t) C(\tau_2, t + \Delta t)] e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \quad (2.13)$$

โดย  $\Delta f = f_2 - f_1$ , จากสมการที่ 2.13 เห็นว่า  $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$  คือผลการแปลงฟูริเยร์ของ MIP เรียก  $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$  ว่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์ของการกระจายทางความถี่และทางเวลาของช่องสัญญาณ แทนค่า  $\Delta t = 0$  ในสมการที่ 2.13 จะได้  $\phi_c(\Delta f; 0) \equiv \phi_c(\Delta f)$  และ  $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$  ดังนั้น

$$\phi_c(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau \quad (2.14)$$

ความสัมพันธ์ข้างต้นแสดงในรูปที่ 2.14 จากรูปค่าแบนด์วิดท์ร่วมนัย (Coherent bandwidth) แสดงได้โดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (2.15)$$

โดย  $(\Delta f)_c$  เป็นค่าแบนด์วิดท์รวมนัยถ้าค่า  $(\Delta f)_c$  มีค่าน้อยกว่าค่าแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณที่ส่งออกมา ช่องสัญญาณดังกล่าวจะเรียกว่าเป็นช่องสัญญาณแบบเปลี่ยนแปลงตามความถี่ ในทางกลับกันถ้า  $(\Delta f)_c$  มีค่ามากกว่าค่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกมา ช่องสัญญาณดังกล่าวจะเรียกว่าเป็นช่องสัญญาณแบบไม่เปลี่ยนแปลงตามความถี่



รูปที่ 2.14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $\phi_c(\Delta f)$  และ  $\phi_c(\tau)$

### 2.3.3 แบบจำลองทางสถิติสำหรับช่องสัญญาณ

คุณลักษณะทางสถิติของช่องสัญญาณอธิบายได้โดยฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (pdf) ของช่องสัญญาณนั้น เมื่อในช่องสัญญาณนั้นมีตัวสะท้อนหลายตัว ซึ่งประกอบกันเป็นสัญญาณที่ด้านรับ เมื่อผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณเป็นแบบกระบวนการแบบเกาส์ โดยใช้ทฤษฎีของการจำกัดเข้าสู่ศูนย์กลาง (Central limit theory) ถ้ากระบวนการดังกล่าวมีค่ากลางเป็น 0 ดังนั้นเอนเวโลปของผลตอบสนองของช่องสัญญาณที่เวลาใดๆจะมีการแจกแจงของความน่าจะเป็นแบบ Rayleigh และมีการแจกแจงทางเฟสเป็นแบบเอกกรุป (Uniform) ในช่วง  $(0, 2\pi)$  นั่นคือ

$$p_R(r) = \frac{2r}{\Omega} e^{-r^2/\Omega}, r \geq 0 \quad \text{โดย} \quad \Omega = E(R^2) \quad (2.16)$$

แบบจำลองทางสถิติสำหรับเอนเวโลปของผลตอบสนองของช่องสัญญาณอีกแบบหนึ่ง

คือ แบบจำลองของ Nakagami ซึ่งมี pdf แสดงดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์และห้ามการเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$p_R(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m r^{2m-1} e^{-mr^2/\Omega}, r \geq 0 \quad (2.17)$$

โดย  $\Omega = E(R^2)$  และ  $m$  คือค่าการแจกแจงของแอมพลิจูดซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$m = \frac{\Omega^2}{E[(R^2 - \Omega)^2]}, m \geq \frac{1}{2} \quad (2.18)$$

โดยถ้า  $m=1$  จะตรงกับการแจกแจงแบบ Rayleigh ซึ่งการแจกแจงแบบ Nakagami ที่มี การแจกแจงแบบ  $m$  ประกอบด้วยตัวแปร 2 ตัวคือ  $m$  และ  $\Omega = E(R^2)$

การแจกแจงแบบ Rice ก็ประกอบด้วยตัวแปร 2 ตัวเช่นกันดังสมการ

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-(r^2+s^2)/2\sigma^2} I_0\left(\frac{rs}{\sigma^2}\right), r \geq 0 \quad (2.19)$$

พารามิเตอร์ทั้ง 2 คือ  $s$  และ  $\sigma^2$  เรียก  $s^2$  ว่าตัวแปรไร้ศูนย์กลาง (Noncentrality parameter) ในการแจกแจงไคกำลังสองเสมือน (Equivalent chi-square distribution)

## 2.4 เทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์

การสื่อสารไร้สายในปัจจุบันได้มีการนำเอาเทคนิค CDMA และ OFDM มาใช้ร่วมกันซึ่ง เรียกว่าเทคนิค MC-CDMA (Multi-carrier CDMA) เพื่อใช้ลดผลจากการแทรกสอดแบบแถบแคบ (Narrow band interference) ผลการเฟดดิ้งของสัญญาณ และใช้อัตราชิปของรหัสที่ต่ำกว่า ซึ่งจะ ส่งผลให้เครื่องรับทำการซิงโครไนซ์ได้ง่ายเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีคลื่นพาห์เดี่ยว โดยทั่วไป CDMAแบบคลื่นพาห์เดี่ยว แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกไปจะมากกว่าแบนด์วิดท์รวมนัยของ ช่องสัญญาณ การเกิดเฟดดิ้งดังกล่าวเป็นแบบเจาะจงความถี่ (Frequency selective fading channel) ทางด้านเครื่องรับใช้แบบเรด (RAKE receiver) ซึ่งเป็นเครื่องรับที่มีความซับซ้อนมาก ในกรณีของ MC-CDMA แบนด์วิดท์ของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะน้อยกว่าแบนด์วิดท์รวมนัยของ ช่องสัญญาณ การเกิดเฟดดิ้งดังกล่าวเป็นแบบไม่เจาะจงความถี่ (Frequency non-selective fading channel) ทางด้านเครื่องรับใช้แบบเครื่องรับสหสัมพันธ์ซึ่งมีความซับซ้อนน้อยกว่า ระบบ MC CDMA แบ่งได้ 3 ประเภทคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. Multi-carrier CDMA
2. Multi-carrier DS-SS-CDMA
3. Multitone CDMA

ในตอนต้นจะขอล่าวถึง DS-SS-CDMA ก่อนเพื่อให้ง่ายต่อการเปรียบเทียบกับระบบข้างต้นดังนี้

#### 2.4.1 DS-SS-CDMA (Direct Sequence CDMA)

เครื่องส่งแบบ DS-SS-CDMA จะทำการแผ่สเปกตรัมของข้อมูลเริ่มต้น โดยใช้โดเมนทางเวลา ความสามารถการลดผลการแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่น อธิบายโดยคุณลักษณะสหสัมพันธ์ข้าม (Cross correlation) ของรหัสการแผ่ การเกิดเฟดดิ้งเป็นแบบเจาะจงความถี่ถูกอธิบายโดยการซ้อนทับ (Superimposition) ของสัญญาณที่มีค่านองเวลาที่แตกต่างกันและความสามารถในการแยกแยะแต่ละสัญญาณในสัญญาณรวมที่รับได้ อธิบายโดยคุณลักษณะอัตสหสัมพันธ์ (Auto-correlation) ของรหัสการแผ่

รูปที่ 2.15 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่งของ DS-SS-CDMA ที่ใช้เทคนิค BPSK (Binary Phase Shift Keying/Coherent detection) และสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ถูกส่งซึ่งมีค่าอัตราขยายประมวลผล ( $G_{DS}$ ) เท่ากับ 4 ตามลำดับ

สัญญาณที่ถูกส่งของผู้ใช้งานที่  $j$  แสดงได้โดย

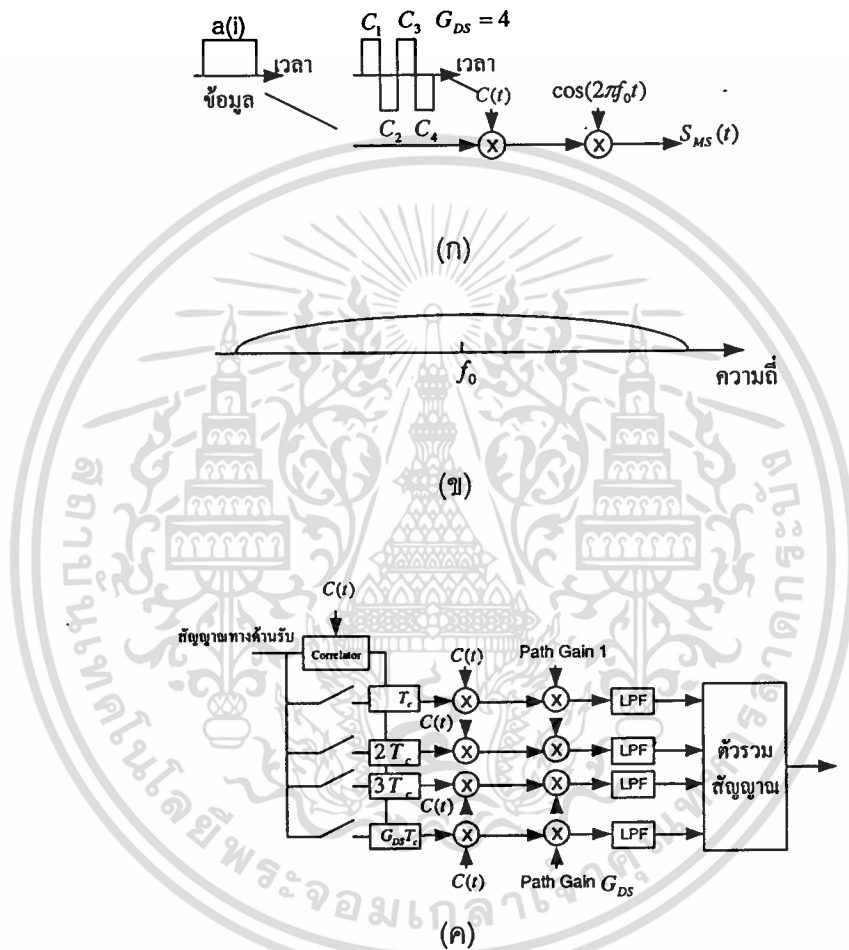
$$s_{DS}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=1}^{G_{DS}} a^j(i) c_m^j p_c(t - (m-1)T_c - iT_s) \cos(2\pi f_0 t) \quad (2.20)$$

โดย  $a^j(i) = +1$  หรือ  $-1$  และ  $c_m^j$  คือข้อมูลลำดับที่  $i$  และชิปที่  $m$  สำหรับผู้ใช้งานที่  $j$  ตามลำดับ  $T_s, T_c (= T_s / G_{DS})$  และ  $f_0$  คือความกว้างของซิมโบล (symbol duration) ความกว้างของชิป และความถี่คลื่นพาห้ตามลำดับ และ  $p_c(t)$  คือพัลส์ ซึ่งอธิบายในสมการที่ 2.21

$$p_c(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T_c) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (2.21)$$

ทางด้านเครื่องรับใช้เครื่องรับแบบเรดซึ่งประกอบไปด้วยเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์หลายตัว แต่ละตัวจะซิงโครไนซ์กับแต่ละส่วนประกอบของสัญญาณรวมที่รับได้ แสดงดังรูป 2.15(ค) สมรรถนะของระบบขึ้นอยู่กับจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด โดยปกติจะเป็น 1 2 3 หรือ 4 สาขาขึ้นอยู่กับข้อจำกัดทางฮาร์ดแวร์ ในระบบ DS-SS-CDMA ที่ใช้เครื่องรับแบบเรดนั้นจำนวนผู้ใช้งานขึ้นอยู่กับกระบวนการรบกวนเนื่องจากการแทรกสอดระหว่างกัน (self interference: SI) และการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง (multiple access interference: MAI) ซึ่งเป็นผลจากการมี  
คุณลักษณะของอัตรหัสสัมพันธ์และสหสัมพันธ์ข้ามที่ไม่สมบูรณ์ของรหัสการแผ่



รูปที่ 2.15 (ก) เครื่องส่ง (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก (ค) เครื่องรับ ของระบบ DS-SSMA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.4.2 MC-CDMA (Multi-carrier CDMA)

ทางด้านเครื่องส่งจะทำการแผ่สเปกตรัมของข้อมูลเดิมไปบนคลื่นพาห่อย่อยที่แตกต่างกัน โดยใช้รหัสการแผ่ในโดเมนความถี่ ในช่วงสัญญาณการสื่อสารด้านขาของโทรศัพท์เคลื่อนที่ การใช้รหัส Hadamard Walsh ทำให้ไม่ต้องสนใจถึงคุณลักษณะอัตสหสัมพันธ์ของรหัสการแผ่

รูปที่ 2.16 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่ง MC-CDMA สำหรับ CBPSK และสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออกไปโดยมีจำนวนคลื่นพาห่อย่อย ( $N_c$ ) เท่ากับ 4 และอัตราขยายประมวลผล ( $G_{MC}$ ) เท่ากับ 4 ( $=N_c$ ) ตามลำดับ

สัญญาณที่ส่งออกไปสำหรับผู้ใช้งานที่  $j$  คือ

$$s_{MC}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=1}^{G_{MS}} a^j(i) c_m^j p_s(t - iT_s) \cos\{2\pi(f_0 + m\Delta f)t\} \quad (2.22)$$

โดย  $\Delta f = (1/T_s)$  คือระยะห่างระหว่างคลื่นพาห่อย่อยและ  $p_s(t)$  คือพัลส์แสดงดังสมการที่ 2.23

$$p_s(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T_s) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (2.23)$$

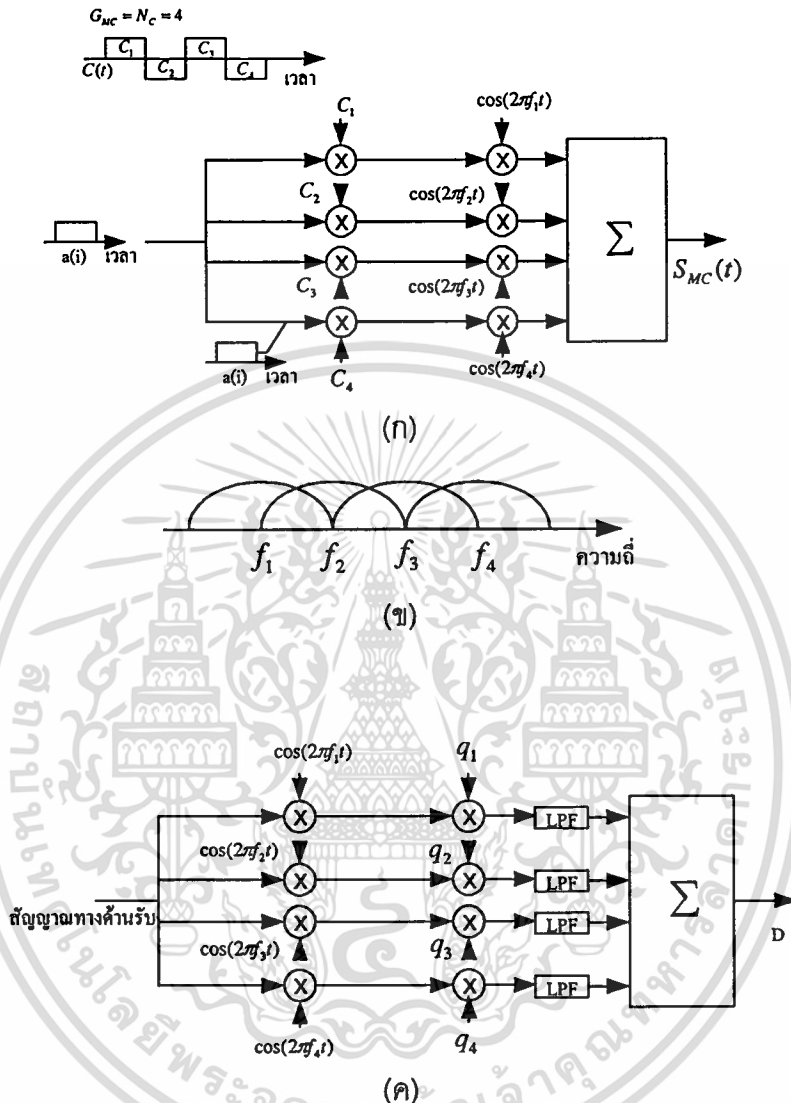
รูปที่ 2.16 (ค) แสดงเครื่องรับของผู้ใช้งานที่  $j$  หลังจากการดีมอดูเลตกับคลื่นพาห่อย่อยแล้วจะถูกคูณด้วยอัตราขยาย  $q_m$  เพื่อรวมพลังงานที่ถูกกระจายในโดเมนความถี่ ตัวแปรตัดสินใจสามารถแสดงได้ดังนี้

$$D^j = \sum_{m=1}^{G_{MC}} q_m^j y_m \quad (2.24)$$

$$y_m = \sum_{j=1}^J z_m^j a^j c_m^j + n_m \quad (2.25)$$

โดย  $y_m$  และ  $n_m$  คือส่วนประกอบเบสแบนด์เชิงซ้อนของสัญญาณที่รับได้หลังจากการแปลงขาลงด้วยความถี่คลื่นพาห่อย่อยที่ซิงโครไนซ์และสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบบวกเชิงซ้อนที่คลื่นพาห่อย่อยที่  $m$  ตามลำดับ  $z_m^j$  คือแอมพลิจูดเชิงซ้อนของคลื่นพาห่อย่อยที่  $m$  สำหรับผู้ใช้งานที่  $j$  ซึ่งสามารถสมมติให้  $z_m^j = z_m$  ( $j=1,2,\dots,J$ ) ในช่วงสัญญาณขาหลง โดยค่า  $q_m^j$  มีค่า

$$q_m^j = \begin{cases} c_m^j z_m^{j*} / |z_m^j| & \text{(EGC)} \\ c_m^j z_m^{j*} & \text{(MRC)} \end{cases} \quad (2.26)$$



รูปที่ 2.16 (ก) เครื่องส่ง (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก (ค) เครื่องรับ ของระบบ MC-CDMA

### 2.4.3 MC DS-CDMA (Multi-carrier direct sequence CDMA)

ทางเครื่องส่งจะมีการแปลงข้อมูลจาก อนุกรม-ขนาน ก่อนทำการแผ่ทางสเปกตรัมโดยใช้รหัสการแผ่ในโดเมนทางเวลา สเปกตรัมที่ได้ของแต่ละคลื่นพหุย่อยจะมีคุณสมบัติตั้งฉากในเชิงความถี่ (Orthogonal) โดยมีระยะห่างระหว่างความถี่ต่ำสุด วิธีการนี้ความกว้างของชิปที่กว้างขึ้นทำให้ง่ายต่อการชิงใครในซีกกับรหัสการแผ่

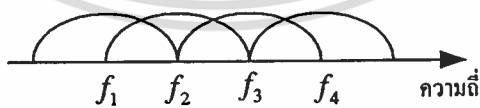
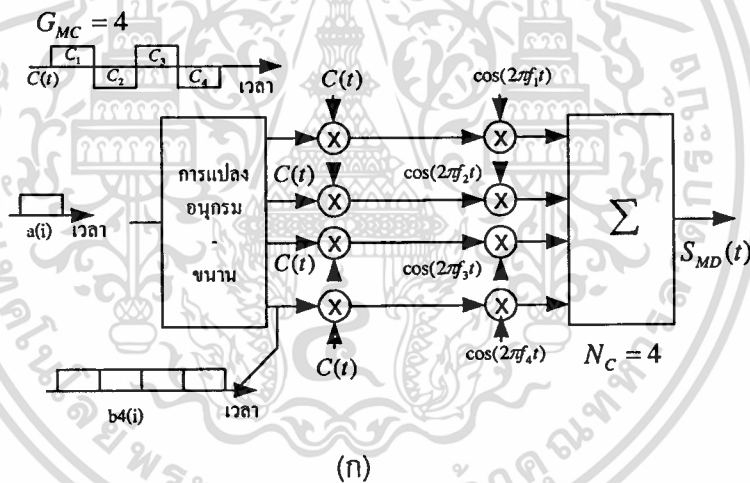
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.17 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่งและสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออกโดยมีจำนวนคลื่นพาย่อยเท่ากับ 4 และอัตราขยายการประมวลผล ( $G_{MD}$ ) เท่ากับ 4 ตามลำดับ สัญญาณที่ส่งออกไปแสดงได้โดย

$$s_{MD}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{m=1}^{G_{DS}} b_k^j(i) c_m^j p_c(t - (m-1)T_c - iT_s) \cos\{2\pi(f_0 + k\Delta f')t\} \quad (2.27)$$

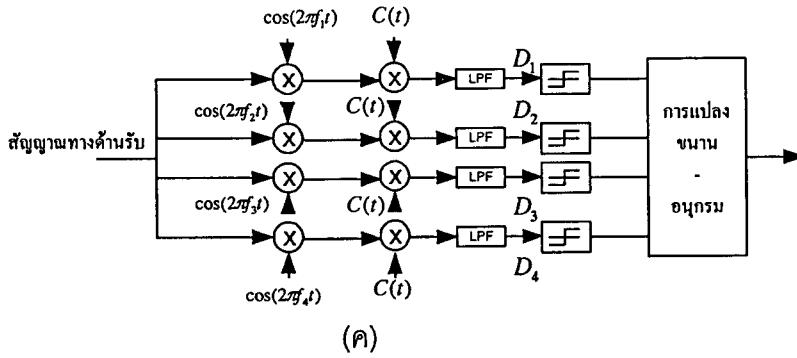
โดย  $b_k^j(i)$  คือ บิตข้อมูลลำดับที่  $i$  ที่คลื่นพาย่อย  $k$  (หลังจากผ่านการแปลง อนุกรม-ขนาน)  $T_s' (= N_c T_s)$  และ  $T_c (= T_s' / G_{MD})$  คือ ความกว้างของซิมโบลและความกว้างชิปของแต่ละคลื่นพาย่อยตามลำดับ และ  $\Delta f' (= 1/T_c)$  คือระยะห่างระหว่างคลื่นพาย่อย

รูปที่ 2.17 (ค) แสดงเครื่องรับ โดยปกติจะประกอบไปด้วยเครื่องรับที่มีจำนวน  $N_c$  สาขา เนื่องจากแต่ละคลื่นพาย่อยจะเกิดการเฟดดิ้งแบบไม่เจาะจงความถี่



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 (ก) เครื่องส่ง (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก (ค) เครื่องรับ ของระบบ MC DS-CDMA

### 2.4.4 MT-CDMA (Multitone CDMA)

ทางเครื่องส่งทำการแปลงข้อมูลจาก อนุกรม-ขนาน และทำการแผ่สเปกตรัมโดยใช้รหัสการแผ่ในโดเมนทางเวลา ดังนั้นสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพหุย่อยก่อนจะทำการแผ่ทางสเปกตรัม จะมีเงื่อนไขตั้งจากทางความถี่โดยมีระยะห่างทางความถี่ต่ำสุด ดังนั้นผลของสเปกตรัมที่ได้ของแต่ละคลื่นพหุย่อยเงื่อนไขตั้งจากทางความถี่จะคลาดเคลื่อนไป MT-CDMA จะใช้รหัสการแผ่ที่ยาวเป็นสัดส่วนกับจำนวนคลื่นพหุย่อยเมื่อเปรียบเทียบกับกรณี DS-CDMA ทำให้ MT-CDMA รองรับผู้ใช้งานได้มากกว่า DS-CDMA

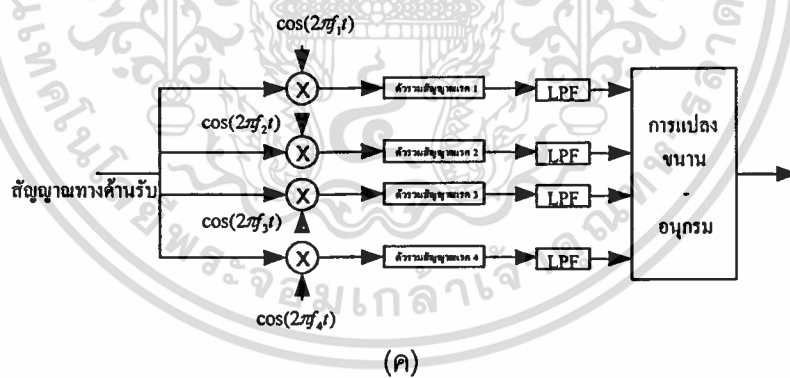
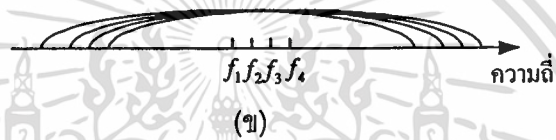
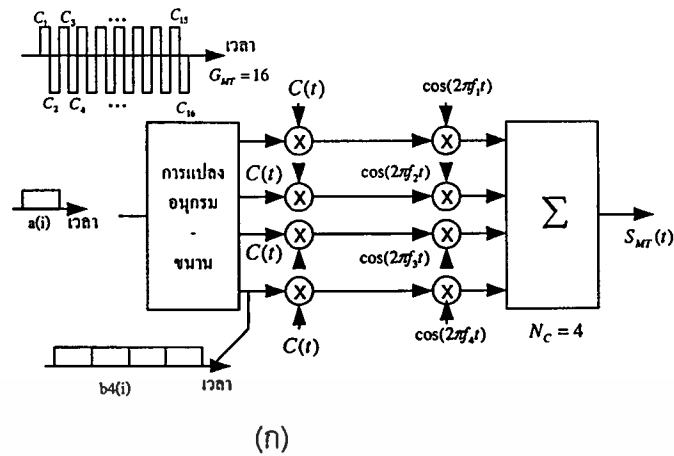
รูปที่ 2.18 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่งของระบบ MT-CDMA สำหรับ CBPSK และ สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออกไป โดยมีจำนวนคลื่นพหุย่อย( $N_c$ )เท่ากับ 4 และอัตราขยายการประมวลผล ( $G_{MD}$ ) เท่ากับ 16 ตามลำดับ

สัญญาณที่ส่งออกไปแสดงได้โดย

$$s_{MD}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{m=1}^{G_{MD}} b_k^j(i) c_m^j p_c(t - (m-1)T_c - iT_s) \cos\{2\pi(f_0 + k\Delta f)t\} \quad (2.28)$$

โดย  $\Delta f (=1/T_c)$  คือระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย

รูปที่ 2.18 (ค) แสดงเครื่องรับที่ประกอบไปด้วยเครื่องรับแบบเรดจำนวน  $N_c$  เครื่องซึ่งเป็น โครงสร้างที่ดีที่สุดในช่วงสัญญาณเกาส์ขาวแบบบวก โดย MT-CDMA จะมีสัญญาณรบกวน การแทรกสอดจากคลื่นพหุอื่นสูง ในขณะที่การใช้รหัสการแผ่ที่มีความยาวจะช่วยลดผลของ SI และ MAI



รูปที่ 2.18 (ก) เครื่องส่ง (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก (ค) เครื่องรับ ของระบบ MT-CDMA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.5 เทคนิคการเข้ารหัส

### 2.5.1 พื้นฐานการเข้ารหัส

สิ่งที่สำคัญสำหรับระบบการสื่อสารก็คือความสามารถในการสื่อสารและตามปกติถ้าไม่มีสัญญาณรบกวนเราจะส่งสัญญาณอย่างไรก็จะได้รับสัญญาณอย่างนั้น แม้ว่าจะถูกลดกำลังด้วยระยะทางก็ตาม แต่ถ้ามีสัญญาณรบกวนแล้วสัญญาณนั้นจะเพี้ยนไปหรือรับไม่ได้ ถ้าสัญญาณรบกวนมีกำลังมากกว่าสัญญาณ ฉะนั้นต้องออกแบบระบบสื่อสารที่มีการทำงานดีหรือมีอัตราส่วนกำลังของสัญญาณต่อกำลังของสัญญาณรบกวน (Signal to noise power ratio : SNR) สูง สำหรับระบบสื่อสารอนาล็อก ถ้าอัตราส่วนกำลังของสัญญาณต่อกำลังของสัญญาณรบกวนมีค่ามากขึ้นก็แสดงว่าเครื่องมือสื่อสารสามารถขจัดสัญญาณรบกวนได้ดี สำหรับพารามิเตอร์ในการวัดความสามารถในการทำงานของระบบสื่อสารดิจิทัลก็คือ อัตราความผิดพลาด (Error rate) ซึ่งอัตราการส่งสัญลักษณ์ข้อมูล (Symbol rate) จะเท่ากับอัตราการส่งบิต (Bit rate) เมื่อเป็นการส่งข้อมูลแบบรหัสฐานสอง (Binary) ดังนั้นในการออกแบบต้องให้มีอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน หรือ SNR มีค่าสูง และมีค่าอัตราความผิดพลาดน้อย

การปรับปรุงสมรรถนะของระบบการสื่อสารสามารถทำได้หลายวิธี

1. การใช้เทคนิคไดเวอร์ซิตี เช่น การรวมอัตราส่วนสูงสุด (Maximal Ratio Combining) ไดเวอร์ซิตีทางความถี่ (Frequency Diversity) ไดเวอร์ซิตีทางเวลา (Time Diversity)
2. การเข้ารหัส (Coding) เช่น รหัสลิเนียร์บล็อก รหัสประสาน เป็นต้น ซึ่งกระบวนการเข้ารหัสสามารถแบ่งออกตามวัตถุประสงค์ได้เป็น 2 ประเภท คือ
  - 2.1 การเข้ารหัสแหล่งกำเนิด (Source coding)
  - 2.2 การเข้ารหัสช่องสัญญาณ (Channel coding)

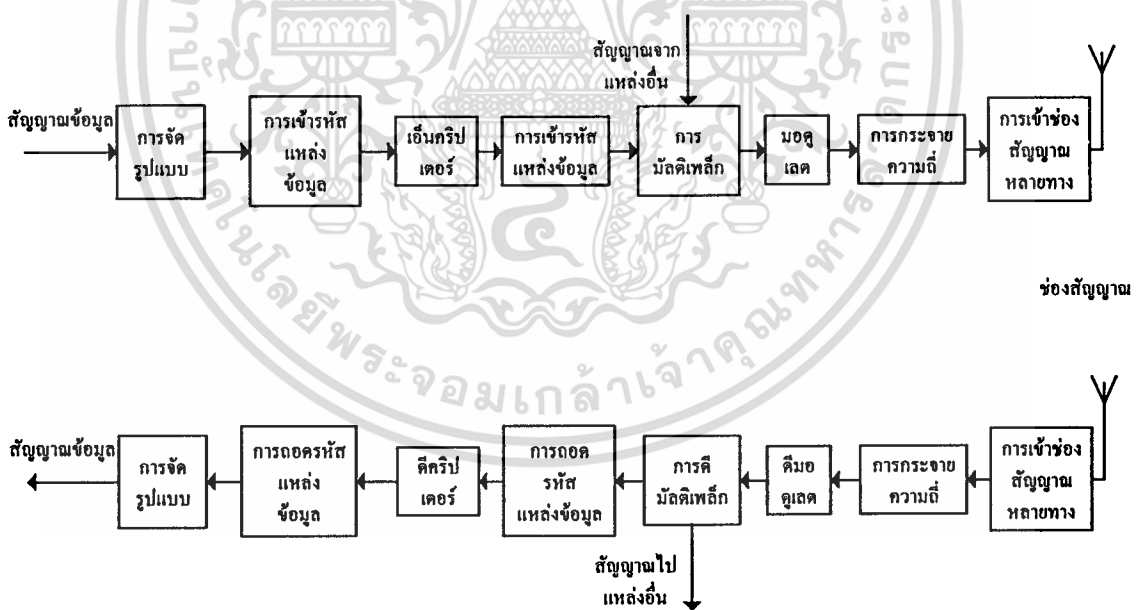
รูปที่ 2.19 แสดงแผนภาพบล็อกระบบการสื่อสารดิจิทัล จากรูปจะเห็นว่าข่าวสารสามารถกำเนิดในรูปของอนาล็อกหรือดิจิทัลก็ได้ ถ้าอยู่ในรูปอนาล็อกก็จะผ่านการจัดรูปแบบ (Format) โดยการแซมปลิง การควอนไทซ์และแปลงเป็นสัญญาณพีซีเอ็ม สัญญาณข่าวสารที่เป็นดิจิทัลอาจจะผ่านหรือไม่ผ่านเครื่องเข้ารหัส (Cryptor) ก็ได้แล้วแต่ความสำคัญและลักษณะงานข้อมูลเครื่องเข้ารหัสนี้จะทำหน้าที่แปลงข้อมูลให้อยู่ในรูปที่มีความปลอดภัยจากการปลอมแปลงหรือขโมยข้อมูลไปใช้งานได้ดีขึ้น จากนั้นข้อมูลจะผ่านเครื่องเข้ารหัสช่องสื่อสาร โดยเครื่องเข้ารหัสช่องสื่อสารนี้จะแปลงข้อมูลให้ส่งผ่านช่องสื่อสารโดยมีความผิดพลาดน้อย และเป็นการช่วยเพิ่มอัตราข้อมูล ขั้นตอนการเข้ารหัสช่องสื่อสารนี้จะอยู่ระหว่างการเข้ารหัสแหล่งกำเนิด และการมอดูเลต ซึ่งการเข้ารหัสช่องสื่อสารสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิด คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) การเข้ารหัสรูปคลื่น (Waveform coding) เป็นการสร้างรูปคลื่นใหม่ขึ้นมา เพื่อปรับปรุงคุณสมบัติให้ดีกว่ารูปคลื่นเดิม เช่น การส่งสัญญาณตั้งฉากกัน (Orthogonal) สัญญาณตรงข้ามกัน (Antipodal) สัญญาณตั้งฉากกันสองขั้ว (Biorthogonal)

2) การเข้ารหัสแบบการจัดลำดับโครงสร้างของข้อมูล (Structured Sequences) เป็นการเพิ่มบิตเข้าไปรวมกับบิตของข้อมูล เพื่อช่วยในการตรวจสอบความผิดพลาดของบิตข้อมูลอันเนื่องมาจากสัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณ ตัวอย่างของการเข้ารหัสแบบนี้ เช่น การเข้ารหัสลิเนียร์บล็อก (Linear block code) และการเข้ารหัสประสาน (Convolutional)

ข้อมูลที่ผ่านการเข้ารหัสของสื่อสารแล้วจะถูกมัลติเพล็กซ์จากนั้นสัญญาณจะถูกส่งไปยังการมอดูเลตตามระบบดิจิตอลมอดูเลตแล้วจะผ่านช่องสื่อสาร ซึ่งจะถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนเกาส์เซียน ช่องสื่อสารจะเป็นตัวกลางใดๆก็ได้แล้วแต่ความต้องการของงาน เช่น อากาศ สายไฟ วัสดุ และเส้นใยแก้ว เมื่อข้อมูลมาถึงปลายทางก็จะถูกดีมอดูเลตและดีมัลติเพล็กซ์ จากนั้นจะถูกถอดรหัสของสื่อสาร (Channel decoding) สัญญาณที่ได้ผ่านเครื่องดีคริปเตอร์ (Decryptor) ถ้าใช้เครื่องเอนคริปเตอร์ที่ต้นทาง แล้วจะผ่านการถอดรหัสแหล่งกำเนิดเมื่อได้สัญญาณดิจิตอลแล้วจะถูกแปลงกลับเป็นอนาล็อกหรือคงอยู่ในรูปดิจิตอลแล้วแต่ว่าสัญญาณเดิมที่ส่งเป็นอนาล็อกหรือดิจิตอล



รูปที่ 2.19 แผนภาพบล็อกระบบสื่อสารแบบดิจิตอล

จุดประสงค์ของการเข้ารหัส เพื่อเป็นการเพิ่มความน่าเชื่อถือในการรับส่งข้อมูลในมากขึ้น ดังนั้นรหัสที่สร้างจึงต้องมีการตรวจสอบความผิดพลาดของข้อมูลที่ได้รับเข้ามาว่ามีความผิดพลาด เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่สามารถเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากมหาวิทยาลัยได้

หรือไม่ ถ้าไม่มีความผิดพลาดก็นำข้อมูลที่ได้รับไปประมวลผลในขั้นตอนต่อไป หากเกิดความผิดพลาดขึ้นก็อาจให้ด้านส่งทำการส่งข้อมูลเดิมมาใหม่ในการตรวจสอบความผิดพลาดที่เครื่องรับ นั้นมีวิธีอย่างง่ายที่สามารถจะตรวจสอบได้ว่าข้อมูลที่รับเข้ามาเกิดความผิดพลาดหรือไม่ แต่ไม่สามารถจะบอกได้ว่าผิดพลาดที่ตำแหน่งใด ซึ่งจะเรียกรหัสตรวจสอบความผิดพลาดนี้ว่า รหัสตรวจคู่ (Parity check code) หลักการของรหัสตรวจคู่ คือ จะทำการเติมบิตต่อท้ายข่าวสาร (Information bit) ที่ทางด้านส่งเพื่อให้ผลบวกเลขฐานสองของบิตทั้งหมด (รวมทั้งบิตที่เพิ่มด้วย) เป็น 0 หรือ 1 แล้วแต่ว่าเป็นภาวะคู่หรือภาวะคี่ (Even /Odd parity) บิตที่ทำการเพิ่มเพื่อตรวจสอบความผิดพลาดนี้เรียกว่า บิตตรวจคู่ (Parity check bit) ซึ่งวิธีการดังกล่าวสามารถที่จะทำการตรวจสอบความผิดพลาดของข้อมูลได้ง่ายๆโดยการคำนวณผลบวกเลขฐานสองของจำนวนบิตทั้งหมดที่ได้รับว่าเป็นเลขคู่ 0 หรือเลขคี่ 1 ตามที่ตกลงกันหรือไม่ ถ้าไม่ก็แสดงว่าเกิดความผิดพลาดของข้อมูล สมมติบิตที่ได้รับเป็นชนิดภาวะคู่ และบิตที่ผิดพลาดคือบิตที่ 3 เป็น 1 แทนที่จะเป็น 0 ผลบวกเลขฐานสองของบิตทั้งหมดจะได้ 1 ก็จะทำให้ทราบว่าข้อมูลเกิดความผิดพลาด แต่ไม่สามารถตรวจสอบได้ว่าผิดที่บิตไหน และสังเกตว่ากรณีที่เกิดผิด 2 บิตพร้อมกันก็ไม่สามารถตรวจสอบได้ว่าเกิดผิดผิด ฉะนั้นรหัสตรวจคู่จึงควรใช้ในกรณีที่ไม่ค่อยมีบิตผิดไม่เกินกว่า 1 บิต

## 2.5.2 รหัสลิเนียร์บล็อก (Linear block code)

เป็นรหัสที่ประกอบด้วยเวกเตอร์ที่มีขนาดความยาวจำกัดซึ่งจะถูกเรียกว่า คำรหัส (Code words) ความยาวของคำรหัส คือ จำนวนตัวประกอบทั้งหมดที่มีอยู่ในเวกเตอร์ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ  $n$  โดยตัวประกอบแต่ละตัวจะเรียกว่าบิต ซึ่งคำรหัสมีจะเลือกจากจำนวนตัวเลขทั้งหมด  $q$  หมายเลข ถ้าหากตัวประกอบในเวกเตอร์ประกอบด้วยค่าเพียงสองค่าคือ 1 และ 0 รหัสนี้ถูกเรียกว่า รหัสไบนารี หาก  $q > 2$  รหัสนี้จะถูกเรียกว่า นอนไบนารี

### 2.5.2.1 ค่าพารามิเตอร์ของรหัสลิเนียร์บล็อก

ในการเข้ารหัสของข้อมูลซึ่งมีขนาดความยาวเท่ากับ  $k$  บิต หลังจากผ่านการเข้ารหัส จะได้ความยาวของคำรหัสมีค่าเท่ากับ  $n$  บิต ซึ่งขนาด  $n - k$  บิต เป็นบิตที่เพิ่มรวมเข้าไปกับข้อมูล จะถูกเรียกว่าพาริตีบิตหรือบิตตรวจสอบ โดยรหัสที่ได้จะถูกเรียกว่าเป็น รหัส  $(n, k)$  ซึ่งอัตราส่วนของจำนวนบิตของข้อมูลกับความยาวของคำรหัส  $k/n = R_c$  เรียกว่า อัตราการเข้ารหัส (Code rate)

ตัวพารามิเตอร์มีค่าหนึ่งที่มีความสำคัญของการเข้ารหัส คือ น้ำหนักแฮมมิง (Hamming weight) หมายถึง จำนวนบิตของรหัสซึ่งมีค่าไม่เท่ากับศูนย์ เช่น รหัส 101000 จะมีน้ำหนักเท่ากับ 2 หากมีรหัสลิเนียร์บล็อก 2 คำ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_i = 1\ 0\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0$$

$$C_j = 1\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0$$

ในการหาค่าความแตกต่างระหว่างคำรหัสทั้งสองนี้จะวัดได้จากจำนวนบิตหรือตำแหน่งของบิตที่มีค่าแตกต่างกัน ซึ่งจะเรียกค่าที่ได้ว่าระยะแฮมมิง (Hamming distance) เขียนได้เป็น  $d_{ij}$  โดยที่  $i \neq j$  จากตัวอย่างข้างต้นจะพบว่า ค่าระยะแฮมมิงมีค่าเท่ากับ 4 โดยที่ค่าของระยะแฮมมิงมีค่าระหว่าง  $0 < d_{ij} \leq n$  ค่าที่ต่ำสุดของ  $d_{ij}$  สำหรับคำรหัสใดๆจะเรียกว่า ระยะความแตกต่างต่ำสุด (Minimum distance) ของรหัส เขียนได้เป็น  $d_{\min}$

### 2.5.2.2 ความสามารถในการตรวจสอบและแก้ไขความผิดพลาดของข้อมูลของรหัสลิเนียร์บล็อก

รหัสลิเนียร์บล็อกสามารถตรวจสอบและแก้ไขความผิดพลาดของข้อมูลได้โดยการตรวจสอบกับซินโดรม ( $S = RH^T$ ) ว่าถ้า  $S = 0$  ก็แสดงว่ารหัสที่ได้รับนั้นไม่ผิดพลาดและถ้า  $S \neq 0$  ก็แสดงว่ารหัสที่ได้รับผิดพลาด ซึ่งพบว่ารหัสลิเนียร์บล็อกสามารถตรวจสอบและแก้ไขบิตที่ผิดพลาดได้ ในการศึกษาความสามารถในการตรวจสอบและแก้ไขความผิดพลาดของข้อมูลของรหัสลิเนียร์บล็อกนั้นจะต้องใช้สิ่งเหล่านี้วัดความสามารถดังกล่าว เช่น น้ำหนักแฮมมิง (Hamming weight) ของคำรหัส และค่าระยะแฮมมิง (Hamming distance) ระหว่างคำรหัส 2 คำ ซึ่งกล่าวไว้ในตอนต้นในรูปที่ 2.20 แสดงถึงค่าระยะแฮมมิงของรหัสสองรหัส คือ  $U$  และ  $V$  โดยจุดดำที่อยู่บนเส้นหมายถึงการที่ค่าของรหัสถูกรบกวนจากรูปที่ 2.20ก แสดงถึงด้านรับรับสัญญาณที่เวกเตอร์  $r_1$  ซึ่งมีระยะห่างจาก  $U$  เท่ากับ 1 และระยะห่างจาก  $V$  เท่ากับ 4 การแก้ไขความผิดพลาดทำได้โดยอาศัยความน่าจะเป็นที่จะเกิดขึ้นได้มากที่สุดนั่นคือ ในกรณีนี้จะทำการเลือกสัญญาณ  $U$  เมื่อได้รับ  $r_1$  นั่นคือ  $r_1$  เกิดจากการที่เกิดความผิดพลาดขึ้น 1 บิต จากการส่งสัญญาณ  $U$  ในระหว่างการส่งสัญญาณ แต่ทางด้านรับก็สามารถที่จะแก้ไขความผิดพลาดนี้ได้ เช่นเดียวกันหากเกิดความผิดพลาดขึ้น 2 บิต เนื่องจากการส่งสัญญาณ  $U$  ซึ่งผลทำให้ด้านรับรับสัญญาณ  $r_2$  ซึ่งจะมีระยะห่างจาก  $U$  เท่ากับ 2 และระยะห่างจาก  $V$  เท่ากับ 3 ดังแสดงในรูป 2.20ข การถอดรหัสยังคงเลือกว่าสัญญาณ  $r_2$  ที่ได้รับเกิดจากการส่งสัญญาณ  $U$  นั่นเอง ในกรณีที่เกิดความผิดพลาดขึ้น 3 บิตของการส่งสัญญาณ  $U$  ซึ่งด้านรับรับได้เวกเตอร์  $r_3$  ซึ่งจะมีระยะห่างจาก  $U$  เท่ากับ 3 และห่างจาก  $V$  เท่ากับ 2 ซึ่งแสดงดังรูป 2.20ค ในกรณีนี้ตัวถอดรหัสจะทำการเลือกสัญญาณ  $V$  ว่าเป็นสัญญาณที่ส่งมาจากด้านส่ง นั่นคือเกิดความผิดพลาดในการถอดรหัส

จากรูปที่ 2.20 สามารถสรุปได้ว่า การตรวจสอบความผิดพลาดจะสามารถตรวจสอบได้ในกรณีที่มีความผิดพลาดเกิดขึ้น 1, 2, 3 และ 4 บิต ซึ่งแสดงเป็นจุดสีดำ ในกรณีที่ความผิดพลาดเกิดขึ้น 5 บิต เป็นผลทำให้ด้านรับจะรับสัญญาณเวกเตอร์  $V$  จากการส่งสัญญาณเวกเตอร์  $U$  ซึ่งเมื่อเกิดเหตุการณ์นี้ขึ้น ด้านรับจะไม่สามารถตรวจสอบความผิดพลาดที่เกิดขึ้นได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์หรือเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาวิจัยเท่านั้น ไม่สามารถนำข้อมูลไปเผยแพร่หรือใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสาร

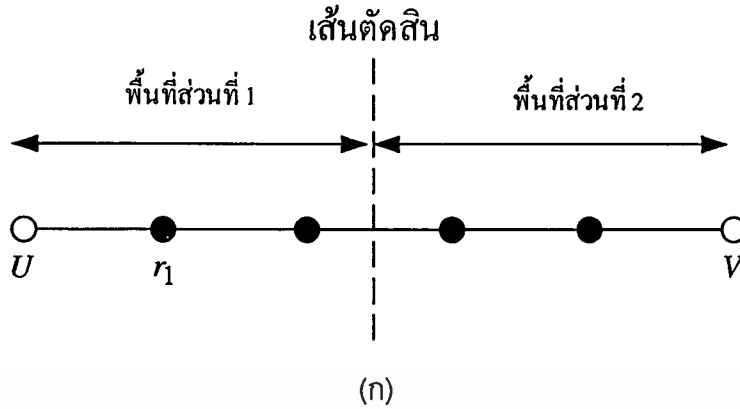
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เห็นได้ว่าความสามารถในการตรวจสอบและแก้ไขความผิดพลาดของการเข้ารหัสจะมีความสัมพันธ์กับระยะความแตกต่างต่ำสุดระหว่างรหัสเวกเตอร์ทั้งสองจากรูปที่ 2.20 หากเวกเตอร์ด้านรับ  $r$  อยู่ในพื้นที่ส่วนที่ 1 จะทำการเลือกสัญญาณ  $U$  เป็นสัญญาณด้านส่ง หากเวกเตอร์ด้านรับ  $r$  อยู่ในพื้นที่ส่วนที่ 2 จะทำการเลือกสัญญาณ  $V$  เป็นสัญญาณด้านส่ง จะพบว่าเวกเตอร์  $U$  และ  $V$  จะมีระยะความแตกต่างต่ำสุด ( $d_{\min}$ ) เท่ากับ 5 ซึ่งจะสามารถแก้ไขความผิดพลาดได้ 2 ตำแหน่ง ดังนั้นความสามารถในการแก้ไขความผิดพลาดของรหัสจะมีค่าเท่ากับ

$$t = \left\lfloor \frac{d_{\min} - 1}{2} \right\rfloor \quad (2.29)$$

โดย  $\lfloor x \rfloor$  หมายถึง ค่าจำนวนเต็มที่มากที่สุดแต่มีค่าเกิน  $x$





รูปที่ 2.20 การตรวจสอบและแก้ไขความผิดพลาด

### 2.5.3 รหัสการประสาน (Convolution code)

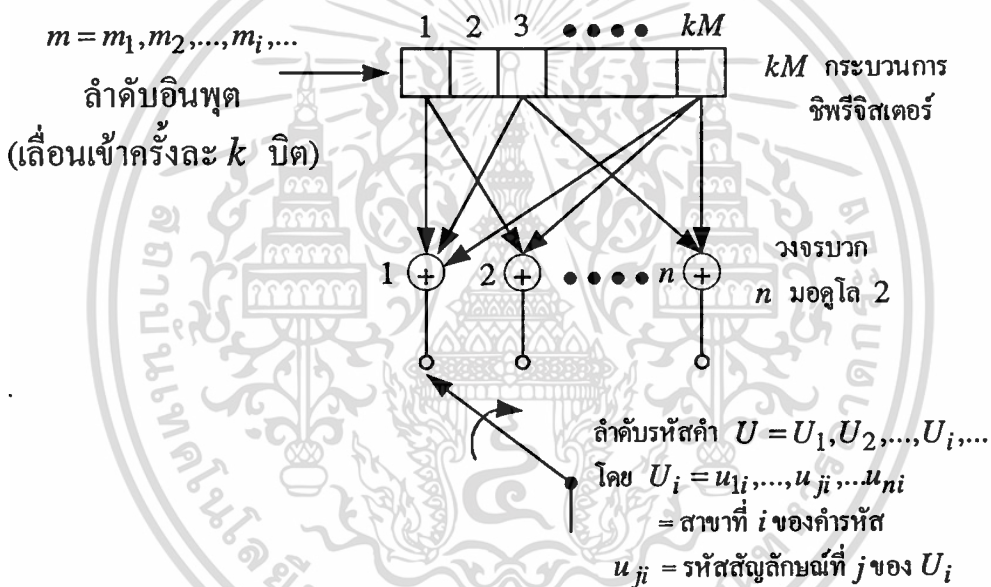
จากที่กล่าวในตอนต้น การเข้ารหัสของสัญญาณแบ่งเป็น 2 ชนิดคือแบบลิเนียร์บล็อกและรหัสการประสาน โดยรหัสลิเนียร์บล็อกตัวแปรที่สำคัญคือจำนวนบิตของข้อมูลอินพุต  $k$  และจำนวนของบิตคำรหัส  $n$  โดยอัตราส่วนของตัวแปรทั้งสองเรียก อัตราการเข้ารหัส ในส่วนของรหัสการประสานจะอธิบายอยู่ในรูปของตัวแปร 3 ตัว คือ  $n$ ,  $k$  และ  $M$  โดยอัตราส่วนของ  $k/n$  ยังคงเรียกว่าอัตราการเข้ารหัส ส่วนตัวแปร  $M$  จะเรียกว่าความยาวคอนสเตรินท์ (Constraint length) ซึ่งหมายถึงจำนวนของขั้นตอนกระบวนการในการเข้ารหัสของซีพรีจิสเตอร์ สิ่งที่แตกต่างกันระหว่างรหัสลิเนียร์บล็อกและรหัสการประสานที่สำคัญ คือ การเข้ารหัสของรหัสการประสานจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีหน่วยความจำ โดยที่จำนวน  $n$  บิตเอาต์พุตของรหัสการประสาน ไม่เพียงขึ้นอยู่กับอินพุต  $k$  เท่านั้น แต่ยังขึ้นอยู่กับอินพุตก่อนหน้านั้น  $M - 1$  บิต

### 2.5.3.1 หลักการเข้ารหัสการประสาน

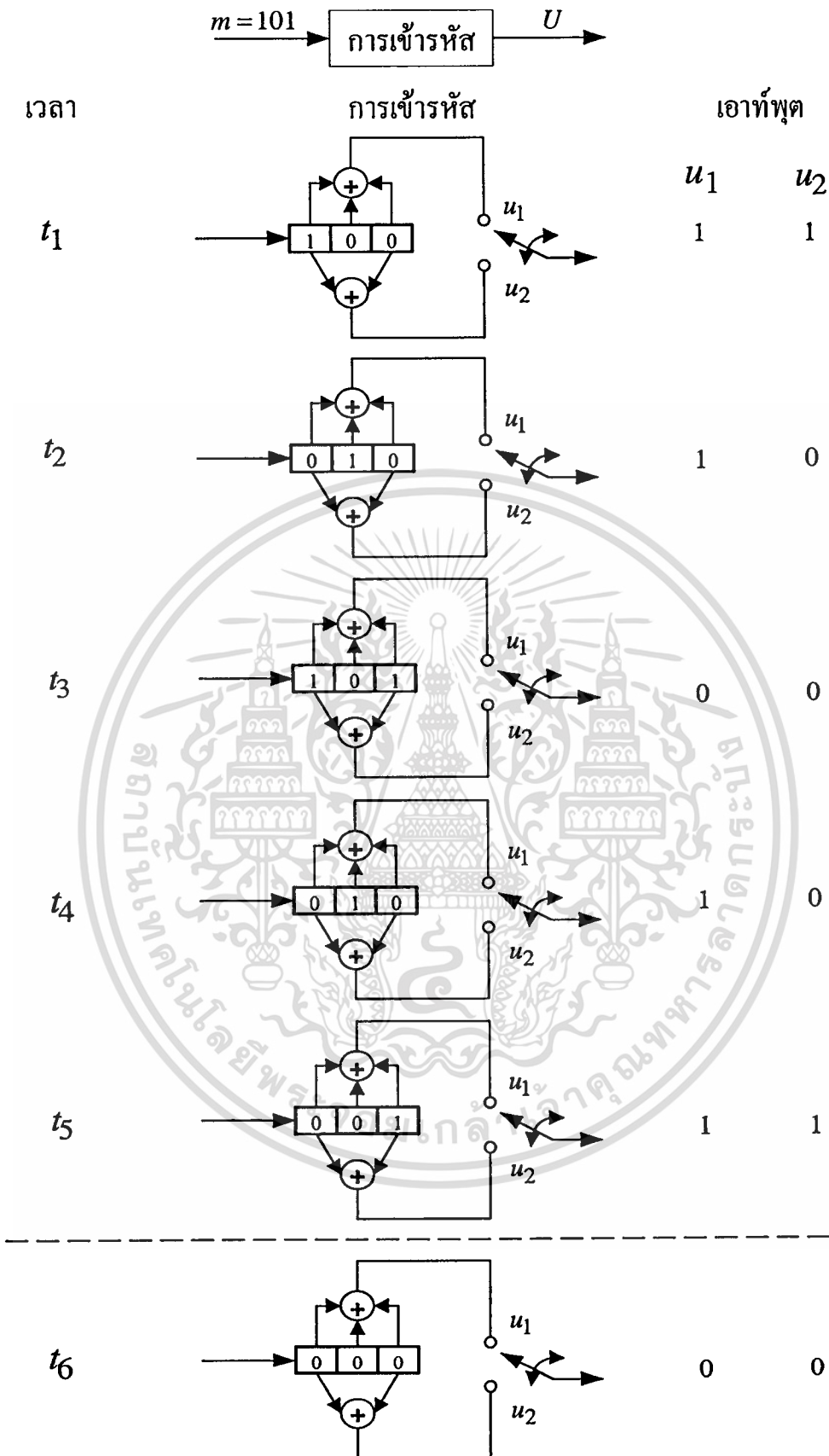
การเข้ารหัสโดยทั่วไปของรหัสการประสานแสดงได้ดังรูปที่ 2.21 โดยมีชิพรีจิสเตอร์  $kM$  ชั้น และเป็นมีวงจรวกกันแบบมอดูโล 2 (modulo-2)  $n$  ตัว โดยที่  $M$  เป็นความยาวคอนสเตรินท์ โดยแต่ละครั้งที่อินพุต  $k$  บิตถูกเลื่อนเข้ามายังรีจิสเตอร์  $k$  ชั้น บิตที่อยู่ในชิพรีจิสเตอร์จะถูกเลื่อนไปทางขวาและเอาต์พุตของวงจรวกกันจะถูกเลือก เพื่อเป็นรหัสสัญลักษณ์ (Code symbols) สัญลักษณ์ที่ได้จะผ่านวงจรมอดูเลตเพื่อเปลี่ยนเป็นรูปคลื่นเพื่อที่จะทำการส่งออกไปตามช่องสัญญาณ



รูปที่ 2.21 การเข้ารหัสการประสานด้วยความยาวคอนสเตรินท์  $M$  และอัตราการเข้ารหัส  $k/n$

ในที่นี้จะทำการพิจารณาที่อินพุตบิตถูกชิพเข้าไปทีละ 1 บิต และเอาต์พุตที่ได้แต่ละข่าวสารจะมีความยาว  $n$  บิต ดังนั้นอัตราการเข้ารหัสมีค่า  $1/n$  โดย  $n$  คือ รหัสสัญลักษณ์ (code symbol) ที่เกิด ณ เวลา  $t_i$  ซึ่งประกอบด้วยคำสาขา (branch word) ที่  $i$   $U_i = u_{1i}, u_{2i}, \dots, u_{ni}$  โดย  $u_{ji}$  ( $j = 1, 2, \dots, n$ ) คือ รหัสสัญลักษณ์ที่  $j$  ของคำสาขาที่  $i$





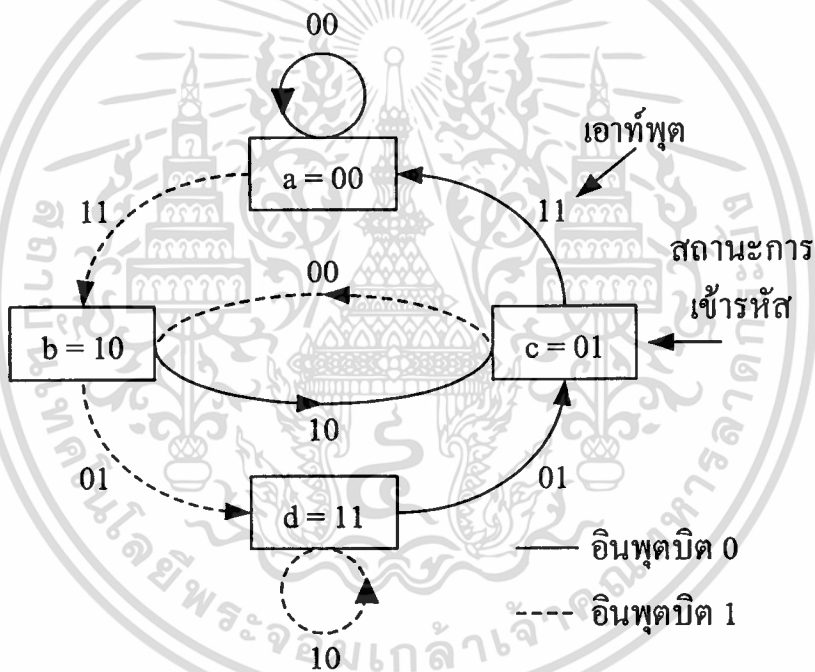
ลำดับเอาต์พุต: 11 10 00 10 11

รูปที่ 2.23 ขั้นตอนการเข้ารหัสการประสานอัตราเข้ารหัส 1/2 ความยาวคอนสเตรนต์  $M = 3$   
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการอธิบายการเข้ารหัสประสานโดยทั่วไปสามารถอธิบายได้ 3 วิธี คือ แผนภาพต้นไม้ แผนภาพ Trellis และแผนภาพสเต็ม ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อต่อไป

### 2.5.3.2 แผนภาพสเต็ม (State Diagram)

ในการเข้ารหัสการประสานจะเกิดสถานะของรีจิสเตอร์ ซึ่งมีผลกับสัญญาณเอาต์พุต  $M-1$  สถานะ โดยเมื่อนำสถานะดังกล่าวมาเขียนเป็นแผนภาพบล็อก และเชื่อมต่อกันเป็นเส้นเข้าด้วยกันจะได้แผนภาพสเต็มโดยเส้นทางการเชื่อมต่อระหว่างสถานะต่างๆจะหมายถึงเอาต์พุตของค่าสาขาซึ่งเป็นผลมาจากการเปลี่ยนจากสถานะหนึ่งไปเป็นอีกสถานะหนึ่ง ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูป 2.24 ซึ่งสถานะในรีจิสเตอร์ประกอบด้วย  $a=00$ ,  $b=10$ ,  $c=01$  และ  $d=11$  ในการเปลี่ยนสถานะนั้นสามารถทำได้จากอินพุตที่เข้ามา ในกรณีที่เส้นประ หมายถึง อินพุต 0 ส่วนที่เป็นเส้นทึบ หมายถึง อินพุต 1



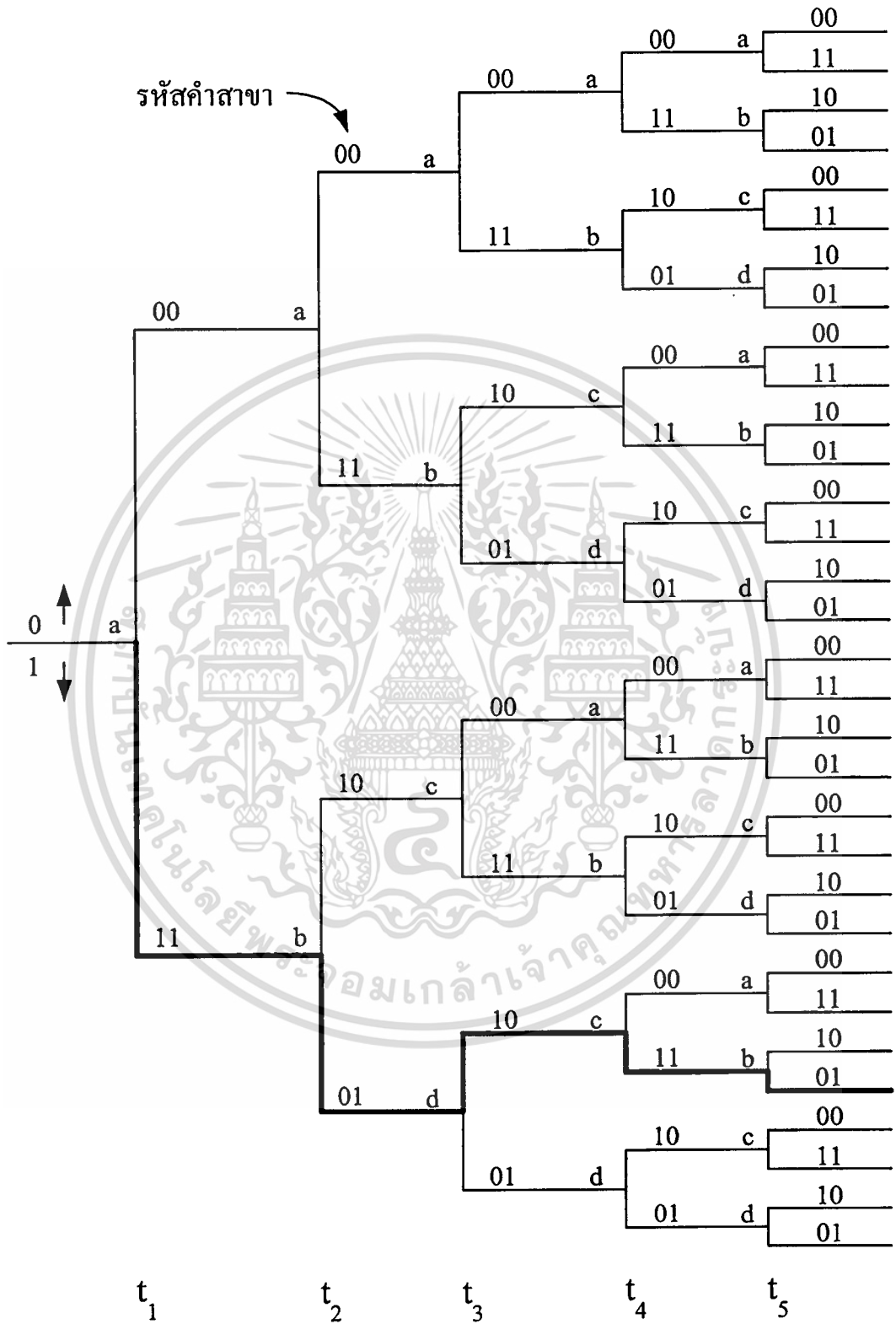
รูปที่ 2.24 แผนภาพสเต็มของการเข้ารหัสการประสานด้วยอัตราเข้ารหัส  $1/2$  และ  $M=3$

### 2.5.3.3 แผนภาพต้นไม้ (Tree Diagram)

ถึงแม้ว่าแผนภาพสเต็มจะอธิบายถึงการเข้ารหัสการประสานได้ดี แต่เนื่องจากแผนภาพสเต็มไม่สามารถอธิบายสถานะในแต่ละเวลาที่เปลี่ยนไป ดังนั้นจึงมีการนำเสนอแผนภาพต้นไม้ซึ่งแผนภาพต้นไม้แสดงดังรูปที่ 2.25 โดยเมื่ออินพุตมีค่าเป็น 0 สาขาของค่าจะอยู่ที่สาขาทางขวามือด้านบนแต่เมื่ออินพุตมีค่าเป็น 1 สาขาของค่าจะอยู่ที่สาขาทางขวามือด้านล่างโดยสมมติว่าในสถานะเริ่มต้นมีค่าเป็น 0 หากเมื่ออินพุตมีค่าเป็น 0 เข้ามา เอาต์พุตค่าสาขาที่ได้มีค่าเป็น 00 แต่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หากอินพุตมีค่าเป็น 1 เออร์พุดค่าสาขาจะมีค่าเป็น 11 จากรูป 2.25 แสดงอินพุตบิตมีค่า 1 1 0 1 1 โดยเออร์พุดที่ได้แสดงได้ดังเส้นทึบ ซึ่งทำให้ลำดับรหัสคำมีค่าเป็น 1 1 0 1 0 1 0 0 0 1

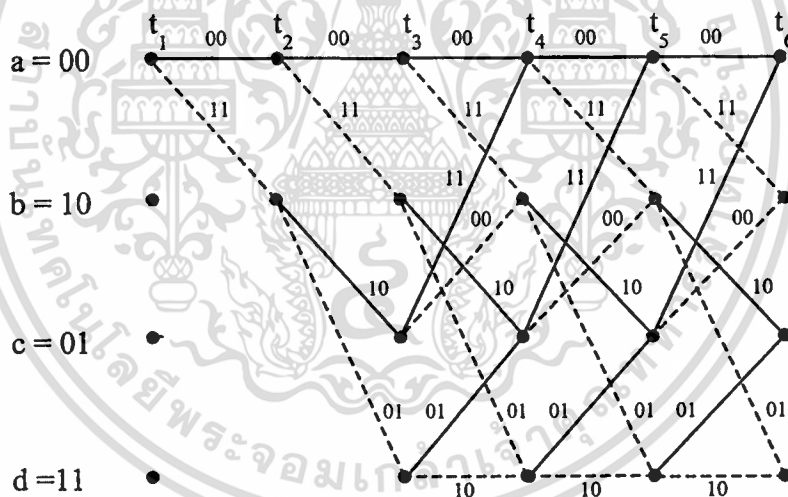


รูปที่ 2.25 แผนภาพต้นไม้ของการเข้ารหัสการประสานด้วยอัตราการเข้ารหัส 1/2 และ  $M = 3$  เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตามปัญหาที่เกิดขึ้นของแผนภาพต้นไม้คือ แผนภาพต้นไม้ไม่สามารถอธิบายลำดับที่มีความยาวมากๆ โดยจำนวนของสาขาจะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วยฟังก์ชัน  $2^n$  โดย  $n$  คือจำนวนบิตของลำดับอินพุต

#### 2.5.3.4 แผนภาพ Trellis (Trellis Diagram)

จากรูปที่ 2.25 จะพบว่าเมื่อเวลา  $t_4$  โครงสร้างจะซ้ำแบบเดิม นั่นคือ โครงสร้างจะซ้ำเดิมหลังจากสาขาที่ 3 (โดยทั่วไปเป็นหลังจากสาขาที่  $M$  โดย  $M$  เป็นความยาวคอนสเตรนธ์) โดยแต่ละโหนดของแผนภาพต้นไม้จะสอดคล้องกับสถานะต่างๆ 4 สถานะในซีพรีจิสเตอร์ คือ  $a=00$ ,  $b=10$ ,  $c=01$  และ  $d=11$  โดยที่เวลา  $t_1$  สาขาแรกจะทำให้เกิดโหนด 2 โหนด คือ  $a$  และ  $b$  และแต่ละสาขาต่อไปก็จะเกิดโหนด 2 โหนดเช่นเดียวกัน โดยที่สาขาที่ 2 ณ เวลา  $t_2$  ทำให้เกิดโหนด  $a, b, c$  และ  $d$  และสาขาที่ 3 จะมีทั้งหมด 8 โหนด โดยเป็นโหนด  $a, b, c$  และ  $d$  อย่างละ 2 โหนด จะเห็นได้ว่าสาขาที่เกิดขึ้นจะมีสถานะซ้ำแบบเดิมและครึ่งบนและครึ่งล่างของแผนภาพต้นไม้จะมีค่าเหมือนกัน ดังนั้นเมื่อนำมาเขียนแผนภาพใหม่ ซึ่งแสดงได้รูปที่ 2.26 จะเรียกแผนภาพนี้ว่า แผนภาพ Trellis



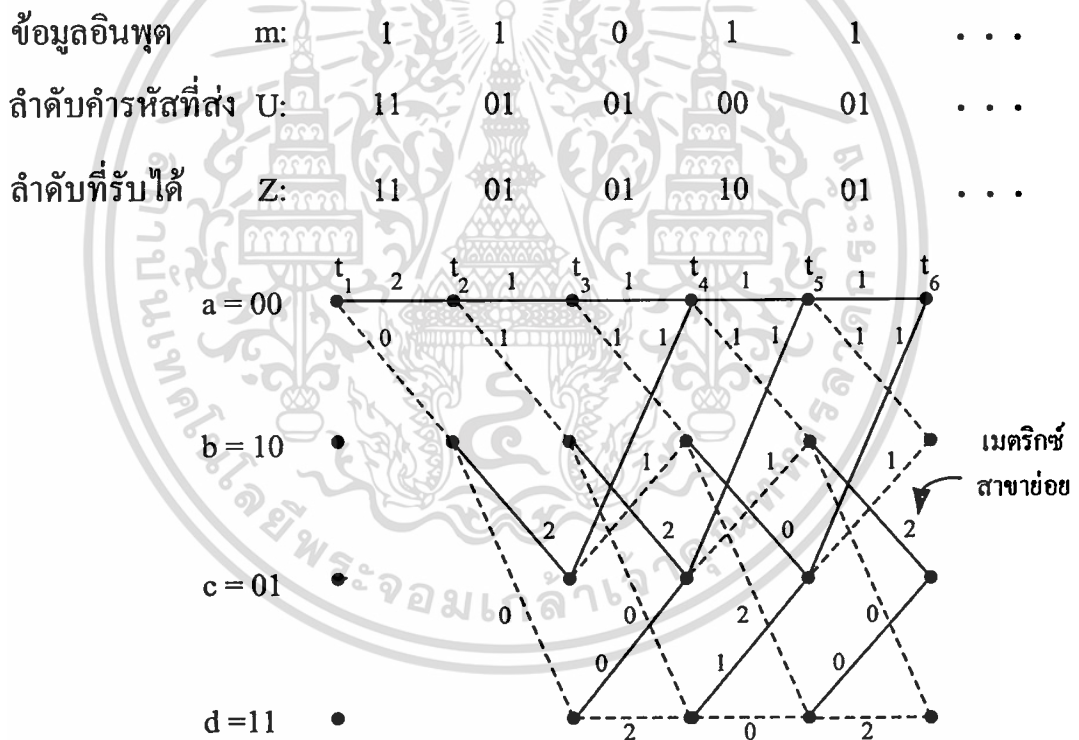
รูปที่ 2.26 แผนภาพ Trellis ของการเข้ารหัสการประสานอัตราการเข้ารหัส  $1/2$  และ  $M=3$

เช่นเดียวกับกับแผนภาพสเตจเส้นทึบหมายถึง เออร์พุดที่เกิดจากอินพุตบิตที่มีค่า 0 และเส้นปะหมายถึง เออร์พุดที่เกิดจากอินพุตบิตที่มีค่า 1 โดย Trellis จะมีโหนดทั้งหมด  $2^{M-1}$  โหนด แต่ละโหนดของ Trellis หมายถึง สถานะต่างๆ เช่น  $a=00$ ,  $b=10$ ,  $c=01$  และ  $d=11$  จากรูปที่ 2.26 แผนภาพ Trellis จะมีโครงสร้างที่ซ้ำแบบเดิมหลังจากผ่านไป 3 สาขา นั่นคือ ที่เวลา  $t_4$

เอาท์พุทในแต่ละคำสาขาคือ การเปลี่ยนสถานะจากสถานะหนึ่งเป็นอีกสถานะหนึ่งซึ่งแสดงได้ตามสาขาของ Trellis ตามรูป 2.26

### 2.5.3.5 การถอดรหัสการประสานด้วยวิธี Viterbi

การถอดรหัสด้วยวิธี Viterbi จะทำการเปรียบเทียบเส้นทางที่แตกต่างกัน 2 เส้นทางที่ให้สถานะของรีจิสเตอร์เดียวกัน โดยเส้นทางที่ดีที่สุดจะถูกเลือกและจะถูกเรียกว่า เส้นทางที่เหลืออยู่ (surviving path) จากรูปที่ 2.22 สามารถจะนำมาเขียนการเข้ารหัสแผนภาพ Trellis ได้ดังรูป 2.27 โดยหมายเลขที่เขียนบนสาขา Trellis ในแต่ละเวลา  $t_i$  จะเป็นระยะห่างแฮมมิงระหว่างรหัสสัญลักษณ์ที่รับได้กับคำสาขาค่าที่ได้จากการเข้ารหัส Trellis โดยรูป 2.27  $m$  เป็นลำดับบิตอินพุต  $U$  เป็นลำดับบิตรหัสที่ส่งจากด้านส่ง และ  $Z$  แทนลำดับที่รับได้

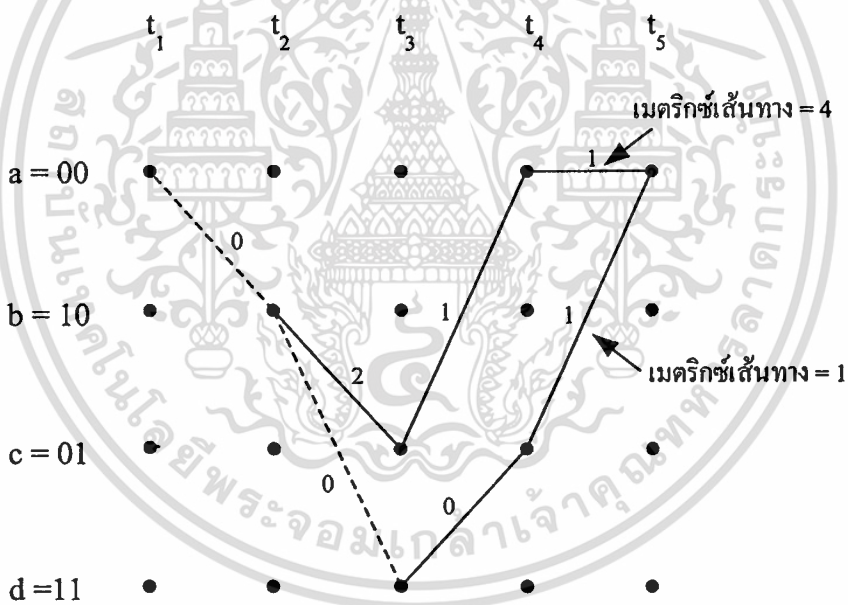


รูปที่ 2.27 การถอดรหัสโดยใช้แผนภาพ Trellis ของการเข้ารหัสการประสานด้วยอัตราการเข้ารหัส 1/2 และ  $M = 3$

จากรูปที่ 2.27 ลำดับที่รับได้  $Z$  ณ.เวลา  $t_1$  มีค่าเป็น 11 เมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 2.26 ซึ่งเปลี่ยนจากสถานะ  $00 \rightarrow 00$  จะได้เอาท์พุทคำสาขาคือ 00 ซึ่งทำให้มีความแตกต่างระยะแฮมมิงเท่ากับ 2 และการเปลี่ยนจากสถานะ  $00 \rightarrow 10$  ณ.เวลา  $t_1$  ได้เอาท์พุทคำสาขาคือ 11 ซึ่งจะเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สอดคล้องกับรหัสที่รับได้นั้นคือมีค่าความแตกต่างระยะแฮมมิงเท่ากับ 0 ซึ่งจะทำการเปรียบเทียบ  
 แบบนี้ไปเรื่อยในแต่ละช่วงเวลา  $t_i$  ในกระบวนการถอดรหัสโดยใช้เมตริกซ์ของความแตกต่างระยะ  
 แฮมมิงตลอดเส้นทาง Trellis นี้ เพื่อจะหาเส้นทางที่น่าจะเป็นไปได้มากที่สุด หรือเส้นทางที่ให้ค่า  
 ความแตกต่างของระยะแฮมมิงต่ำสุด

พื้นฐานการถอดรหัสด้วยวิธี Viterbi คือ เมื่อมีเส้นทางสองเส้นทางของ Trellis ที่มาพบ  
 กันที่สถานะเดียวกันจะมีเส้นทางหนึ่งจะไม่ถูกนำมาพิจารณาอีก ในรูปที่ 2.28 แสดงสองเส้นทาง  
 ที่มาพบกันที่เวลา  $t_5$  ณ. สถานะ 00 ซึ่งจะต้องทำการพิจารณาเมตริกซ์ความแตกต่างของระยะ  
 แฮมมิงโดยรวมระหว่างสองเส้นทาง ซึ่งจะเป็นผลรวมของเมตริกซ์ความแตกต่างของระยะแฮมมิง  
 ในแต่ละช่วงเวลา  $t_i$  จะพบว่าจากรูปที่ 2.28 ในเส้นทางบนจะให้ผลรวมของเมตริกซ์ความแตกต่าง  
 ของระยะแฮมมิงเท่ากับ 4 และเส้นทางล่างได้ผลรวมของเมตริกซ์ความแตกต่างของระยะแฮมมิง  
 เท่ากับ 1 แสดงว่าเส้นทางด้านบนจะไม่ถูกนำมาพิจารณาอีก เนื่องจากให้ค่าเมตริกซ์ความแตกต่าง  
 ของระยะแฮมมิงมากกว่าเส้นทางด้านล่าง

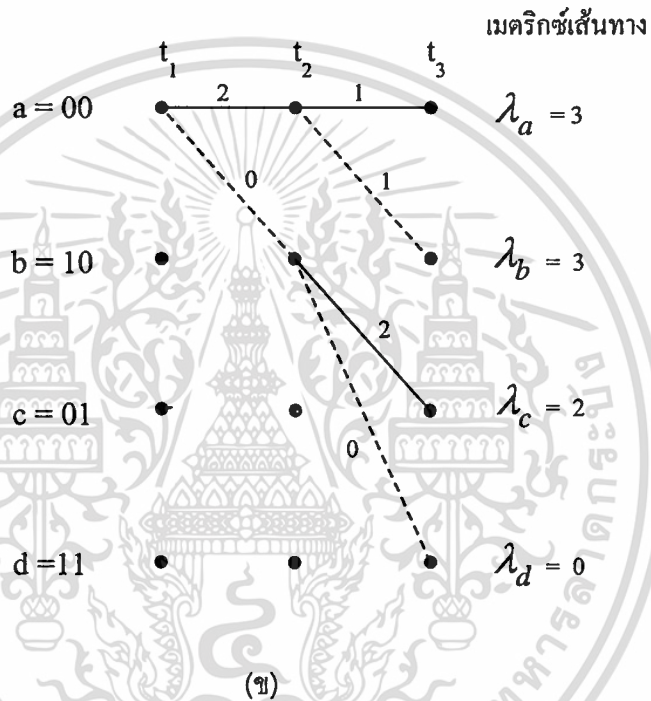
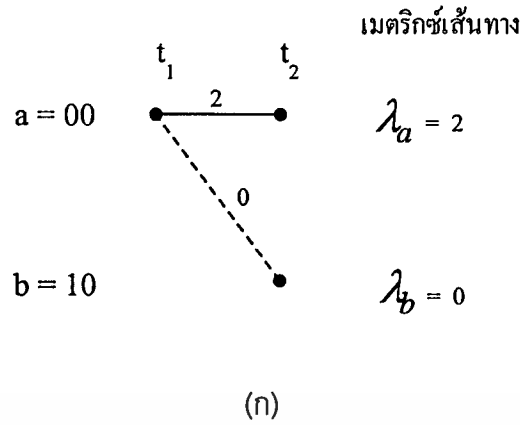


รูปที่ 2.28 เมตริกซ์เส้นทางสองเส้นทางที่มาพบกัน

ในกระบวนการถอดรหัสด้วยวิธี Viterbi จะทำการคำนวณเมตริกซ์ระหว่างสองเส้นทางที่  
 มาถึงสถานะเดียวกัน จากนั้นจะทำการกำจัดเส้นทางหนึ่งทิ้งไป โดยในการคำนวณดังกล่าวจะทำ  
 ในแต่ละโหนด ณ.เวลา  $t_i$  จากนั้นจึงจะถอดรหัส ณ.เวลาถัดไปซึ่งจะทำกระบวนการดังกล่าวซ้ำอีก  
 ซึ่งรูปที่ 2.29 แสดงขั้นตอนการถอดรหัสด้วยวิธี Viterbi โดยสมมติให้ข้อมูลอินพุตเป็น  $m$  รหัสคำ  
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

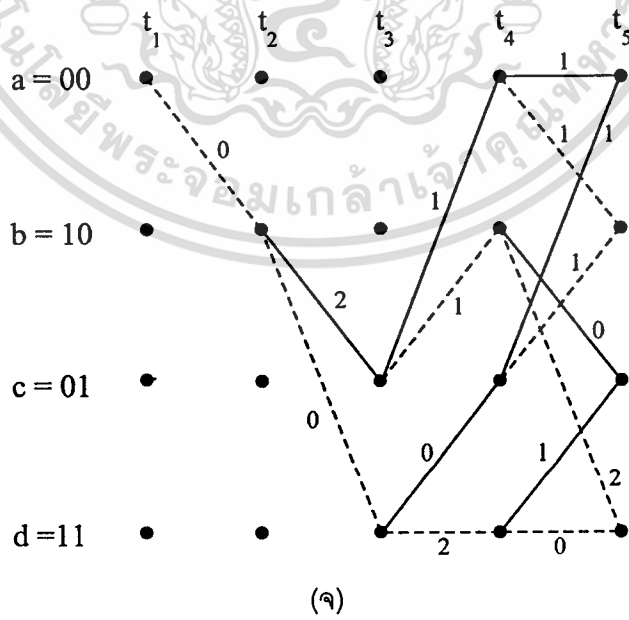
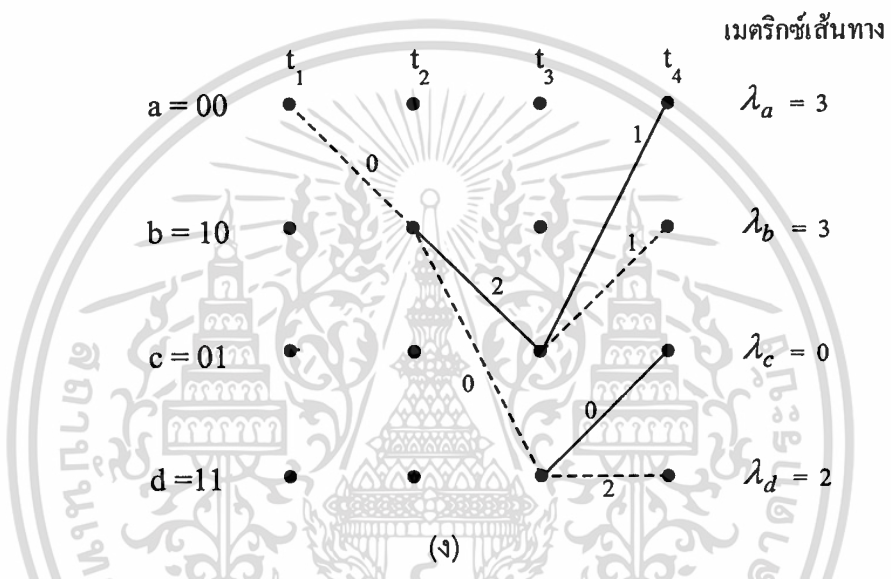
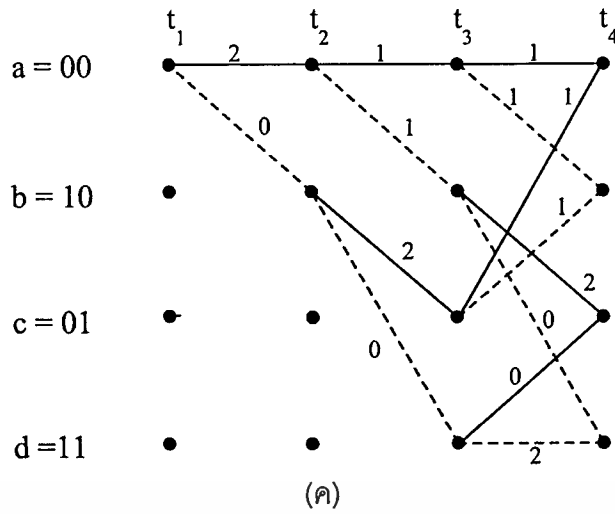
เป็น  $U$  และลำดับที่รับได้  $Z$  เช่นเดียวกับรูปที่ 2.27 เมื่อเวลา  $t_1$  ด้านรับรับได้ 11 จากรูปที่ 2.29ก มีเปลี่ยยนจากสถานะ  $00 \rightarrow 00$  และ  $00 \rightarrow 10$  ซึ่งจะมีเมตริกซ์สาขาเท่ากับ 2 และ 0 ตามลำดับ ต่อมาที่เวลา  $t_2$  ในแต่ละสถานะจะมีสาขาอย่างละ 2 สาขาซึ่งแสดงได้ดังรูป 2.29ข โดยผลรวมของเมตริกซ์ของแต่ละสาขามีค่าเป็น  $\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$  และ  $\lambda_d$  ที่เวลา  $t_3$  ในแต่ละสถานะยังคงมีอีก 2 สาขา ซึ่งแสดงได้ดังรูป 2.29ค เป็นผลทำให้แต่ละโหนดจะมีเส้นทางที่มาถึง 2 เส้นทาง จากที่กล่าวไว้ในตอนต้น เส้นทางที่ให้ค่าผลเมตริกซ์เส้นทางมากที่สุดจะถูกกำจัดออกไป เส้นทางที่เหลืออยู่แสดงได้ดังรูป 2.29ง ซึ่งเมื่อถึงกระบวนการนี้จะพบว่าที่เวลาระหว่าง  $t_1$  และ  $t_2$  ตัวถอดรหัสจะเลือกเส้นทาง  $00 \rightarrow 10$  เนื่องจากการเปลี่ยนสถานะดังกล่าวเกิดจากอินพุตที่มีค่าบิตเป็น 1 ดังนั้นตัวถอดรหัสจึงถอดรหัสได้บิตแรกคือ 1 จะพบว่าการถอดรหัสบิตแรกนั้นจะทำได้เมื่อเวลาผ่านไปช่วงเวลานี้

ในแต่ละกระบวนการถอดรหัสแต่ละโหนดจะมีเส้นทางที่มาถึง 2 เส้นทาง ซึ่งรูปที่ 2.29จ แสดงเส้นทางที่มาถึงโหนดเมื่อเวลา  $t_5$  ซึ่งจะเส้นทางหนึ่งถูกกำจัด เส้นทางที่เหลือแสดงได้ดังรูป 2.29ฉ จะเห็นได้ว่ายังไม่สามารถที่จะถอดรหัสบิตที่สองได้ รูปที่ 2.29ข และรูปที่ 2.29ช แสดงเส้นทางที่มาถึงโหนดและเส้นทางที่เหลือเมื่อเวลา  $t_6$  พบว่าสามารถทำการถอดรหัสบิตที่สองได้ ซึ่งมีค่าเป็น 1 ซึ่งจะทำให้การถอดรหัสในลักษณะเช่นนี้ไปจนกว่าจะถอดรหัสได้ครบ



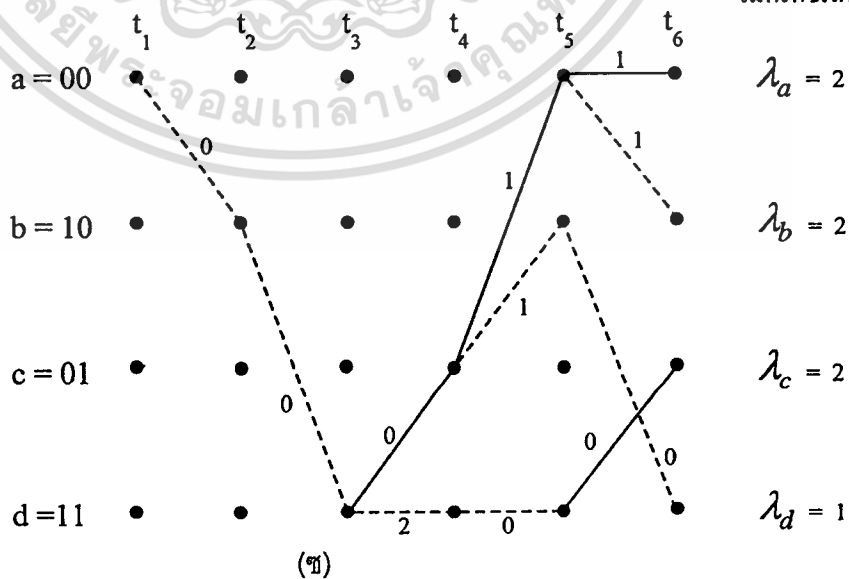
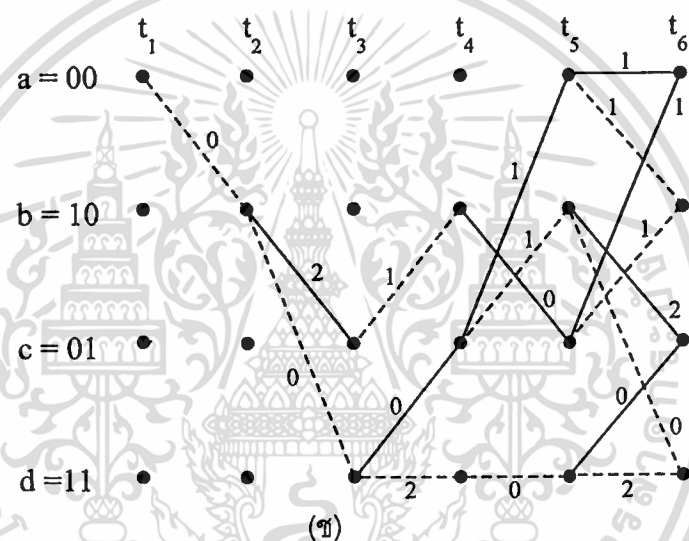
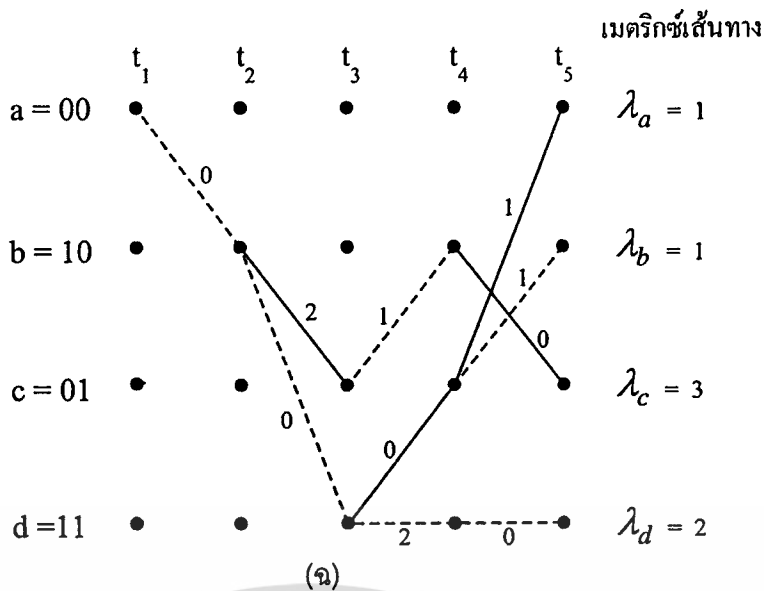
รูปที่ 2.29 การเลือกเส้นทางที่เหลืออยู่ (ก) เส้นทางที่เหลือเมื่อเวลา  $t_2$  (ข) เส้นทางที่เหลือเมื่อเวลา  $t_3$  (ค) การเปรียบเทียบเมตริกซ์เมื่อเวลา  $t_4$  (ง) เส้นทางที่เหลือเมื่อเวลา  $t_4$  (จ) การเปรียบเทียบเมตริกซ์เมื่อเวลา  $t_5$  (ฉ) เส้นทางที่เหลือเมื่อเวลา  $t_5$  (ช) การเปรียบเทียบเมตริกซ์เมื่อเวลา  $t_6$  (ซ) เส้นทางที่เหลือเมื่อเวลา  $t_6$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.29 (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



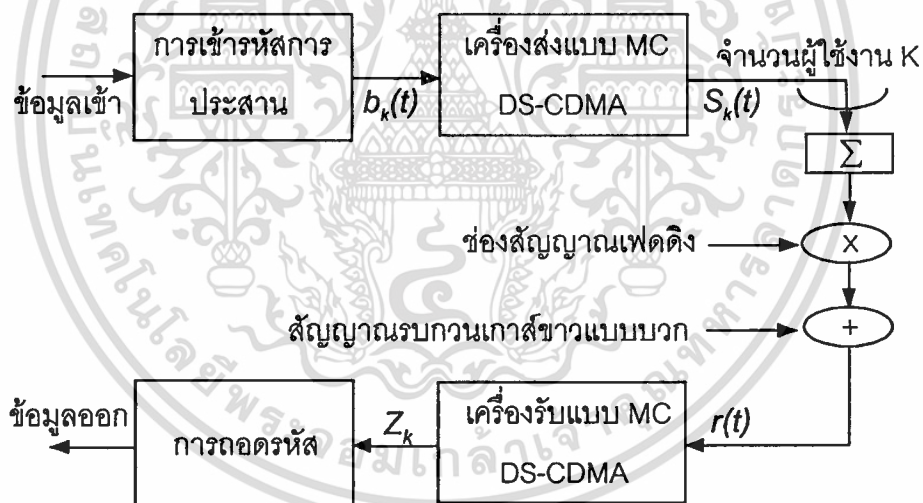
รูปที่ 2.29 (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

## อัตราความผิดพลาดบิตของระบบการเข้าถึงหลายทางแบบ การแบ่งรหัสลำดับโดยตรงในช่องสัญญาณเฟดดิ้ง Nakagami โดยใช้เทคนิคการเข้ารหัสและมอดูเลตแบบ หลายคลื่นพาห์

ระบบ MC DS-CDMA ที่ทำการศึกษานี้จะแบ่งเป็น 2 ส่วนคือระบบ MC DS-CDMA ในช่องสัญญาณเฟดดิ้ง Nakagami ที่ไม่ได้ทำการเข้ารหัสช่องสัญญาณกับระบบที่ทำการเข้ารหัสช่องสัญญาณ ซึ่งสามารถแบ่งระบบที่ทำการศึกษานี้ได้เป็น 3 ส่วนคือ ภาคส่ง ช่องสัญญาณและภาครับ แสดงด้วย บล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 แบบจำลองของระบบที่ทำการศึกษา

### 3.1 แบบจำลองเครื่องส่ง

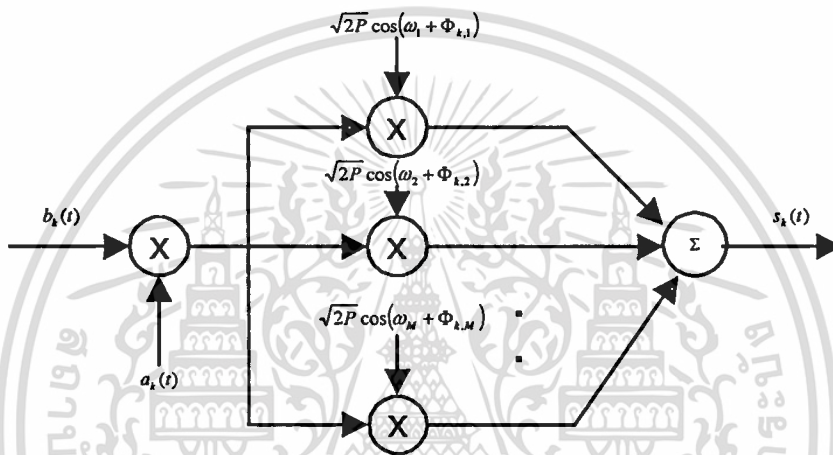
ระบบ MC DS-CDMA ที่ทำการศึกษากำหนดให้มีจำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ  $K$  และกำหนดให้ข้อมูลกับรหัสการแผ่สเปกตรัมที่พิจารณาเป็นแบบเลขฐานสองหลักการของ MC DS-CDMA จะนำลำดับรหัส (Code Sequence :  $a_k(t)$ ) มาทำการคูณกันกับลำดับข้อมูล (Data Sequence :  $b_k(t)$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากนั้นทำการมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสฐานสอง ( Binary phase shift keying ) กับจำนวนคลื่นพาห์ทั้งหมด  $M$  โดยคลื่นพาดังกล่าวมีคุณสมบัติเชิงตั้งฉากซึ่งกันและกัน [6]

$$\int_0^T \cos(\omega_i t + \Phi_i) \cos(\omega_j t + \Phi_j) dt = 0 \text{ เมื่อ } i \neq j \quad (3.1)$$

แบบจำลองเครื่องส่ง MC DS-CDMA สำหรับผู้ใช้งานที่  $k$  แสดงดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 แบบจำลองเครื่องส่ง MC DS-CDMA ที่ศึกษา

สัญญาณที่ถูกส่งออกไปสำหรับผู้ใช้งานที่  $k$  แสดงในสมการที่ 3.2 ดังนี้

$$s_k(t) = \sqrt{2P} \sum_{i=1}^M a_k(t) b_k(t) \cos(\omega_i t + \Phi_{k,i}) \quad (3.2)$$

โดย  $a_k(t)$  คือลำดับรหัส ( Code sequence ) ของผู้ใช้งานลำดับที่  $k$  แสดงได้โดย

$$a_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} a_{k,j} p_a(t - jT) \quad , \quad a_{k,j} \in \{-1,+1\} \quad (3.3)$$

โดย  $b_k(t)$  คือลำดับข้อมูล ( Data sequence ) ที่ต้องการส่งของผู้ใช้งานลำดับที่  $k$  ซึ่งสามารถแสดงได้โดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$b_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} b_{k,j} p_b(t - jT) \quad , b_{k,j} \in \{-1,+1\} \quad (3.4)$$

ในสมการที่ 3.2 ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณมีค่าคงตัวเท่ากับ  $\sqrt{2P}$  โดย

$P$  คือ ค่ากำลังงานส่งเฉลี่ยที่มีค่าเท่ากันสำหรับผู้ใช้งานทุกคนและทุกคลื่นพาห่อื่นเนื่องมาจาก การควบคุมพลังงานที่สมบูรณ์

$\omega_i$  คือ ความถี่เชิงมุมของคลื่นพาห่อที่  $i$  โดย  $1 \leq i \leq M$  ซึ่งมีคุณสมบัติตั้งฉากซึ่งกันและกัน

$M$  คือ จำนวนคลื่นพาห่อทั้งหมดในระบบ

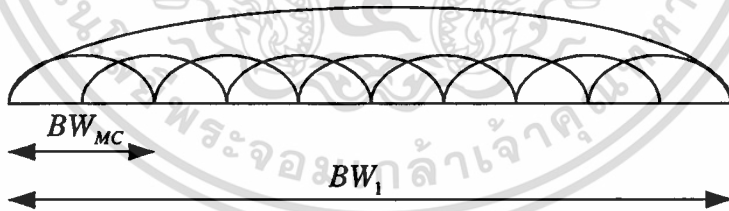
$\Phi_{k,i}$  คือ มุมเฟสของการมอดูเลตสำหรับผู้ใช้งานที่  $k$  คลื่นพาห่อที่  $i$  ซึ่งสมมติให้เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบเอกรูป (uniform) ในช่วง  $[0, 2\pi)$  และ i.i.d (Identical Independent Distribution) สำหรับทุกผู้ใช้งาน และทุกคลื่นพาห่อ

$T_C$  คือ ค่าความกว้างของชิปของลำดับรหัส

$T$  คือ ค่าความกว้างของลำดับข้อมูล

$P_a(t)$  และ  $P_b(t)$  คือพัลส์รูปสี่เหลี่ยมที่มีความสูง 1 หน่วยและมีค่าความกว้างเท่ากับ  $T_C$  และ  $T$  ตามลำดับ

$N_M$  คือ ค่าอัตราขยายการประมวลผล (Processing gain) ของระบบ MC DS-CDMA ซึ่งมีความสัมพันธ์กับค่าอัตราขยายการประมวลผลของกรณีคลื่นพาห่อเดียว  $N_1$  เมื่อทำการกำหนดให้คลื่นพาห่อของระบบ MC DS-CDMA มีการเหลื่อมทับกัน 50 % ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แบนด์วิดท์ของระบบคลื่นพาห่อเดียว และ ระบบหลายคลื่นพาห่อที่ใช้ในการวิเคราะห์

กำหนดให้แบนด์วิดท์ของระบบทั้งสองมีค่าเท่ากันและมีค่าคงที่ โดยแบนด์วิดท์แถบผ่านศูนย์ถึงศูนย์ (Pass-band null-to-null) ของระบบคลื่นพาห่อเดียวมีค่าเท่ากับ  $2/T_C$  และเมื่อกำหนดให้คลื่นพาห่อแต่ละอันในระบบการมอดูเลตหลายคลื่นพาห่อมีแบนด์วิดท์เหลื่อมทับกัน 50 % ดังนั้น

$$BW_1 = (M + 1)BW_{MC} \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\frac{2}{T_{c1}} &= (M+1) \frac{1}{T_c} \\ T_c &= \frac{(M+1)}{2} T_{c1} \\ N_M &= \frac{2}{(M+1)} N_1\end{aligned}\quad (3.6)$$

เมื่อ  $BW_1$  คือ แบนด์วิดท์แถบผ่าน ศูนย์ ถึง ศูนย์ กรณีคลื่นพาห์เดี่ยว

$BW_{MC}$  คือ แบนด์วิดท์ทั้งหมดกรณีหลายคลื่นพาห์เมื่อคลื่นพาห์แต่ละอันเหลื่อมทับกัน 50 %

$T_{c1}$  คือ ค่าความกว้างของชิปของลำดับรหัสกรณีคลื่นพาห์เดี่ยว

### 3.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณ

สัญญาณที่ทำการพิจารณากำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ ค่อยเป็นค่อยไปและไม่เปลี่ยนแปลงค่าตามเวลาของสัญญาณดังกล่าว เป็นแบบไม่เจาะจงความถี่ (Frequency nonselective) และให้แต่ละช่องความถี่เกิดการจางที่เป็นอิสระต่อกัน โดยวงจรกรองความถี่ต่ำซึ่งสอดคล้องกับผลตอบสนองอิมพัลส์ (Impulse response) สำหรับผู้ใช้งานที่  $k$  แสดงดังสมการที่

3.7

$$h_{k,i}(t) = \alpha_{k,i} e^{j\gamma_{k,i} t} \delta(t - \tau_k) \quad (3.7)$$

โดย  $i$  คือ ลำดับของคลื่นพาห์ที่  $i$  มีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง  $M$

$\alpha_{k,i}$  คือ อัตราการลดทอนของแอมพลิจูด ของผู้ใช้งานที่  $k$  และคลื่นพาห์ที่  $i$  ซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มแบบไม่เจาะจง

$\gamma_{k,i}$  คือ มุมเฟสที่มีการประวิงเวลาของผู้ใช้งานที่  $k$  คลื่นพาห์ที่  $i$  และ เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจง แบบเอกกรุปในช่วง  $[0, 2\pi)$

$\tau_k$  คือ การประวิงเวลาของผู้ใช้งานที่  $k$  และ เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจง แบบเอกกรุปในช่วง  $[0, T)$

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้ช่องสัญญาณแบบ Nakagami โดยฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (Probability density function: pdf) สำหรับคลื่นพาห์ที่  $i$  แสดงได้ดังนี้ [3]

$$p(s) = \left(\frac{m_i}{\Omega_i}\right)^{m_i} \frac{s^{m_i-1}}{\Gamma(m_i)} \exp\left(-\frac{m_i}{\Omega_i} s\right), s \geq 0 \quad (3.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และตัวแปรเสริมเฟดติงกำหนดด้วยความสัมพันธ์

$$m_i = \frac{\Omega_i^2}{E[(\alpha_i^2 - \Omega_i)^2]} \geq 0.5, \Omega_i = E[\alpha_i^2] \quad (3.9)$$

โดยที่  $\Gamma(m)$  คือ ฟังก์ชันแกมมา(Gamma function)

$\Omega_i$  คือ โมเมนต์อันดับที่สอง (Second moment) แสดงถึงค่าพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณที่เครื่องรับ

$m_i$  คือ การแจกแจงของแอมพลิจูด ในช่องสัญญาณที่มีการเฟดในคลื่นพาหะที่และมีค่าเท่ากับอัตราส่วนของค่าโมเมนต์อันดับที่สองยกกำลังสองต่อค่าของความแปรปรวน

จาก [3]  $m=1.0$  คือ การแจกแจงแบบ Rayleigh

$m=0.5$  คือ การแจกแจงแบบเกาส์เขียนข้างเดียว

$m \rightarrow \infty$  คือ กรณีในอุดมคติที่ไม่มีการผิดเพี้ยนของสัญญาณ

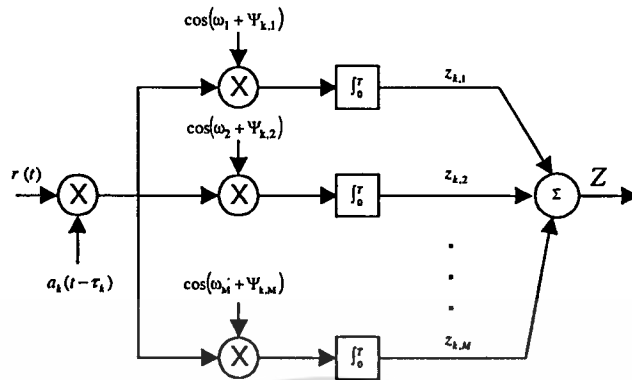
การแจกแจงแบบRiceและแบบลอกนอร์มัลจะสอดคล้องกับการแจกแจงแบบNakagami เมื่อตัวแปรเสริมเฟดติง  $m > 1$  ความสัมพันธ์ระหว่างการแจกแจงแบบ Rice แสดงด้วยค่าคงตัวของ Rice (Rice factor :  $K$ ) กับการแจกแจงแบบ Nakagami ( $m$ ) แสดงได้ด้วยความสัมพันธ์ [7]

$$m = \frac{1}{1 - \left(\frac{K}{1+K}\right)^2} \quad (3.10)$$

ในสมการที่3.10จะเห็นได้ว่าไม่ใช่สมการเชิงเส้นแต่สามารถประมาณเป็นแบบเชิงเส้นระหว่าง  $m$  และ  $K$  เมื่อ  $K \geq 2$

### 3.3 แบบจำลองเครื่องรับ

แบบจำลองเครื่องรับ MC DS-CDMA สำหรับผู้ใช้งานที่  $k$  แสดงดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แบบจำลองเครื่องรับ MC DS-CDMA ที่ศึกษา

กำหนดให้ระบบที่ทำการพิจารณาเป็นระบบแบบอะซิงโครนัสที่มีผู้ใช้งานคนที่ 1 เป็นผู้ใช้งานอ้างอิง โดยสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับจะประกอบไปด้วยสัญญาณที่มาจากผู้ใช้งานหลายคน และเกิดการเฟดในแต่ละคลื่นพาห้จำนวนทั้งหมด  $M$  เนื่องจากช่องสัญญาณจะเป็นฟังก์ชันของอัตราการลดทอนของแอมพลิจูด การประวิงเวลา และการประวิงทางเฟส ดังนั้นสัญญาณที่รับได้ของผู้ใช้งานที่  $k$  จะเกิดการประวิงเวลาไป  $\tau_k$  และแอมพลิจูดของช่องสัญญาณก็จะเปลี่ยนแปลงด้วยตัวคูณด้านอัตราการลดทอนของแอมพลิจูด ( $\alpha_{k,i}$ ) ดังนั้นสัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้งานหลายคนสามารถแสดงได้ดังสมการ 3.11

$$r(t) = \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^M \alpha_{k,i} a_k(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) \cos(\omega_i t + \Psi_{k,i}) + N(t) \quad (3.11)$$

โดยที่  $r(t)$  คือ สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับ

$N(t)$  คือ สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN)

ซึ่งมีค่ากลางเป็น 0 และค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณเท่ากับ  $\eta_0/2$

$\Psi_{k,i}$  คือ มุมเฟสของเฟดดิ้งคลื่นพาห้ที่  $i$  ของผู้ใช้งานที่  $k$  มีค่าเท่ากับ  $\Phi_{k,i} - \omega_i \tau_k$

$K$  คือ จำนวนผู้ใช้งานทั้งหมดในระบบ

เพื่อความสะดวกในการคำนวณจะทำการกำหนดให้การเฟดของสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห้เป็นอิสระต่อกัน และไม่ขึ้นแก่กัน ในที่นี้จะทำการกำหนดให้มุมเฟสในคลื่นพาห้ที่  $i$  ของผู้ใช้งานที่  $k$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ  $\Psi_{k,i}$  มีการแจกแจงแบบเอกกรุปในช่วง  $[0, 2\pi]$  และการประวิงเวลาของผู้ใช้งานที่  $k$  หรือ  $\tau_k$  จะเป็นอิสระต่อกันและมีการแจกแจงแบบเอกกรุปในช่วง  $[0, T]$

ในการวิเคราะห์นี้ กำหนดให้ผู้ใช้งานที่พิจารณาคือผู้ใช้งานที่  $1 (k=1)$  เป็นผู้ใช้งานอ้างอิง พิจารณาคลื่นพาห์ที่  $q$  ที่เครื่องรับโดย  $1 \leq q \leq M$  ผลที่ได้จากการที่สัญญาณ  $r(t)$  ผ่านไปยังเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ของคลื่นพาห์ที่  $q$  สามารถแสดงได้โดย

$$Z_q = \int_{\tau_1}^{T+\tau_1} r(t) a_1(t - \tau_1) \cos(\omega_q t + \Psi_{1,q}) dt \quad (3.12)$$

ผลลัพธ์ของสัญญาณที่ได้จากตัวรวมสัญญาณที่เครื่องรับสามารถแสดงได้โดย

$$Z = \sum_{q=1}^M Z_q = D + I_1 + I_2 + I_n \quad (3.13)$$

โดย  $D$  คือ ส่วนของสัญญาณที่ต้องการของผู้ใช้งานอ้างอิง (ผู้ใช้งานที่ 1)

$I_1$  คือ ส่วนของสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากผู้ใช้งานอื่นที่ความถี่คลื่นพาห์เดียวกัน

$I_2$  คือ ส่วนของสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากผู้ใช้งานอื่นที่ความถี่คลื่นพาห์ต่างกัน

$I_n$  คือ ส่วนของสัญญาณ AWGN หลังจากผ่านส่วนของเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์

ทำการกำหนดให้  $I_1$  และ  $I_2$  เป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ที่มีค่ากลางเป็น 0

### 3.3.1 ส่วนของสัญญาณ

พิจารณาสัญญาณ  $D$  ซึ่งหาได้โดยกำหนดให้  $k=1, q=i$  แทนเงื่อนไขดังกล่าวลงในสมการที่ 3.11 ดังนั้นสมการที่ 3.12 เขียนใหม่ได้ว่า

$$Z_{D,q} = \sqrt{2P} \sum_{i=1}^M \alpha_{1,i} \int_{\tau_1}^{\tau_1+T} a_1(t - \tau_1) a_1(t - \tau_1) b_1(t - \tau_1) \cos(\omega_i t + \Psi_{1,i}) \cos(\omega_i t + \Psi_{1,q}) dt \quad (3.14)$$

เนื่องจากการส่งแบบอะซิงโครนัสจึงทำการกำหนดค่าการประวิงเวลาของผู้ใช้งานอ้างอิงเป็น 0 นั่นคือ  $\tau_1 = 0$  ดังนั้นสมการที่ 3.14 เขียนได้เป็น

$$Z_{D,q} = \sqrt{2P} \sum_{i=1}^M \alpha_{1,i} \int_0^T a_1(t) a_1(t) b_1(t) \cos(\omega_i t + \Psi_{1,i}) \cos(\omega_i t + \Psi_{1,q}) dt \quad (3.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
&= \sqrt{2P} \sum_{\substack{i=1 \\ i=q}}^M \alpha_{1,q} \int_0^T b_1(t) \cos^2(\omega_i t + \Psi_{1,i}) dt \\
&= \sqrt{2P} \sum_{\substack{i=1 \\ i=q}}^M \alpha_{1,q} \int_0^T b_1(t) \left( \frac{1 + \cos(2\omega_i t + 2\Psi_{1,i})}{2} \right) dt \\
&= \sqrt{2P} \sum_{\substack{i=1 \\ i=q}}^M \alpha_{1,q} b_1^0 \frac{T}{2} \\
&= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{\substack{i=1 \\ i=q}}^M \alpha_{1,q} b_1^0 T
\end{aligned}$$

นำค่า  $Z_{D,q}$  จากสมการที่ 3.15 ไปแทนในสมการที่ 3.13 เพื่อหาค่า  $D$  ได้ดังนี้

$$D = \sum_{q=1}^M Z_{D,q} = \sqrt{\frac{P}{2}} b_1^0 T \sum_{\substack{q=1 \\ q=i}}^M \alpha_{1,q} \quad (3.16)$$

### 3.3.2 ส่วนของสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากผู้ใช้งานอื่นที่ความถี่คลื่นพาห์เดียวกัน

$I_1$  คือส่วนของสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากผู้ใช้งานอื่นที่ความถี่คลื่นพาห์เดียวกันหาได้โดยให้  $k > 1, q = i$  แทนเงื่อนไขดังกล่าวลงในสมการที่ 3.11 และ 3.12 จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
Z_{I_1,q} &= \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \alpha_{k,q} \int_0^T a_k(t - \tau_k) a_1(t) b_k(t - \tau_k) \cos(\omega_q t + \Psi_{k,q}) \cos(\omega_q t + \Psi_{1,q}) dt \quad (3.17) \\
&= \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \alpha_{k,q} \int_0^T a_k(t - \tau_k) a_1(t) b_k(t - \tau_k) \left( \frac{\cos(\Psi_{k,q} - \Psi_{1,q}) + \cos(2\omega_q t + \Psi_{k,q} + \Psi_{1,q})}{2} \right) dt \\
&= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \alpha_{k,q} \cos(\Psi_{k,q} - \Psi_{1,q}) \int_0^T a_k(t - \tau_k) a_1(t) b_k(t - \tau_k) dt
\end{aligned}$$

โดยพจน์อินทิเกรต  $\int_0^T a_k(t - \tau_k) a_1(t) dt$  คือค่าอัตราสหสัมพันธ์ (Autocorrelation) ของสัญญาณ จาก[8]

$$R_{k,i} = \int_0^{T_i} a_k(t - \tau_k) a_1(t) dt \quad (3.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$\hat{R}_{k,l} = \int_{\tau_k}^T a_k(t - \tau_k) a_l(t) dt \quad (3.19)$$

คือค่าสหสัมพันธ์ข้ามของรหัสสเปกตรัมแผ่ของระหว่างผู้ใช้งานที่  $k$  และผู้ใช้งานที่  $l$  ดังนั้น

$$Z_{I_{1,q}} = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \alpha_{k,q} \cos(\Psi_{k,q} - \Psi_{1,q}) \left( b_k^{-1} R_{k,1}(\tau_k) + b_k^0 \hat{R}_{k,1}(\tau_k) \right) \quad (3.20)$$

นำ  $Z_{I_{1,q}}$  ในสมการที่ 3.20 ลงในสมการที่ 3.13 ดังนั้นจะได้ว่า

$$I_1 = \sum_{q=1}^M Z_{I_{1,q}} \quad (3.21)$$

ทำการหาค่าความแปรปรวนของ  $I_1$  จาก

$$\text{Var}(I_1) = E(I_1^2) - E^2(I_1)$$

โดยกำหนดให้เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์ ซึ่งมีค่ากลางเป็นศูนย์ ดังนั้น

$$\text{Var}(I_1) = E(I_1^2)$$

จาก [7] ทำการสมมติว่าค่าคาบเวลาของรหัสสเปกตรัมแผ่มีค่ามากกว่าอัตราขยายการประมวลผล ดังนั้นรหัสสเปกตรัมแผ่สามารถกำหนดให้เป็นลำดับของรหัสแบบสุ่ม (Random binary sequence) ที่มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามเฉลี่ย  $r_{k,l} \approx 2N_M^{-2}$  และทำการสมมติให้ผู้ใช้งานทุกคนมีพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณที่เครื่องรับเท่ากันหมดอันเนื่องมาจากการควบคุมพลังงานอย่างสมบูรณ์ นอกจากนั้นยังกำหนดให้ MIP ของช่องสัญญาณนี้มีลักษณะคงที่สำหรับทุกคลื่นพาห์ ดังนั้น  $\Omega_{k,q} = \Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
\text{Var}(I_1) &= \frac{P}{2} \sum_{q=1}^M \sum_{k=2}^K E(\alpha_{k,q}^2) E[\cos^2(\Psi_{k,q} - \Psi_{1,q})] E\left[ b_k^{-1} R_{k,1}(\tau_k) + b_k^0 \hat{R}_{k,1}(\tau_k) \right]^2 \quad (3.22) \\
&= \frac{P}{2} \sum_{q=1}^M \sum_{k=2}^K E(\alpha_{k,q}^2) E\left[ \frac{1 + \cos 2(\Psi_{k,q} - \Psi_{1,q})}{2} \right] E\left[ b_k^{-1} R_{k,1}(\tau_k) + b_k^0 \hat{R}_{k,1}(\tau_k) \right]^2 \\
&= \frac{P}{2} \sum_{q=1}^M \sum_{k=2}^K \Omega_{k,q} \left( \frac{1}{2} \right) \left( \frac{T^2 r_{k,1}}{3N_M^3} \right) \\
&= \frac{PT^2}{12N_M^3} \sum_{q=1}^M \left( \sum_{k=2}^K r_{k,1} \right) \Omega_{k,q}; \Omega_{k,q} = \Omega, r_{k,1} = 2N_M^2 \\
&= \frac{PMT^2}{6N_M} (K-1)\Omega
\end{aligned}$$

### 3.3.3 ส่วนของสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากผู้ใช้งานอื่นที่ความถี่คลื่นพาห์ต่างกัน

$I_2$  คือ ส่วนของสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจาก ผู้ใช้งานอื่นที่ความถี่คลื่นพาห์ต่างกันหาได้โดยให้  $k > 1, q \neq i$  แทนเงื่อนไขดังกล่าวลงในสมการที่ 3.11 และ 3.12 จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
Z_{I_{2,q}} &= \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq q}}^M \alpha_{k,i} \int_0^T a_k(t - \tau_k) a_1(t) b_k(t - \tau_k) \cos(\omega_q t + \Psi_{k,q}) \cos(\omega_i t + \Psi_{1,i}) dt \quad (3.23) \\
&= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq q}}^M \alpha_{k,i} \int_0^T a_k(t - \tau_k) a_1(t) b_k(t - \tau_k) \cos[(\omega_i - \omega_q)t + (\Psi_{k,i} - \Psi_{1,q})] dt
\end{aligned}$$

จาก [9,10]  $\int_0^T a_k(t - \tau_k) a_1(t) b_k(t - \tau_k) \cos[(\omega_i - \omega_q)t + (\Psi_{k,i} - \Psi_{1,q})] dt$  มีค่าเท่ากับ

$$I_2 = [b_k^{-1} [C_{k,1}(f_k + 1 - N_M) - C_{k,1}(f_k - N_M)] + b_k^0 [C_{k,1}(f_k + 1) - C_{k,1}(f_k)]] x_k \text{sinc}\left(\frac{x_k \omega}{2}\right) \cos\left(\frac{x_k \omega}{2} + \Psi\right) \quad (3.24)$$

โดย  $C_{k,1}(f)$  คือ ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ข้ามแบบไม่ต่อเนื่อง (Discrete Cross-Correlation function)

$$x_k = \tau_k - f_k T_C$$

$$f_k = \lfloor \tau_k / T_C \rfloor$$

$$\omega = (\omega_i - \omega_q)$$

$$\Psi = (\Psi_{k,i} - \Psi_{1,q})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะฉะนั้น

$$I_2 = \sum_{q=1}^M Z_{I_2,q} \quad (3.25)$$

ทำการหาค่าความแปรปรวน ของ  $I_2$

$$\begin{aligned} \text{Var}(I_2) &= \frac{P}{2} \sum_{q=1}^M \sum_{k=2}^K \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq q}}^M E(\alpha_{k,i}^2) E(I_2')^2 \\ &= \frac{P}{2} \sum_{q=1}^M \sum_{k=2}^K \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq q}}^M \Omega_{k,i} E(I_2')^2 \end{aligned} \quad (3.26)$$

จาก [9,10]  $E(I_2')^2 = \frac{T^2}{2\pi^2 N_M^3} \left\{ \frac{\mu_{k,1}(0) - \mu_{k,1}(1)}{(i-q)^2} \right\}$  แทนค่าลงไปนสมการที่ 3.26 จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \text{Var}(I_2) &= \frac{PT^2}{4\pi^2 N_M^3} \sum_{k=2}^K [\mu_{k,1}(0) - \mu_{k,1}(1)] \sum_{q=1}^M \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq q}}^M \frac{1}{(i-q)^2} \\ &= \frac{PT^2 \Omega}{4\pi^2 N_M^3} \sum_{k=2}^K [\mu_{k,1}(0) - \mu_{k,1}(1)] \sum_{q=1}^M \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq q}}^M \frac{1}{(i-q)^2}; [\mu_{k,1}(0) - \mu_{k,1}(1)] = N_M^2 \\ &= \frac{PT^2 \Omega}{4\pi^2 N_M} (K-1) \sum_{q=1}^M \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq q}}^M \frac{1}{(i-q)^2} \end{aligned} \quad (3.27)$$

### 3.3.4 ส่วนของสัญญาณ AWGN

$I_{nq}$  คือส่วนของสัญญาณ AWGN หลังจากผ่านเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์กำหนดให้  $N(t)$  เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวกรวมซึ่งมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ดังนั้น

$$I_{nq} = \int_0^T N(t) a_1(t) \cos(\omega_{1,q}t + \Psi_{1,q}) dt \quad (3.28)$$

ความแปรปรวนของ  $I_{nq}$  หาได้ดังนี้

$$\text{Var}(I_{nq}) = E(I_{nq}^2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 \text{Var}(I_{nq}) &= E\left(\int_0^T N^2(t) a^2(t) \cos^2(\omega_{1,q}t + \Psi_{1,q}) dt\right) \\
 &= E\left(\int_0^T N^2(t) (1) \left(\frac{1 + \cos 2(\omega_{1,q}t + \Psi_{1,q})}{2}\right) dt\right) \\
 &= E\left(\frac{1}{2} T \frac{\eta_0}{2}\right) \\
 &= \frac{\eta_0 T}{4}
 \end{aligned}$$

โดยที่  $\text{Var}(I_{nq}) = \frac{\eta_0 T}{4}$  ดังนั้น

$$I_n = \sum_{q=1}^M \frac{\eta_0 T}{4} = \frac{M \eta_0 T}{4} \quad (3.29)$$

### 3.4 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส

ผลของสัญญาณหลังจากผ่านเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ แสดงได้ตามสมการที่(3.12) ในการวิเคราะห์คุณลักษณะของระบบจะพิจารณาในรูปแบบของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ซึ่งค่าเฉลี่ยของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ( $\bar{\gamma}_b$ ) หาได้จาก

$$\bar{\gamma}_b = \frac{1}{2} \left\{ \frac{\frac{PT^2}{2} E\left(\sum_{q=1}^M \alpha_{1,q}\right)^2}{\frac{M \eta_0 T}{4}} \right\} \quad (3.30)$$

จาก [9] และ [11]

$$E(\alpha^n) = \frac{\Gamma\left(m + \frac{1}{2}n\right)}{\Gamma(m)} \left(\frac{\Omega}{m}\right)^{n/2} \quad (3.31)$$

กำหนดให้  $\alpha_{1,q}$  มีลักษณะเป็น i.i.d (independent identical distribution) แทนผลจากสมการที่ 3.31 ลงในสมการที่ 3.30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
\bar{\gamma}_b &= \frac{E_b}{M\eta_0} E\left(\sum_{q=1}^M \alpha_{1,q}\right)^2; E_b = PT \quad (3.32) \\
&= \frac{E_b}{M\eta_0} \left\{ ME(\alpha_{1,q}^2) + 2\binom{M}{2} E(\alpha_{1,q})E(\alpha_{1,q}) \right\} \\
&= \frac{E_b}{M\eta_0} \left\{ ME(\alpha_{1,q}^2) + 2\frac{M!}{2!(M-2)!} E(\alpha_{1,q})E(\alpha_{1,q}) \right\} \\
&= \frac{E_b}{M\eta_0} \left\{ M\Omega + M(M-1) \left[ \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \left(\frac{\Omega}{m}\right)^{1/2} \right] \left[ \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \left(\frac{\Omega}{m}\right)^{1/2} \right] \right\} \\
&= \frac{E_b\Omega}{\eta_0} \left\{ 1 + \left(\frac{M-1}{m}\right) \left[ \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \right]^2 \right\} \\
&= \frac{E_b\Omega V}{\eta_0}; V = 1 + \left(\frac{M-1}{m}\right) \left[ \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \right]^2
\end{aligned}$$

จากสมการที่(3.16) , (3.22) , (3.27) , (3.29) สามารถหาอัตราส่วนของพลังงานของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนได้โดย

$$\begin{aligned}
\gamma_b &= \frac{\frac{PT^2}{4} \left(\sum_{q=1}^M \alpha_{1,q}\right)^2}{\left\{ \frac{PMT^2\Omega}{6N_M} (K-1) + \frac{PT^2\Omega}{4\pi^2 N_M} (K-1) \sum_{q=1}^M \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq q}}^M \frac{1}{(i-q)^2} + \frac{MTN_0}{4} \right\}} \quad (3.33) \\
&= \frac{\frac{1}{M} \left(\sum_{q=1}^M \alpha_{1,q}\right)^2}{\left\{ \frac{2(K-1)}{3N_M} + \frac{(K-1)}{\pi^2 N_M M} \sum_{q=1}^M \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq q}}^M \frac{1}{(i-q)^2} + \frac{\eta_0}{E_b\Omega} \right\}} \\
&= \frac{\frac{1}{M} \left(\sum_{q=1}^M \alpha_{1,q}\right)^2}{\left\{ \frac{2(K-1)}{3N_M} + \frac{(K-1)}{\pi^2 N_M M} \sum_{q=1}^M \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq q}}^M \frac{1}{(i-q)^2} + V\bar{\gamma}_b^{-1} \right\}}
\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยกำหนดให้

$$V = 1 + \frac{(M-1)}{2m} \left( \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \right)^2 \quad (3.34)$$

$$Y = \left\{ \frac{2(K-1)}{3N_M} + \frac{(K-1)}{\pi^2 N_M M} \sum_{q=1}^M \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq q}}^M \frac{1}{(i-q)^2} + V \gamma_b^{-1} \right\}^{-1} \quad (3.35)$$

สำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK และทำการตีมอดูเลตแบบร่วมนัย(coherent) ดังนั้นจาก [7] ค่า  $P_e(s)$  แสดงได้ดังสมการที่ 3.36

$$P_e(s) = \frac{\Gamma(1/2, Ys)}{2\sqrt{\pi}} \quad (3.36)$$

$$p(s) = \left( \frac{m_T}{\Omega_T} \right)^{m_T} \frac{s^{m_T-1}}{\Gamma(m_T)} \exp\left( -\frac{m_T}{\Omega_T} s \right) \quad (3.37)$$

โดย  $m_T = M(m)$ ,  $\Omega_T = M\Omega \left( \frac{5m-1}{5m} \right)$  และ  $s = \frac{1}{M} \left( \sum_{q=1}^M \alpha_{1,q} \right)^2$

จาก [3] สมการที่ 3.37 คือค่า p.d.f ของผลรวมของ ตัวแปรสุ่มที่มี p.d.f เป็นแบบ Nakagami และแบบ i.i.d จำนวน M ตัวแปร นำสมการที่ 3.36 และ 3.37 มาแทนในสมการที่ 3.38 เพื่อหาค่าเฉลี่ยของความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของข้อมูล

$$\bar{P}_e = \int_0^{\infty} P_e(s) \rho(s) ds \quad (3.38)$$

$$\bar{P}_e = \frac{1}{2\Gamma(m_T)\sqrt{\pi}} \left( \frac{m_T}{\Omega_T} \right)^{m_T} \int_0^{\infty} \Gamma(1/2, Ys) s^{m_T-1} \exp\left( -\frac{m_T}{\Omega_T} s \right) ds \quad (3.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก [12] จะได้ว่า

$$\int_0^{\infty} x^{\mu-1} e^{-\beta x} \Gamma(\nu, \alpha x) dx = \frac{\alpha^\nu \Gamma(\mu + \nu)}{\mu(\alpha + \beta)^{\mu + \nu}} {}_2F_1\left(1, \mu + \nu; \mu + 1; \frac{\beta}{\alpha + \beta}\right) \quad (3.40)$$

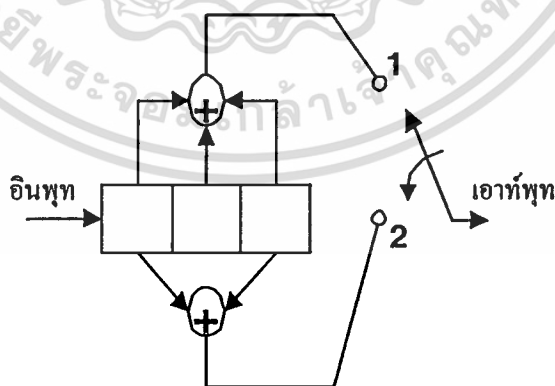
โดยที่  $[\text{Re}(\alpha + \beta) > 0, \text{Re}(\mu) > 0, \text{Re}(\mu + \nu) > 0]$ ;  $\nu = 1/2, \alpha = Y, \mu = m_T, \beta = m_T / \Omega_T$  นำสมการที่ 3.40 แทนลงในสมการที่ 3.39 ได้สมการที่จะนำไปใช้ในการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบดังนี้

$$\bar{P}_e = \frac{(m_T)^{m_T-1} (\Omega_T)^{1/2} Y^{1/2}}{2\sqrt{\pi}\Gamma(m_T)} \left\{ \frac{\Gamma(m_T + 1/2)}{(Y\Omega_T + m_T)^{m_T+1/2}} \right\} {}_2F_1\left(1, m_T + 1/2; m_T + 1; \frac{m_T}{m_T + Y\Omega_T}\right) \quad (3.41)$$

โดย  ${}_2F_1(a, b; c; z)$  คือฟังก์ชันไฮเปอร์จีโอเมตริก (Hypergeometric function)

### 3.5 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบที่ทำการเข้ารหัสการประสาน

สัญญาณข้อมูลทางด้านส่งจะถูกเข้ารหัสการประสานในอัตราเข้ารหัสแบบต่างๆ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ใช้แบบ 1/2 คืออินพุต 1 บิต เอาท์พุต 2 บิต ส่วนสัญญาณทางด้านรับหลังจากผ่านเครื่องรับจะทำการถอดรหัสด้วยวิธี Viterbi [13] ซึ่งจะเลือกสัญญาณที่มีความเป็นไปได้มากที่สุดที่จะเป็นสัญญาณที่ส่งมาจากด้านส่งโดยสามารถแสดงภาพการเข้ารหัส [7] ดังนี้



รูปที่ 3.5 แสดงการเข้ารหัสการประสาน อัตราเข้ารหัส 1/2 ความยาวคอนสเตรินท์เท่ากับ 3

สัญญาณทางด้านส่งและด้านรับจะมีค่าเช่นเดียวกับสมการที่ (3.2) และ (3.11) ตามลำดับ แต่เนื่องจากข้อมูลแต่ละบิตจะถูกทำการเข้ารหัสการประสาน ดังนั้นสัญญาณข้อมูลที่ส่งออกมาจะมีค่าเท่ากับ

$$s_k(t) = \sqrt{2P_c} \sum_{i=1}^M a_k(t) b_k(t) \cos(\omega_i t + \Phi_{k,i}) \quad (3.42)$$

โดย 
$$P_c = E_c / T = R_c E_b / T \quad (3.43)$$

$E_c$  คือ พลังงานสัญญาณต่อสัญลักษณ์ (Signal energy per symbol)

$R_c$  คือ อัตราส่วนการเข้ารหัส (Code rate)

ส่วนสัญญาณทางภาครับที่รับได้มีค่าเท่ากับ

$$r(t) = \sqrt{2P_c} \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^M \alpha_{k,i} a_k(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) \cos(\omega_i t + \Psi_{k,i}) + N(t) \quad (3.44)$$

สัญญาณที่รับได้จะผ่านเครื่องรับเช่นเดียวกับระบบที่ไม่ได้ทำการเข้ารหัสที่แสดงในสมการ(3.12) ดังนั้นสามารถเขียนสัญญาณที่ได้หลังผ่านเครื่องรับได้เป็น

$$Z_q = \int_{\tau_1}^{T+\tau_1} [\sqrt{2P_c} \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^M \alpha_{k,i} a_k(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) \cos(\omega_i t + \Psi_{k,i}) + N(t)] * a_1(t - \tau_1) \cos(\omega_q t + \Psi_{1,q}) dt \quad (3.45)$$

เช่นเดียวกับสมการที่3.16 สามารถเขียนสมการส่วนของสัญญาณของระบบที่ทำการเข้ารหัสได้เป็น

$$D = \sum_{q=1}^M Z_{D,q} = \sqrt{\frac{P_c}{2}} b_1^0 T \sum_{q=1}^M \alpha_{1,q} \quad (3.46)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่นเดียวกับสมการที่ 3.20 สามารถเขียนส่วนของสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากผู้ใช้งานอื่นที่ความถี่คลื่นพาห์เดียวกันของระบบที่ทำการเข้ารหัสได้เป็น

$$Z_{I_{1,q}} = \sqrt{\frac{P_c}{2}} \sum_{k=2}^K \alpha_{k,q} \cos(\Psi_{k,q} - \Psi_{1,q}) \left( b_k^{-1} R_{k,1}(\tau_k) + b_k^0 \hat{R}_{k,1}(\tau_k) \right) \quad (3.47)$$

เช่นเดียวกับสมการที่ 3.22 ค่า  $Var(I_1)$  ของระบบที่ทำการเข้ารหัสสามารถเขียนได้เป็น

$$Var(I_1) = \frac{P_c M T^2}{6 N_M} (K-1) \Omega \quad (3.48)$$

เช่นเดียวกับสมการที่ 3.23 สามารถเขียนส่วนของสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากผู้ใช้งานอื่นที่ความถี่คลื่นพาห์ต่างกันของระบบที่ทำการเข้ารหัสได้เป็น

$$Z_{I_{2,q}} = \sqrt{\frac{P_c}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq q}}^M \alpha_{k,i} \int_0^{\tau} a_k(t - \tau_k) a_i(t) b_k(t - \tau_k) \cos[(\omega_i - \omega_q)t + (\Psi_{k,i} - \Psi_{1,q})] dt \quad (3.49)$$

เช่นเดียวกับสมการที่ 3.27 ค่า  $Var(I_2)$  ของระบบที่ทำการเข้ารหัสสามารถเขียนได้เป็น

$$Var(I_2) = \frac{P_c T^2 \Omega}{4 \pi^2 N_M} (K-1) \sum_{q=1}^M \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq q}}^M \frac{1}{(i-q)^2} \quad (3.50)$$

ส่วนของสัญญาณและค่า  $Var(I_{nq})$  ของสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวกรวมของระบบที่ทำการเข้ารหัสจะมีค่าเท่ากับระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสซึ่งแสดงดังสมการที่ (3.28) และ (3.29) ตามลำดับ

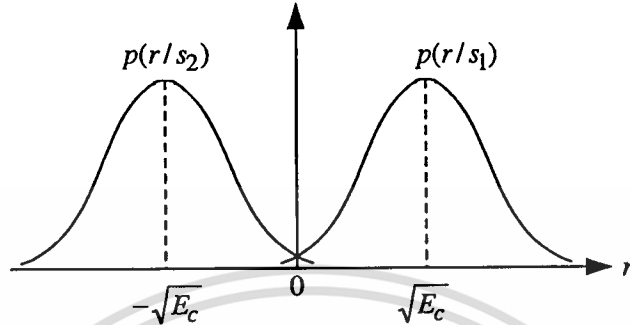
ค่าอัตราส่วนของพลังงานของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ของระบบที่เข้ารหัสมีค่าเช่นเดียวกับสมการที่ (3.33) โดยค่า  $V$  และ  $Y$  ยังคงแสดงดังสมการที่ (3.34) และ (3.35) ตามลำดับ ส่วนค่า  $\bar{\gamma}_b$  ของระบบที่ทำการเข้ารหัส สามารถเขียนได้เป็น

$$\bar{\gamma}_b = \frac{E_c \Omega V}{\eta_0} \quad (3.51)$$

$$= \frac{R_c E_b \Omega V}{\eta_0}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา  $\eta_0$  เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการส่งสัญญาณความผิดพลาดที่เกิดขึ้นเนื่องจากช่องสัญญาณมีการเฟดและในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ได้ศึกษาการส่งสัญญาณด้วยวิธีการมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสฐานสองแบบร่วมนัย ซึ่งความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวมมีค่าเท่ากับ [11]



รูปที่ 3.6 ฟังก์ชันเงื่อนไขความหนาแน่นความน่าจะเป็นของสัญญาณ 2 สัญญาณ

$$\begin{aligned}
 p(e/s_1) &= \int_{-\infty}^0 p(r/s_1) dr \\
 &= \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-(r-m_x)^2/2\sigma^2} dr
 \end{aligned} \tag{3.52}$$

โดย  $r$  คือ สัญญาณที่รับได้

$m_x$  คือ ค่ากลางของสัญญาณ (mean)

$\sigma^2$  คือ ค่าความแปรปรวน (variance)

จากสมการ (3.45) และ [7] ค่า

$$m_x = \sqrt{\frac{P_c T}{2}} \sum_{q=1}^M \alpha_{1,q} \tag{3.53}$$

$$\sigma = \left\{ \frac{P_c M T^2 \Omega}{6 N_M} (K-1) + \frac{P_c T^2 \Omega}{4 \pi^2 N_M} (K-1) \sum_{q=1}^M \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq q}}^M \frac{1}{(i-q)^2} + \frac{M T N_0}{4} \right\}^{1/2} \tag{3.54}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่(3.52) ทำในส่วนของกรอินทิเกรตให้อยู่ในรูปของ  $Q$  ฟังก์ชัน เพื่อสะดวกต่อการคำนวณโดยกำหนดให้

$$\frac{(r - m_x)^2}{2\sigma^2} = \frac{x^2}{2} \quad (3.55)$$

ดังนั้น (3.52) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$p(e/s_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{-m_x/\sigma} e^{-x^2/2} dx \quad (3.56)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{m_x}{\sigma}}^{\infty} e^{-x^2/2} dx \\ &= Q\left(\frac{m_x}{\sigma}\right) \end{aligned}$$

เนื่องจากความน่าจะเป็นในการส่งสัญญาณ  $s_1(t)$  และ  $s_2(t)$  มีค่าเท่ากัน ดังนั้นค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดเฉลี่ยมีค่าเท่ากับ [11]

$$\begin{aligned} p_e &= \frac{1}{2} p(e/s_1) + \frac{1}{2} p(e/s_2) \\ &= Q\left(\frac{m_x}{\sigma}\right) \end{aligned} \quad (3.57)$$

แทนค่าสมการ (3.53) และ (3.54) ลงในสมการ (3.57)

$$\begin{aligned} p_e &= Q\left[ \left[ \frac{P_c}{2} T^2 \left( \sum_{q=1}^M \alpha_{1,q} \right)^2 \right]^{1/2} \left[ \frac{P_c M T^2 \Omega}{6 N_M} (K-1) + \frac{P_c T^2 \Omega}{4 \pi^2 N_M} (K-1) \sum_{q=1}^M \sum_{i \neq q}^M \frac{1}{(i-q)^2} + \frac{M T N_0}{4} \right]^{1/2} \right] \quad (3.58) \\ &= Q\left[ \left[ \frac{2}{M} \left( \sum_{q=1}^M \alpha_{1,q} \right)^2 \right]^{1/2} \left[ \frac{2(K-1)}{3 N_M} + \frac{(K-1)}{\pi^2 N_M M} \sum_{q=1}^M \sum_{i \neq q}^M \frac{1}{(i-q)^2} + V \gamma_b^{-1} \right]^{1/2} \right] \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.35) และ  $s = \frac{1}{M} \left( \sum_{q=1}^M \alpha_{1,q} \right)^2$  สามารถลดรูปสมการ (3.58) ได้เป็น

$$p_e = Q(\sqrt{2sY}) \quad (3.59)$$

เช่นเดียวกับระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสเนื่องจากค่า  $s$  เป็นค่าแบบไม่เจาะจง ดังนั้นจึงต้องหาค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดเฉลี่ย (Average error probability) ซึ่งค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดเฉลี่ยมีค่าเท่ากับสมการที่ 3.38

โดยการแทนค่าจากสมการที่ 3.37 และ 3.59 ลงในสมการที่ 3.38

$$\bar{p} = \int_0^{\infty} Q(\sqrt{2sY}) \left( \frac{m_T}{\Omega_T} \right)^{m_T} \frac{s^{m_T-1} \exp\left(-\frac{m_T}{\Omega_T} s\right)}{\Gamma(m_T)} ds \quad (3.60)$$

จาก [11]

$$Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) \quad (3.61)$$

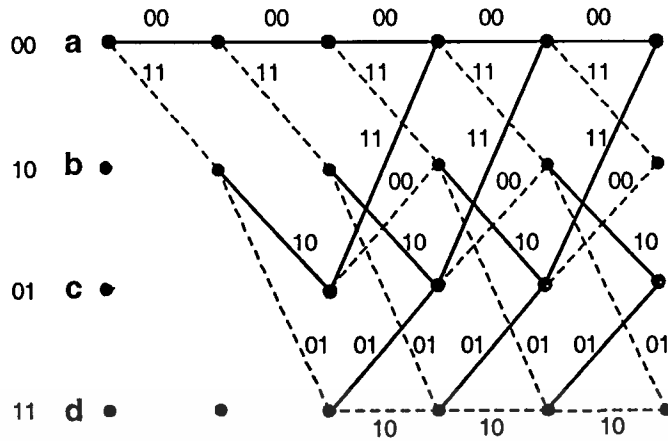
จะได้

$$Q(\sqrt{2sY}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{sY}) \quad (3.62)$$

แทนค่าสมการที่ 3.62 ลงในสมการที่ 3.60

$$\bar{p} = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \operatorname{erfc}(\sqrt{sY}) \left( \frac{m_T}{\Omega_T} \right)^{m_T} \frac{s^{m_T-1} \exp\left(-\frac{m_T}{\Omega_T} s\right)}{\Gamma(m_T)} ds \quad (3.63)$$

ในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบจะแสดงอยู่ในรูปของค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน เช่นเดียวกับระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยเมื่อพิจารณาระบบการติดต่อสื่อสารแบบร่วมสัญญาณ และผ่านการถอดรหัสด้วยวิธี Viterbi ซึ่งอธิบายได้โดยแผนภาพ Trellis



รูปที่ 3.7 แสดงแผนภาพ Trellis ของการเข้ารหัสการประสานด้วยอัตราการเข้ารหัส 1/2

ในขั้นตอนการถอดรหัสแบบ Viterbi จะทำการพิจารณาเส้นทาง 2 เส้นทาง โดยสมมติว่าด้านส่งข้อมูลที่มีค่าเป็นศูนย์หมด พิจารณาสัญญาณที่มาถึงทางด้านรับสองเส้นทางที่มีค่าที่แตกต่างกันทั้งหมด  $d$  ตำแหน่ง เนื่องจากทางด้านรับมีความสามารถในการแก้ไขข้อมูลที่ผิดพลาดได้ในกรณีที่ผิดพลาดไม่เกิน  $d/2$  ตำแหน่ง [11] ดังนั้นค่าความน่าจะเป็นที่ด้านรับจะเลือกเส้นทางผิดพลาดในครั้งแรก (First-event error probability) สามารถแบ่งได้เป็นกรณีที่  $d$  เป็นเลขคู่

$$P_e = \sum_{k=\frac{d+1}{2}}^d \binom{d}{k} \bar{p}^k (1-\bar{p})^{d-k} \quad (3.64)$$

กรณีที่  $d$  เป็นเลขคี่

$$P_e = \frac{1}{2} \binom{d}{d/2} \bar{p}^{d/2} (1-\bar{p})^{d/2} + \sum_{k=\frac{d}{2}+1}^d \binom{d}{k} \bar{p}^k (1-\bar{p})^{d-k} \quad (3.65)$$

โดย  $\bar{p}$  เป็นค่าความน่าจะเป็นของบิตที่ผิดพลาดบนช่องสัญญาณมีค่าดังสมการที่ (3.63)

$d$  เป็นจำนวนตำแหน่งที่แตกต่างกันทางด้านรับระหว่างสัญญาณ 2 สัญญาณที่มีเส้นทางแตกต่างกัน โดยจะมีสัญญาณจากเส้นทางหนึ่งเป็นสัญญาณอ้างอิง ซึ่งคือ เส้นทางที่ถอดรหัสได้สัญญาณด้านรับมีค่าเป็นศูนย์หมด

เมื่อแทนค่า  $\bar{p}$  ลงในสมการที่ (3.64) และ (3.65) ค่าที่ได้คือ ขอบเขตบนของความน่าจะเป็นที่จะทำการเลือกเส้นทางผิดพลาดในครั้งแรก ในความเป็นจริงสัญญาณที่เดินทางผ่านช่องสัญญาณมีเส้นทางเดินทางหลายเส้นทางซึ่งแต่ละเส้นทางจะให้ค่า  $d$  แตกต่างกัน ดังนั้นการคำนวณต้องคำนวณเส้นทางที่จะมาถึงทางด้านรับทั้งหมด โดยจะพิจารณาอยู่ในรูปความน่าจะเป็นของกำลังสัญญาณบิตที่ผิดพลาดต่อกำลังสัญญาณรบกวน(Bit error probability) ซึ่งเกิดจากการถอดรหัสที่ทำการเลือกเส้นทางผิดพลาดซึ่งเป็นผลทำให้การถอดรหัสผิด โดยจำนวนของบิตข้อมูลที่ผิดพลาดสามารถดูได้จากแผนภาพTrellis ดังนั้นความน่าจะเป็นของกำลังสัญญาณบิตที่ผิดพลาดต่อกำลังสัญญาณรบกวนของระบบที่ทำการเข้ารหัสแบบการประสานมีค่าเท่ากับ [11]

$$P_b \leq \sum_{d=d_{free}}^{\infty} \beta_d P_e \quad (3.66)$$

โดย  $d_{free}$  จำนวนความแตกต่างของตำแหน่งของข้อมูลต่ำสุดของเส้นทางสัญญาณ 2 เส้นทางที่เดินทางมาถึงยังด้านรับ

$\beta_d$  เป็นจำนวนบิตข้อมูลซึ่งที่มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ โดยเกิดจากเส้นทางที่มีความแตกต่างกันของข้อมูล  $d$  ตำแหน่ง โดยค่า  $\beta_d$  ที่อัตราการเข้ารหัส และความยาวคอนสเตรินท์ที่ค่าต่างๆ รวมทั้งค่า  $d_{free}$  แสดงใน [14]

## บทที่ 4

### ผลการวิเคราะห์เชิงเลข

ในบทนี้จะนำเสนอผลการวิเคราะห์เชิงเลขโดยใช้โปรแกรม MATLAB เพื่อเลียนแบบการทำงาน โดยค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MC DS-CDMA ที่ไม่เข้ารหัสสามารถคำนวณได้จากสมการที่ 3.41 ซึ่งแทนความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย ส่วนระบบ MC DS-CDMA ที่ทำการเข้ารหัสโดยวิธีการเข้ารหัสการประสาน อัตราความผิดพลาดบิตของระบบสามารถคำนวณได้จากสมการที่ 3.63, 3.64, 3.65, และ 3.66 ซึ่งแทนความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยของระบบที่ใช้การถอดรหัสด้วยวิธี Viterbi โดยพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นของสัญญาณรบกวนใน 1 บิต รวมถึงจำนวนผู้ใช้งาน ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) จำนวนคลื่นพาหุที่ใช้ในการมอดูเลต (M) จำนวนผู้ใช้งานในระบบ (K) ซึ่งมีผลต่อค่าสมรรถนะของระบบที่ไม่เข้ารหัสและเข้ารหัสโดยแบ่งตามหัวข้อที่ทำการวิเคราะห์ได้ดังนี้

#### 4.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m)

- 4.1.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส
- 4.1.2 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ของระบบที่เข้ารหัส
- 4.1.3 ผลของการเปรียบเทียบระหว่างระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสกับระบบที่เข้ารหัส

#### 4.2 ผลของจำนวนคลื่นพาหุที่ใช้ในการมอดูเลต (M)

- 4.2.1 ผลของจำนวนคลื่นพาหุที่ใช้ในการมอดูเลต (M) ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส
- 4.2.2 ผลของจำนวนคลื่นพาหุที่ใช้ในการมอดูเลต (M) ของระบบที่เข้ารหัส
- 4.2.3 ผลของการเปรียบเทียบระหว่างระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสกับระบบที่เข้ารหัส

#### 4.3 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ (K)

- 4.2.1 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ (K) ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส
- 4.2.2 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ (K) ของระบบที่เข้ารหัส
- 4.2.3 ผลของการเปรียบเทียบระหว่างระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสกับระบบที่เข้ารหัส

#### 4.4 ผลของจำนวนผู้ใช้งานกับสมรรถนะของระบบ

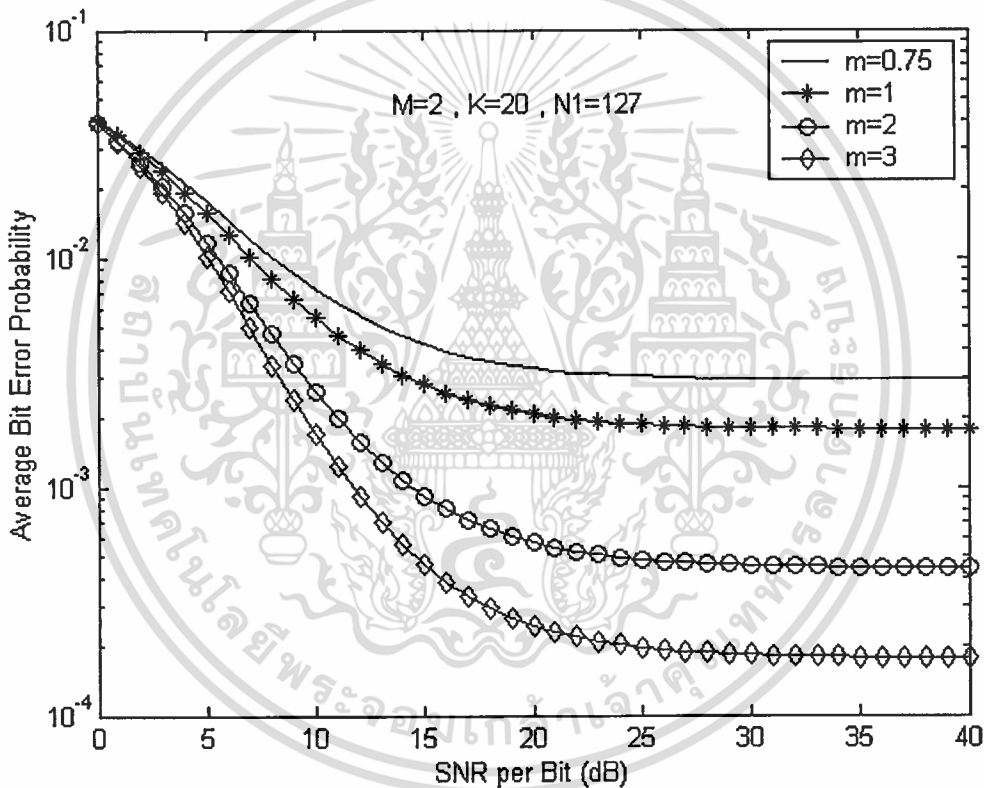
- 4.4.1 ผลของจำนวนผู้ใช้งานกับสมรรถนะของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส
- 4.4.2 ผลของจำนวนผู้ใช้งานกับสมรรถนะของระบบที่เข้ารหัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m)

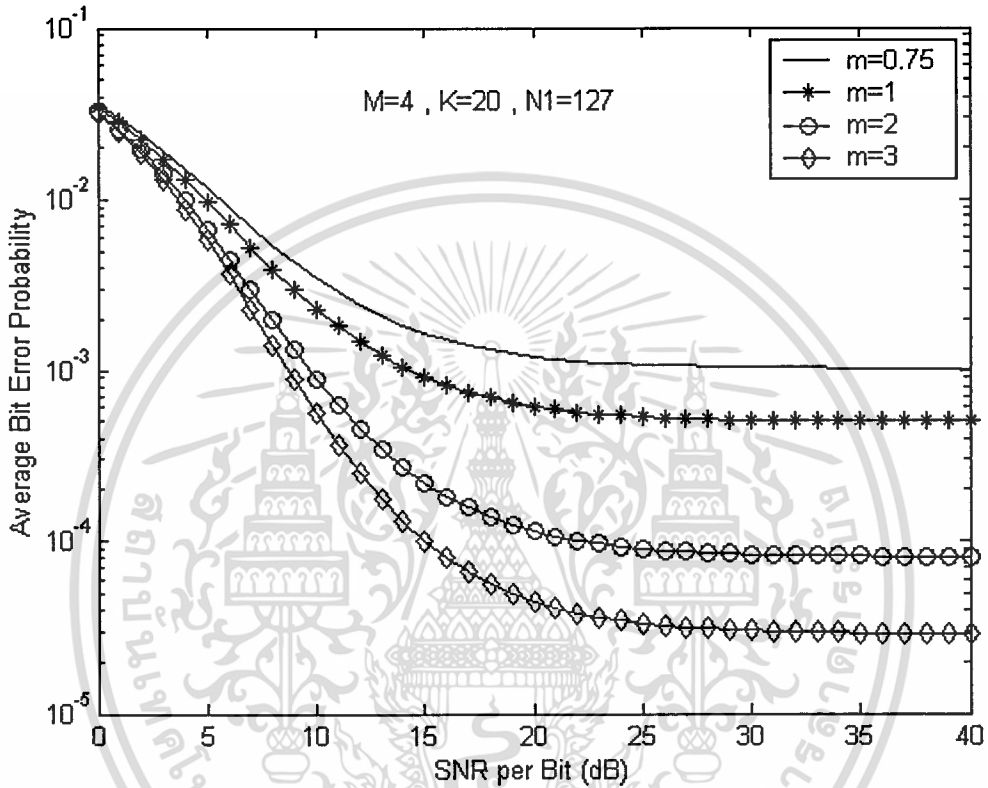
##### 4.1.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส

รูปที่ 4.1-4.3 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริมอัตราขยายประมวลผล สำหรับคลื่นพาห์เดี่ยว ( $N_1$ ) เท่ากับ 127 จำนวนผู้ใช้งาน ( $K$ ) เท่ากับ 20 จำนวนคลื่นพาห์ ( $M$ ) ที่ใช้ในการมอดูเลตเท่ากับ 2, 4, และ 6 ตามลำดับ และทำการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ผลของการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่า ค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่เพิ่มขึ้นทำให้อัตราความผิดพลาดบิตมีค่าน้อยลง

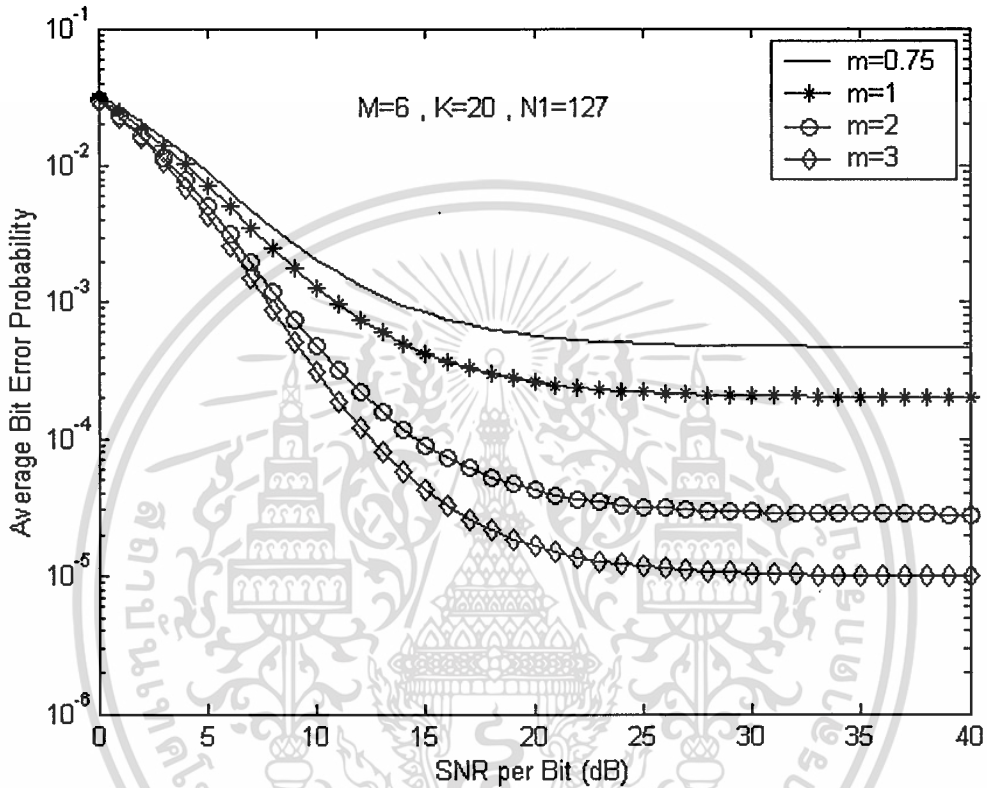


##### รูปที่ 4.1 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต

ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมี  $M=2$ ,  $K=20$ ,  $(N_1)=127$  และตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆคือ 0.75, 1, 2, และ 3



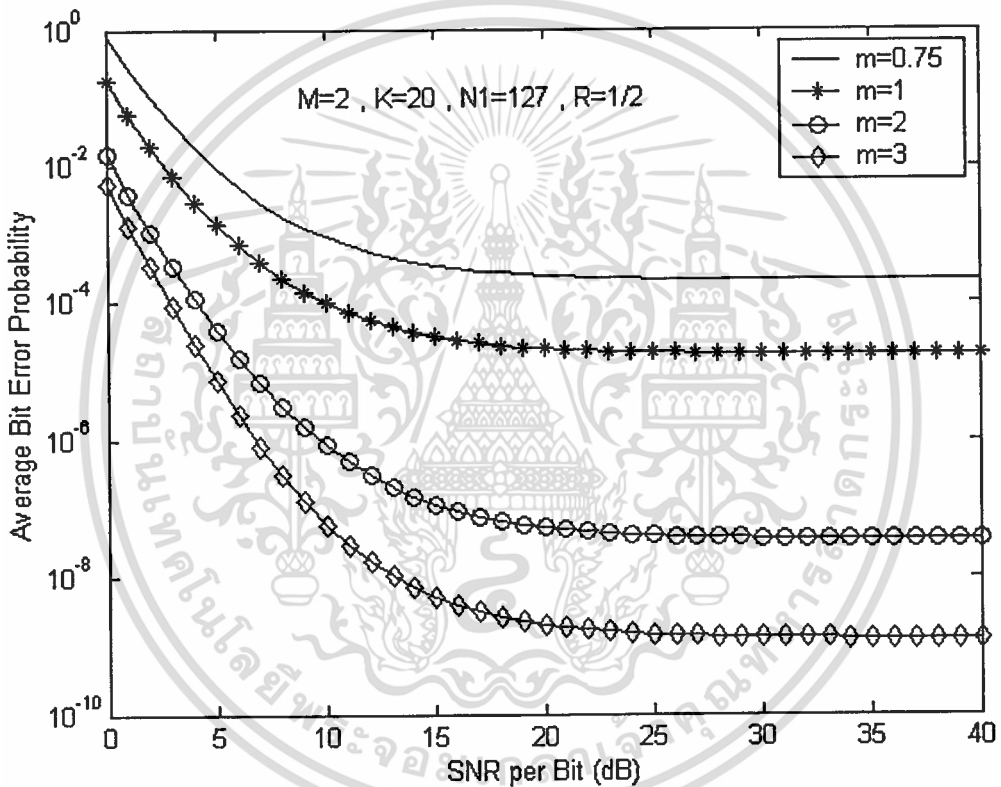
**รูปที่ 4.2** ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมี  $M=4, K=20, (N_1)=127$  และตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง Nakagami ( $m$ ) ที่ค่าต่างๆคือ 0.75, 1, 2, และ 3



**รูปที่ 4.3** ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมี  $M=6$ ,  $K=20$ ,  $(N_1)=127$  และตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง Nakagami ( $m$ ) ที่ค่าต่างๆคือ 0.75, 1, 2, และ 3

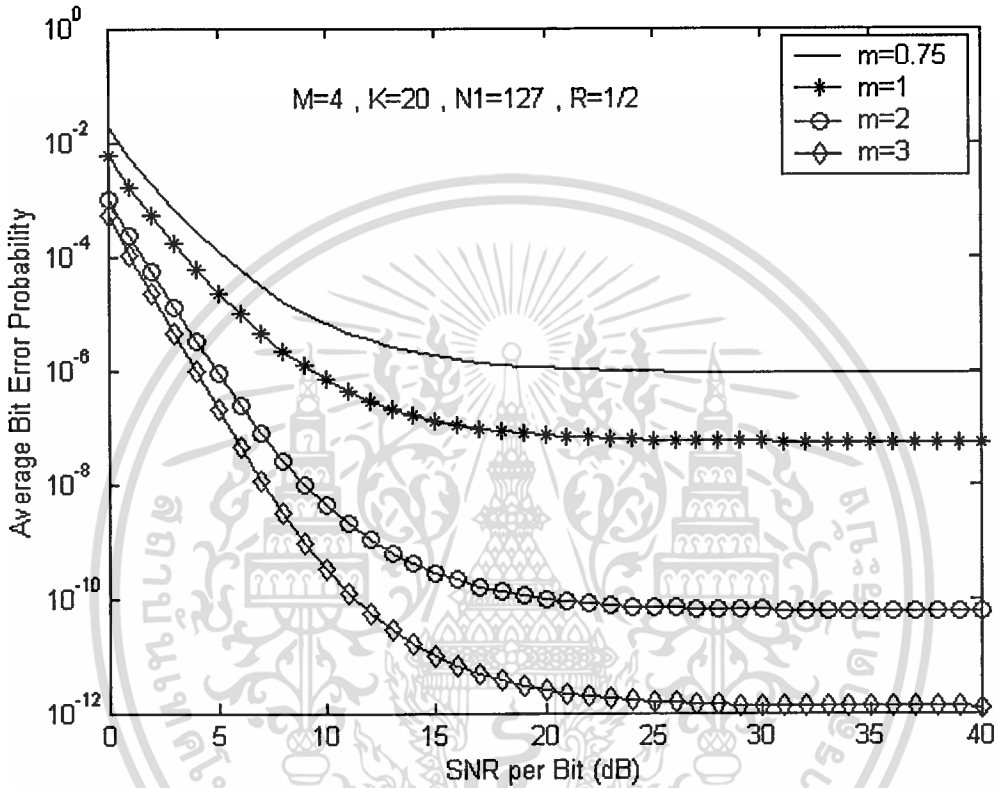
#### 4.1.2 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ของระบบที่เข้ารหัส

รูปที่ 4.4-4.6 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่เข้ารหัสการประสาน โดยมีอัตราการเข้ารหัส (Code rate : R) เท่ากับ 1/2 ความยาวคอนสเตรนธ์เท่ากับ 3 ตัวแปรเสริมอัตราการขยายประมวลผล สำหรับคลื่นพาห์เดี่ยว ( $N_1$ ) เท่ากับ 127 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เท่ากับ 20 จำนวนคลื่นพาห์ (M) ที่ใช้ในการมอดูเลตเท่ากับ 2, 4, และ 6 ตามลำดับ และทำการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ผลของการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่า ค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่เพิ่มขึ้นทำให้อัตราความผิดพลาดบิตมีค่าน้อยลง



#### รูปที่ 4.4 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต

ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมี  $M=2$ ,  $K=20$ ,  $(N_1)=127$ ,  $R=1/2$  และตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆคือ 0.75, 1, 2, และ 3

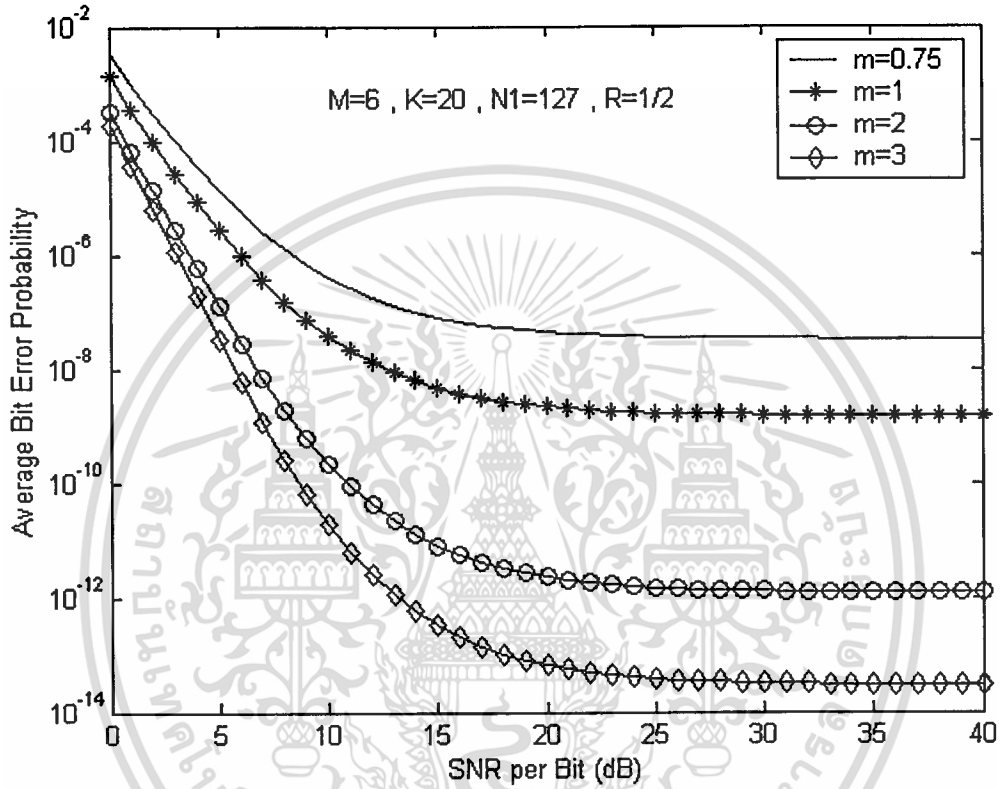


รูปที่ 4.5 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต

ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่

เข้ารหัส โดยมี  $M=4$ ,  $K=20$ ,  $(N_1)=127$ ,  $R=1/2$  และตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง Nakagami ( $m$ )

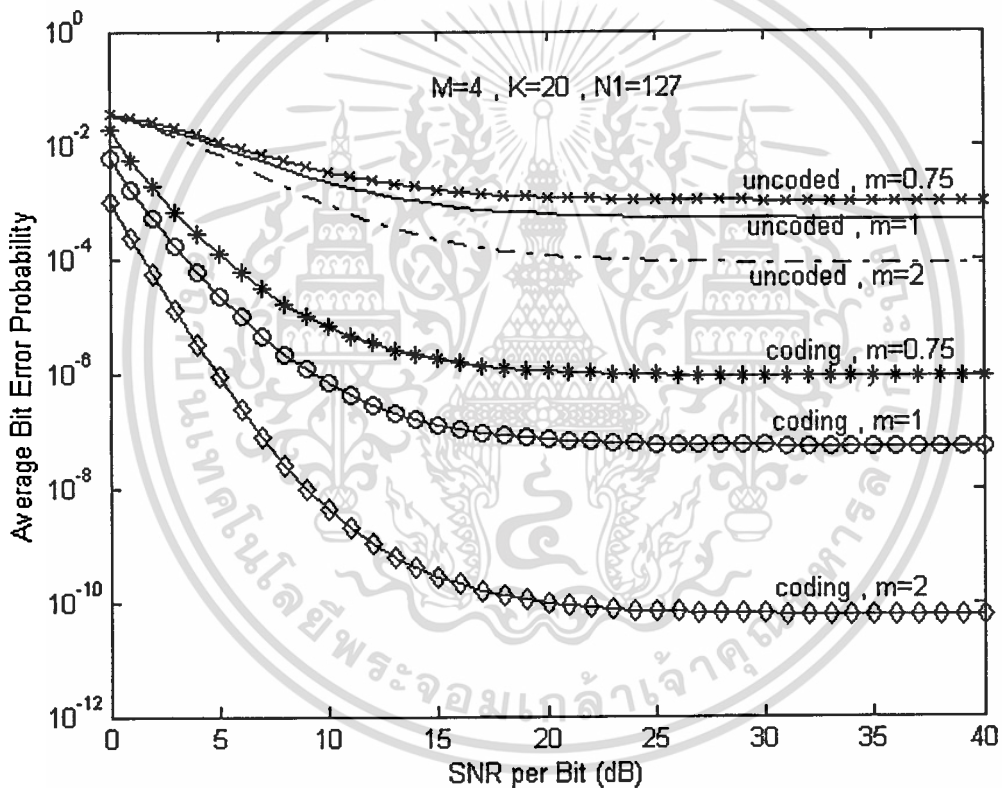
ที่ค่าต่างๆคือ 0.75, 1, 2, และ 3



**รูปที่ 4.6** ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมี  $M=6$ ,  $K=20$ ,  $(N_1)=127$ ,  $R=1/2$  และตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง Nakagami ( $m$ ) ที่ค่าต่างๆคือ 0.75, 1, 2, และ 3

#### 4.1.3 ผลการเปรียบเทียบของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสกับระบบที่เข้ารหัส

รูปที่ 4.7 แสดงอัตราความผิดพลาดบิต โดยการเปรียบเทียบระหว่างระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสกับระบบที่มีการเข้ารหัสการประสาน ซึ่งมีจำนวนคลื่นพาห์ (M) ที่ใช้ในการมอดูเลตเท่ากับ 4 ค่าตัวแปรเสริมอัตราขยายประมวลผลสำหรับคลื่นพาห์เดียว ( $N_1$ ) เท่ากับ 127 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เท่ากับ 20 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) มีค่าเท่ากับ 0.75, 1, และ 2 โดยระบบที่ทำการเข้ารหัสนั้นมีอัตราการเข้ารหัส (Code rate : R) เท่ากับ 1/2 ความยาวคอนสเตรนธ์เท่ากับ 3 ผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของระบบที่ดีขึ้นเมื่อมีการเข้ารหัส



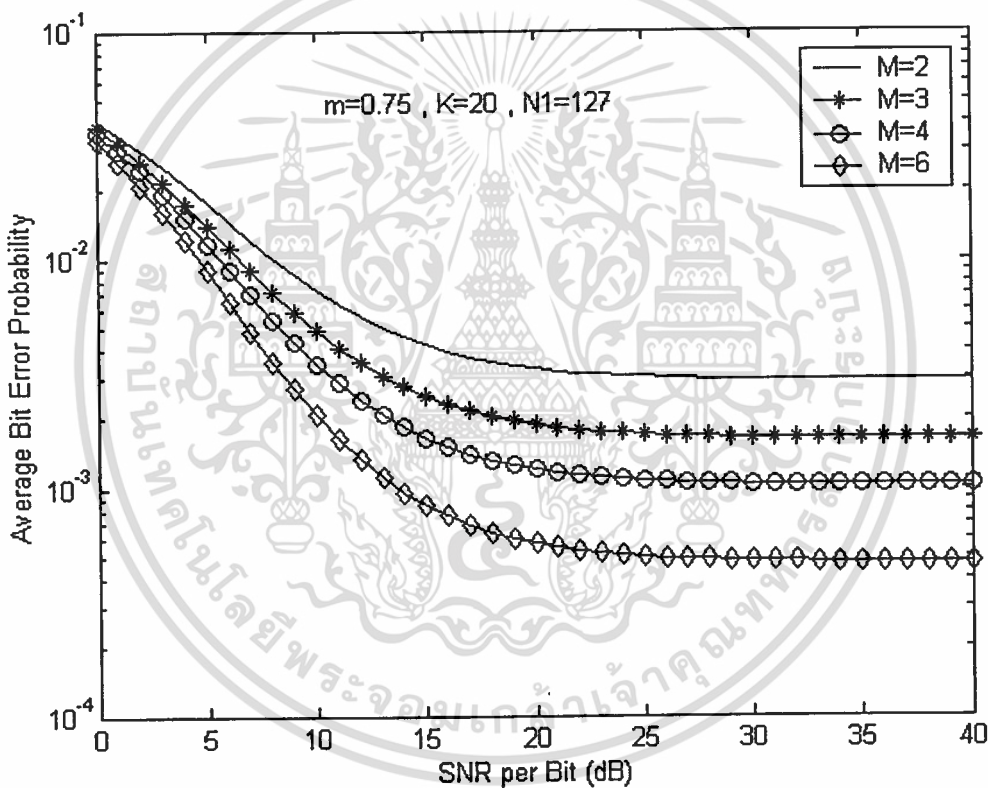
#### รูปที่ 4.7 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต

ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสเปรียบเทียบกับระบบที่มีการเข้ารหัส  $R=1/2$  โดยมี  $M=4$ ,  $K=20$ , ( $N_1$ )=127 และตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.75, 1, และ 2

## 4.2 ผลของจำนวนคลื่นพาห์ (M)

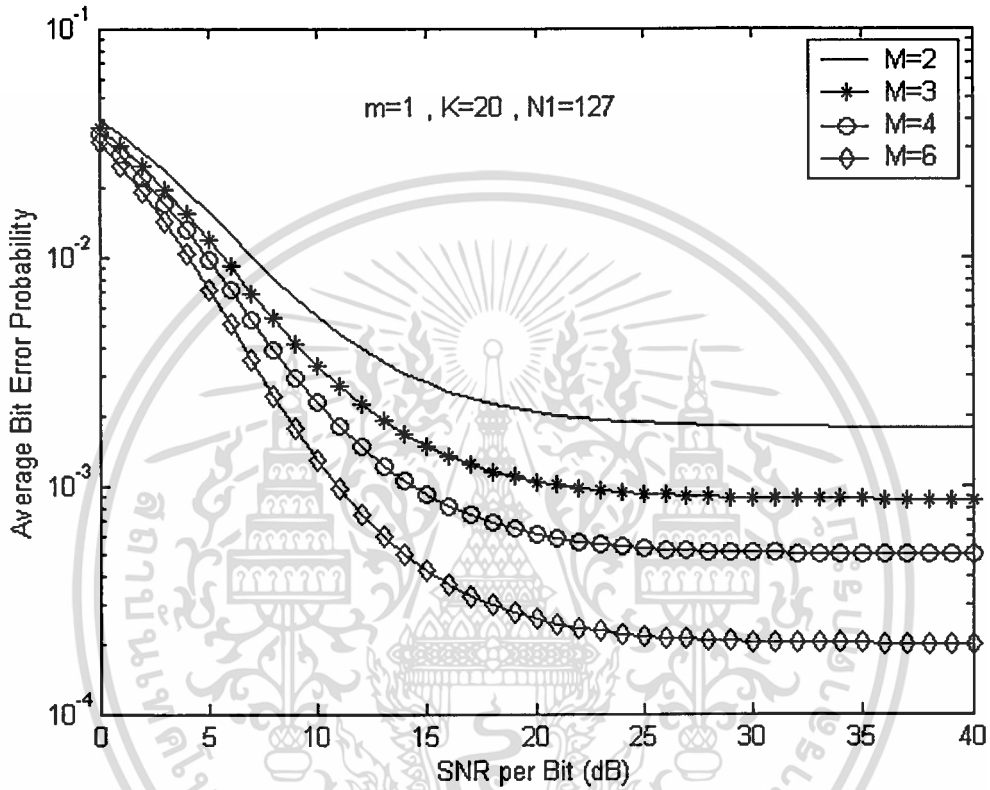
### 4.2.1 ผลของจำนวนคลื่นพาห์ (M) ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส

รูปที่ 4.8-4.10 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม อัตราการขยายประมวลผลสำหรับคลื่นพาห์เดี่ยว ( $N_1$ ) เท่ากับ 127 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เท่ากับ 20 ค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) มีค่าเท่ากับ 0.75, 1, และ 2 ตามลำดับ และทำการเปลี่ยนแปลงจำนวนคลื่นพาห์ (M) ที่ใช้ในการมอดูเลต ผลของการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่า จำนวนคลื่นพาห์ (M) ที่เพิ่มขึ้นทำให้อัตราความผิดพลาดบิตมีค่าน้อยลง

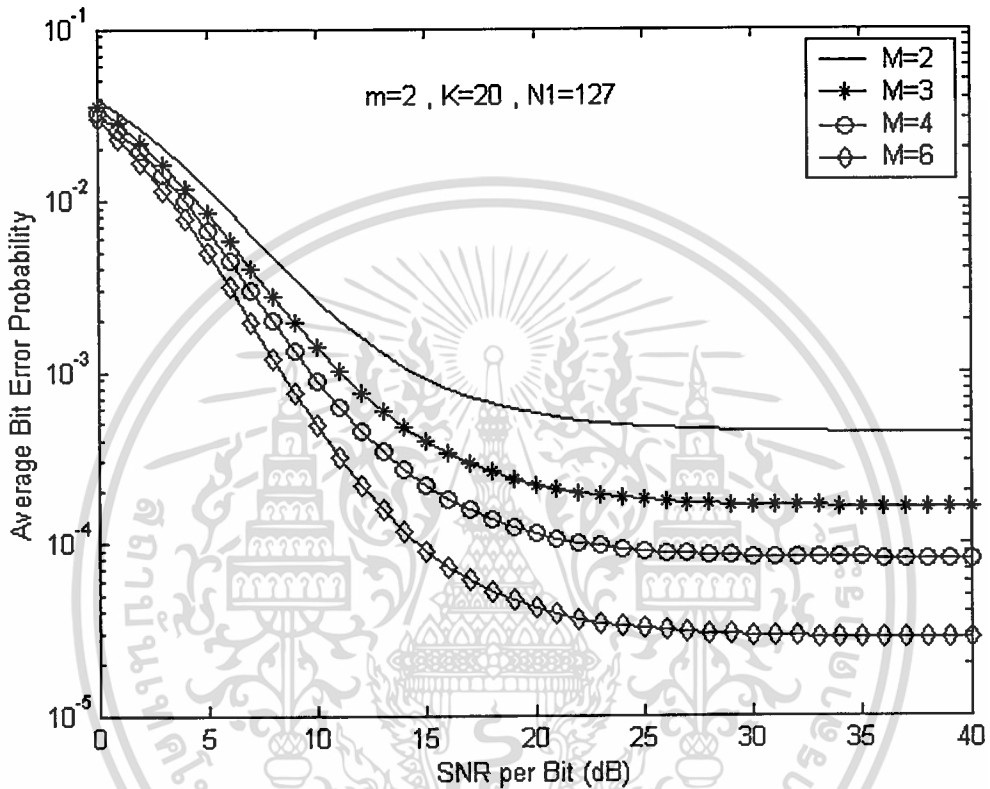


### รูปที่ 4.8 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต

ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมี  $m=0.75$ ,  $K=20$ ,  $(N_1)=127$  และจำนวนคลื่นพาห์(M)ที่ค่าต่างๆคือ 2, 3, 4, และ 6



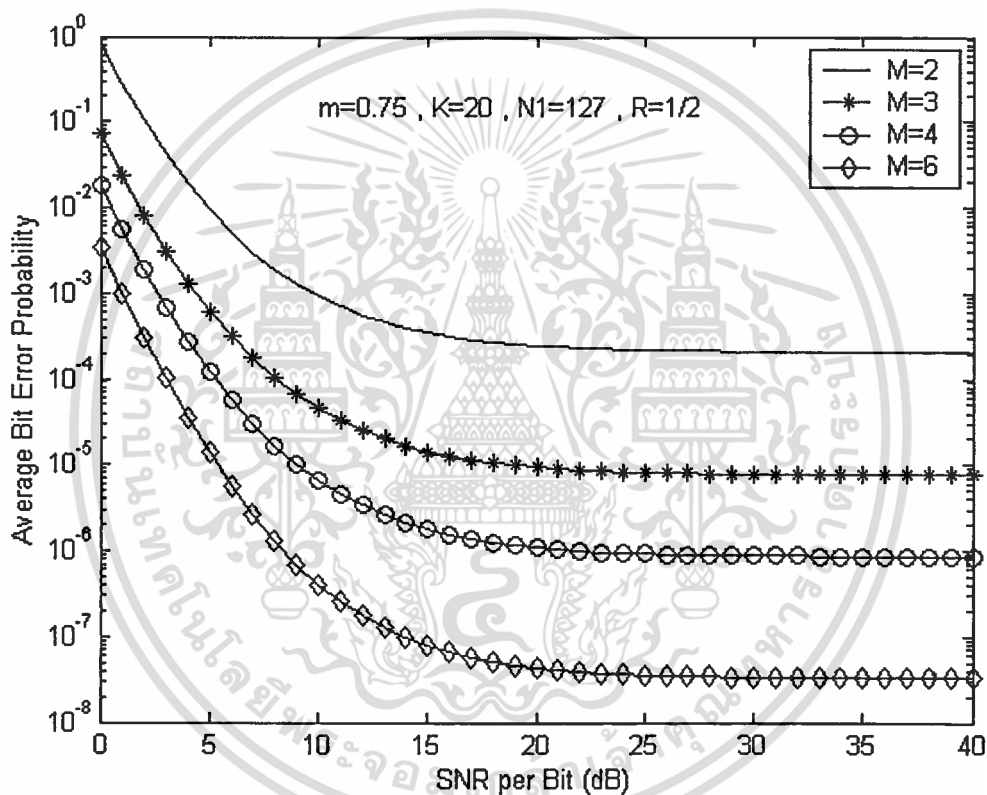
รูปที่ 4.9 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมี  $m=1$ ,  $K=20$ ,  $(N_s)=127$  และจำนวนคลื่นพาห้(M)ที่ค่าต่างๆคือ 2, 3, 4, และ 6



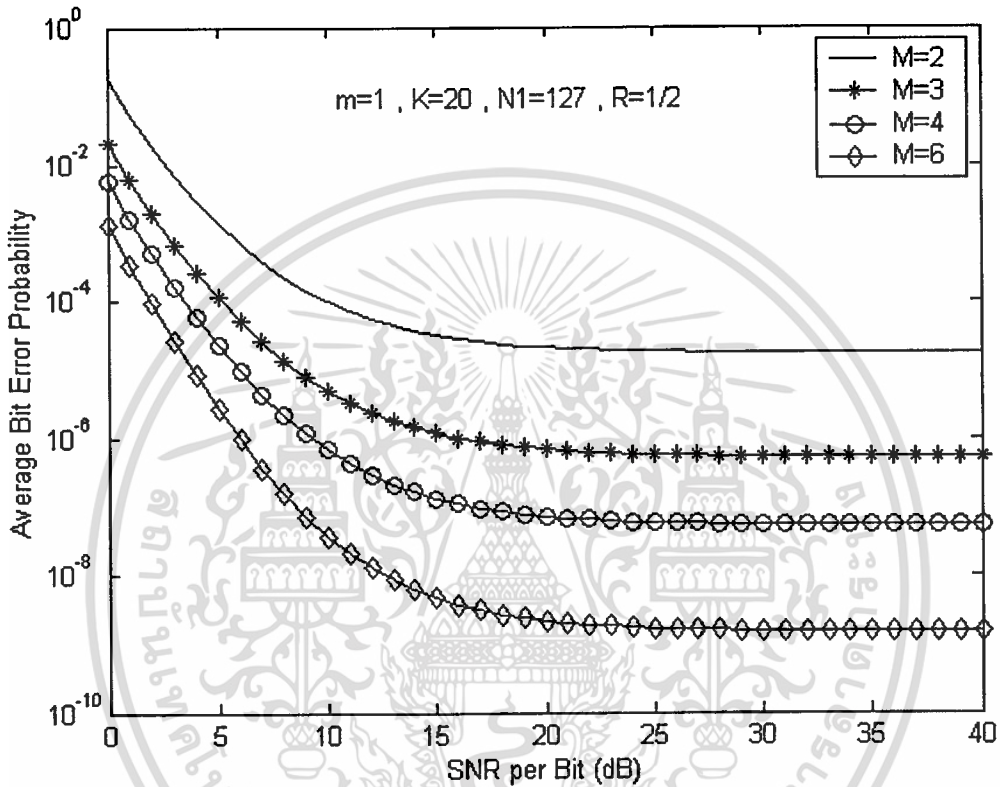
รูปที่ 4.10 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมี  $m=2$ ,  $K=20$ ,  $(N_1)=127$  และจำนวนคลื่นพาห้(M)ที่ค่าต่างๆคือ 2, 3, 4, และ 6

#### 4.2.2 ผลของจำนวนคลื่นพาร์ (M) ของระบบที่เข้ารหัส

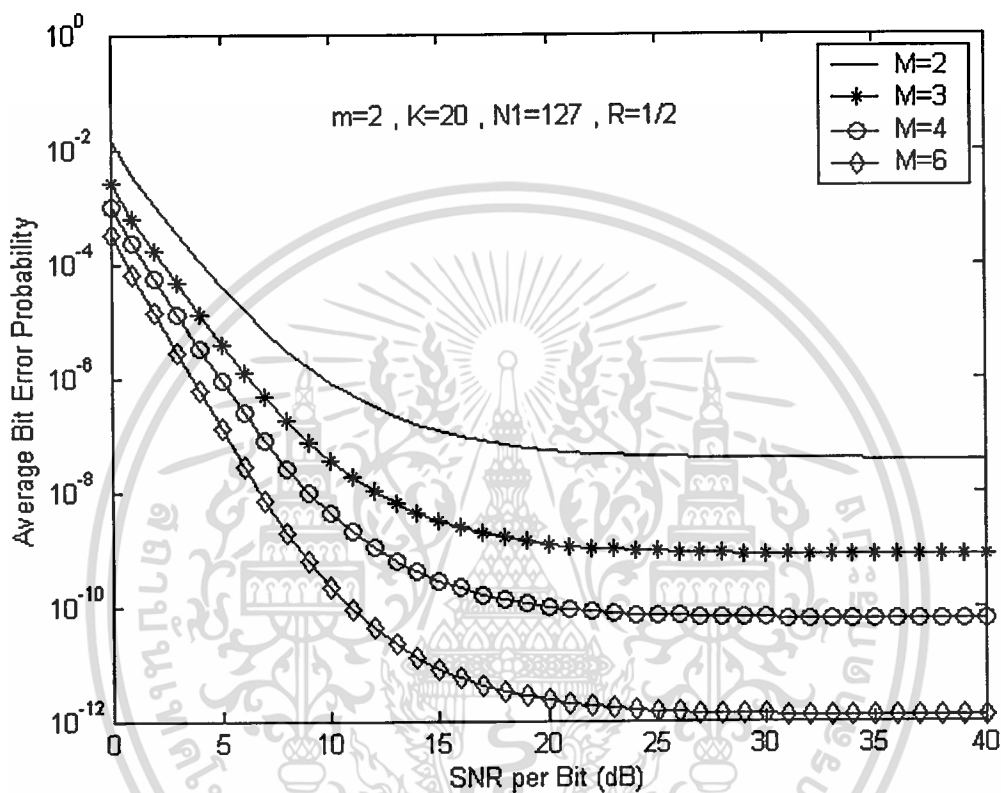
รูปที่ 4.11-4.13 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่เข้ารหัสการประสาน โดยมีอัตรา การเข้ารหัส (Code rate : R) เท่ากับ 1/2 ความยาวคอนสเตรนต์เท่ากับ 3 มีค่าตัวแปรเสริมอัตรา การขยายประมวลผลสำหรับคลื่นพาร์เดียว( $N_1$ ) เท่ากับ 127 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เท่ากับ 20 ค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) มีค่าเท่ากับ 0.75, 1, และ 2 ตามลำดับ และทำการ เปลี่ยนแปลงจำนวนคลื่นพาร์ (M) ที่ใช้ในการมอดูเลต ผลของการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่า จำนวนคลื่นพาร์ (M) ที่เพิ่มขึ้นทำให้อัตราความผิดพลาดบิตมีค่าน้อยลง



รูปที่ 4.11 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมี  $m=0.75$ ,  $K=20$ ,  $(N_1)=127$ ,  $R=1/2$  และจำนวนคลื่นพาร์(M)ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, และ 6



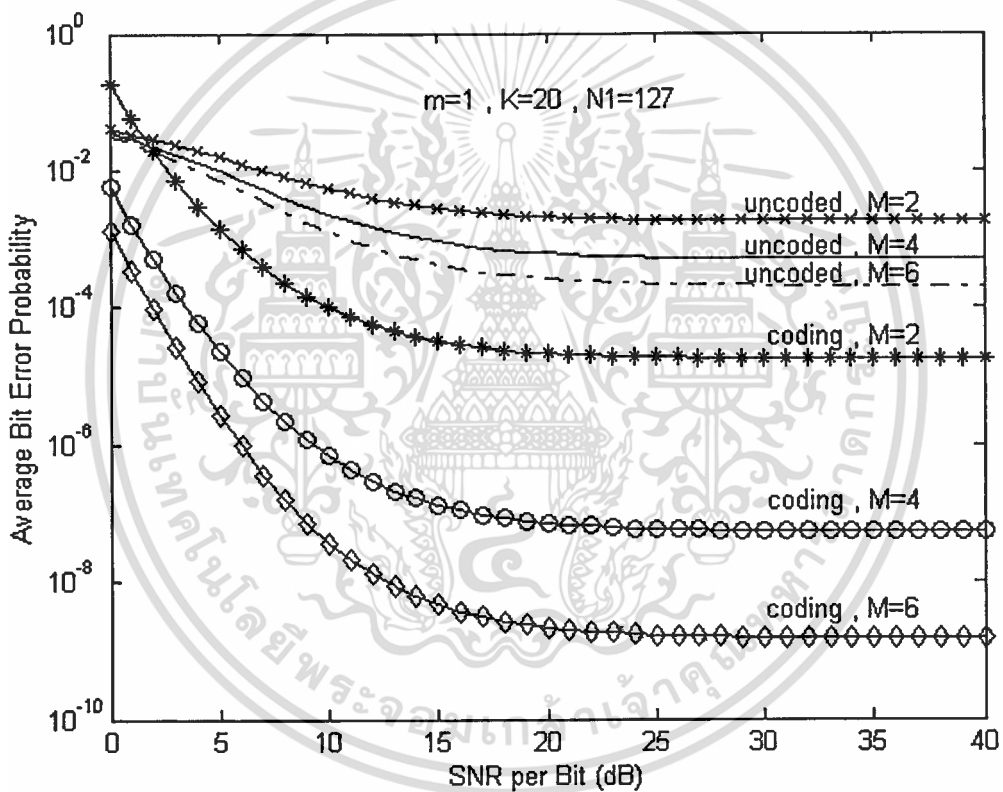
**รูปที่ 4.12** ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมี  $m=1$ ,  $K=20$ ,  $(N_1)=127$ ,  $R=1/2$  และจำนวนคลื่นพาห้(M)ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, และ 6



รูปที่ 4.13 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมี  $m=2$ ,  $K=20$ ,  $(N_1)=127$ ,  $R=1/2$  และจำนวนคลื่นพาร์(M)ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, และ 6

### 4.2.3 ผลการเปรียบเทียบของจำนวนคลื่นพาห์ (M) ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสกับระบบที่เข้ารหัส

รูปที่ 4.14 แสดงอัตราความผิดพลาดบิต โดยการเปรียบเทียบระหว่างระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสกับระบบที่มีการเข้ารหัสการประสาน ซึ่งมีตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami(m) มีค่าเท่ากับ 1 ค่าตัวแปรเสริมอัตราขยายประมวลผลสำหรับคลื่นพาห์เดี่ยว( $N_1$ ) เท่ากับ 127 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เท่ากับ 20 จำนวนคลื่นพาห์ (M) ที่ใช้ในการมอดูเลตมีค่าเท่ากับ 2, 4, และ 6 โดยระบบที่ทำการเข้ารหัสนั้นมีอัตราการเข้ารหัส(Code rate : R) เท่ากับ 1/2 ความยาวคอนสเตรนธ์เท่ากับ 3 ผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของระบบที่ดีขึ้นเมื่อมีการเข้ารหัส

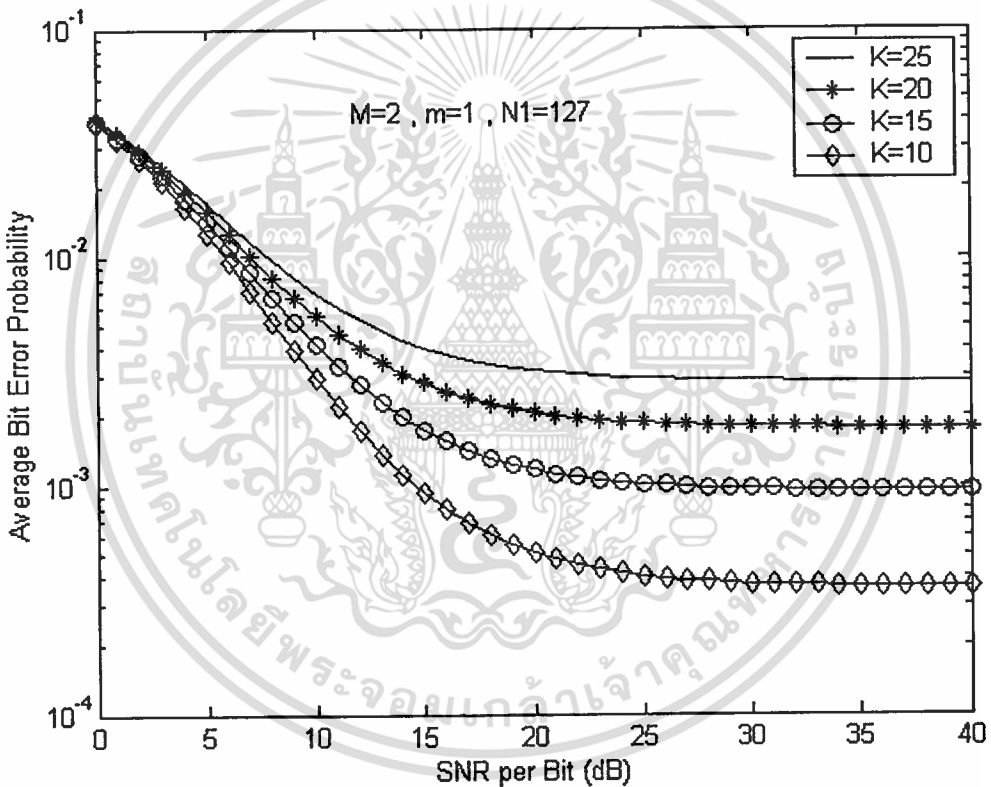


รูปที่ 4.14 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสเปรียบเทียบกับระบบที่มีการเข้ารหัส  $R=1/2$  โดยมี  $m=1$ ,  $K=20$ , ( $N_1$ )= $127$  และจำนวนคลื่นพาห์ (M) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 4, และ 6

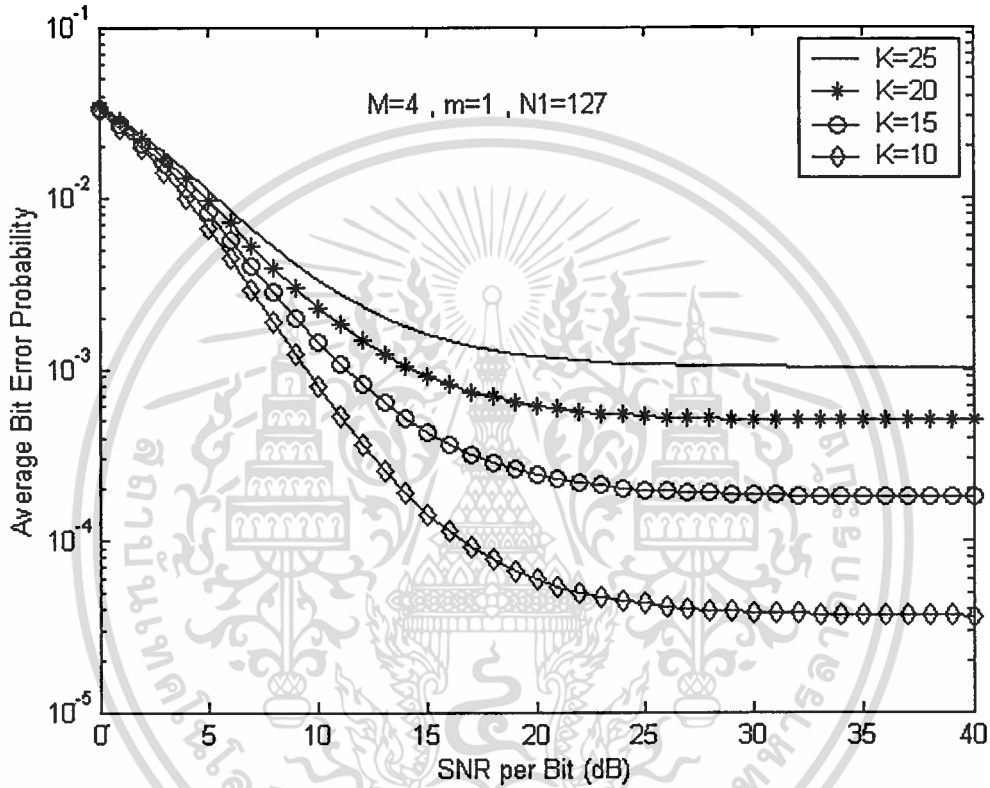
### 4.3 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ (K)

#### 4.3.1 ผลของจำนวนของผู้ใช้งาน (K) ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส

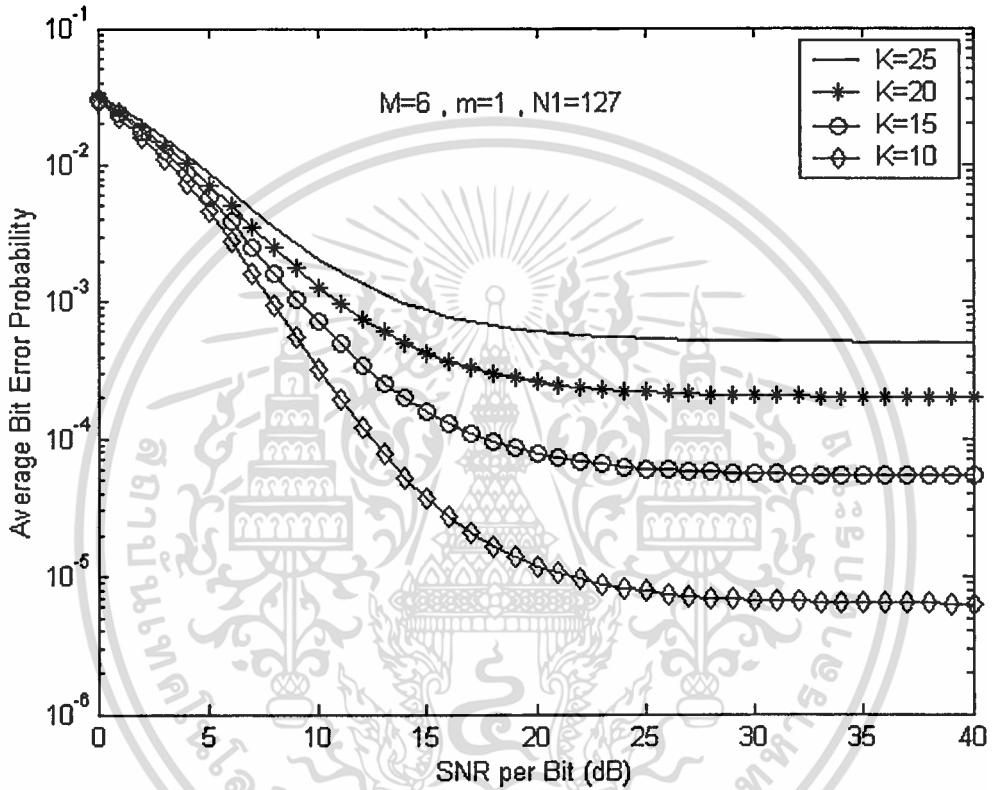
รูปที่ 4.15-4.17 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมีค่าตัวแปรเสริม อัตราการขยายประมวลผลสำหรับคลื่นพาห์เดี่ยว ( $N_1$ ) เท่ากับ 127 ค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami(m) มีค่าเท่ากับ 1 จำนวนคลื่นพาห์ (M) ที่ใช้ในการมอดูเลตมีค่าเท่ากับ 2, 4, และ 6 ตามลำดับ และทำการเปลี่ยนแปลงจำนวนผู้ใช้งาน (K) ผลของการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่า จำนวนผู้ใช้งาน (K) ที่เพิ่มขึ้นทำให้อัตราความผิดพลาดบิตมีค่ามากขึ้น



รูปที่ 4.15 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมี  $M=2$ ,  $m=1$ ,  $(N_1)=127$  และจำนวนผู้ใช้งาน (K) ที่ค่าต่างๆคือ 10, 15, 20, และ 25



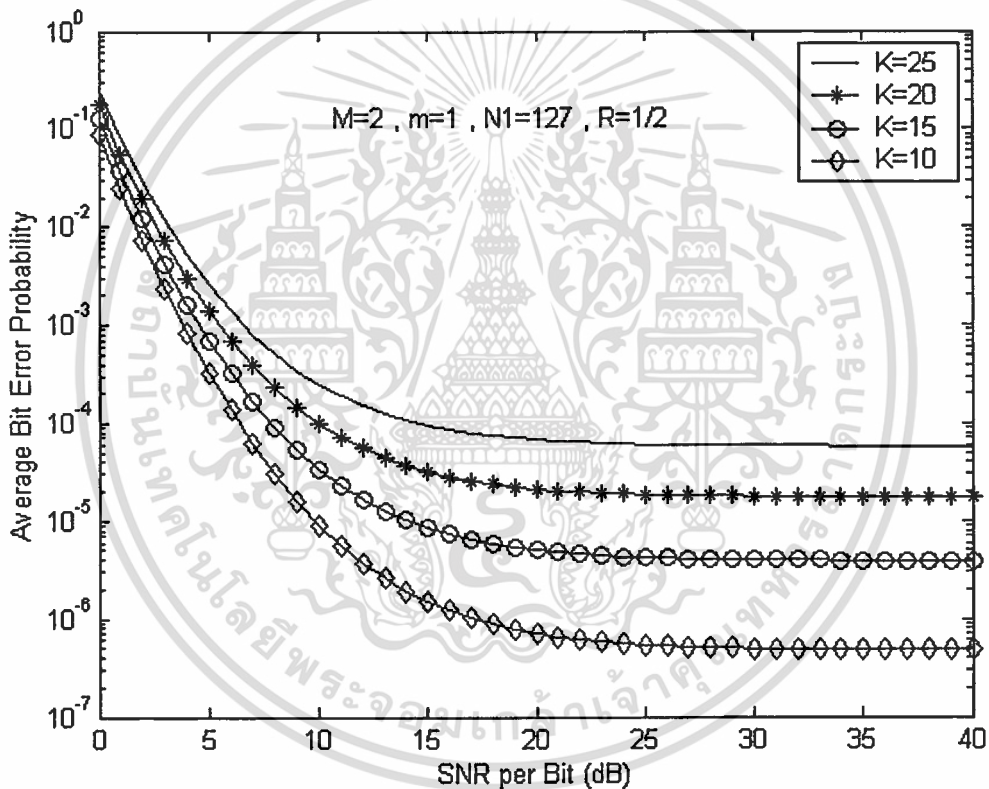
รูปที่ 4.16 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมี  $M=4$ ,  $m=1$ ,  $(N_1)=127$  และจำนวนผู้ใช้งาน ( $K$ ) ที่ค่าต่างๆคือ 10, 15, 20, และ 25



**รูปที่ 4.17** ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมี  $M=6$ ,  $m=1$ ,  $(N_1)=127$  และจำนวนผู้ใช้งาน ( $K$ ) ที่ค่าต่างๆคือ 10, 15, 20, และ 25

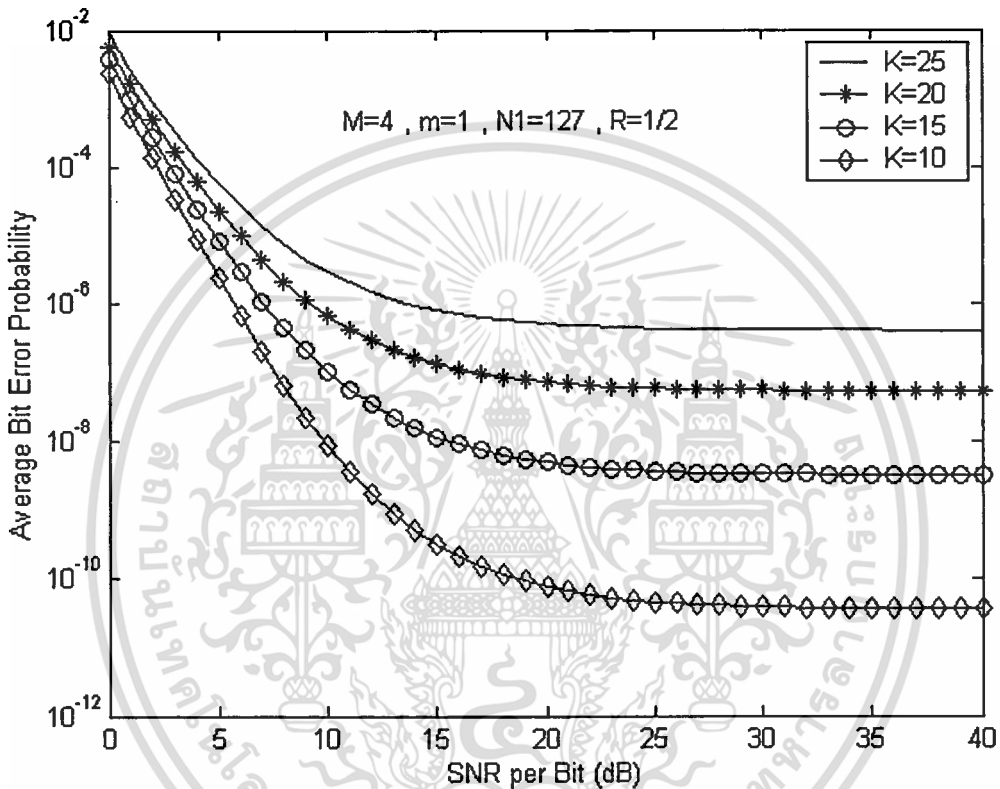
#### 4.3.2 ผลของจำนวนของผู้ใช้งาน (K) ของระบบที่เข้ารหัส

รูปที่ 4.18-4.20 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่เข้ารหัสเข้ารหัสการประสาน โดยมี อัตราการเข้ารหัส (Code rate : R) เท่ากับ 1/2 ความยาวคอนสเตรนธ์เท่ากับ 3 มีค่าตัวแปรเสริม อัตราการขยายประมวลผลสำหรับคลื่นพาห์เดี่ยว ( $N_1$ ) เท่ากับ 127 ค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami(m) มีค่าเท่ากับ 1 จำนวนคลื่นพาห์ (M) ที่ใช้ในการมอดูเลตมีค่าเท่ากับ 2, 4, และ 6 ตามลำดับ และทำการเปลี่ยนแปลงจำนวนผู้ใช้งาน (K) ผลของการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่า จำนวนผู้ใช้งาน (K) ที่เพิ่มขึ้นทำให้อัตราความผิดพลาดบิตมีค่ามากขึ้น

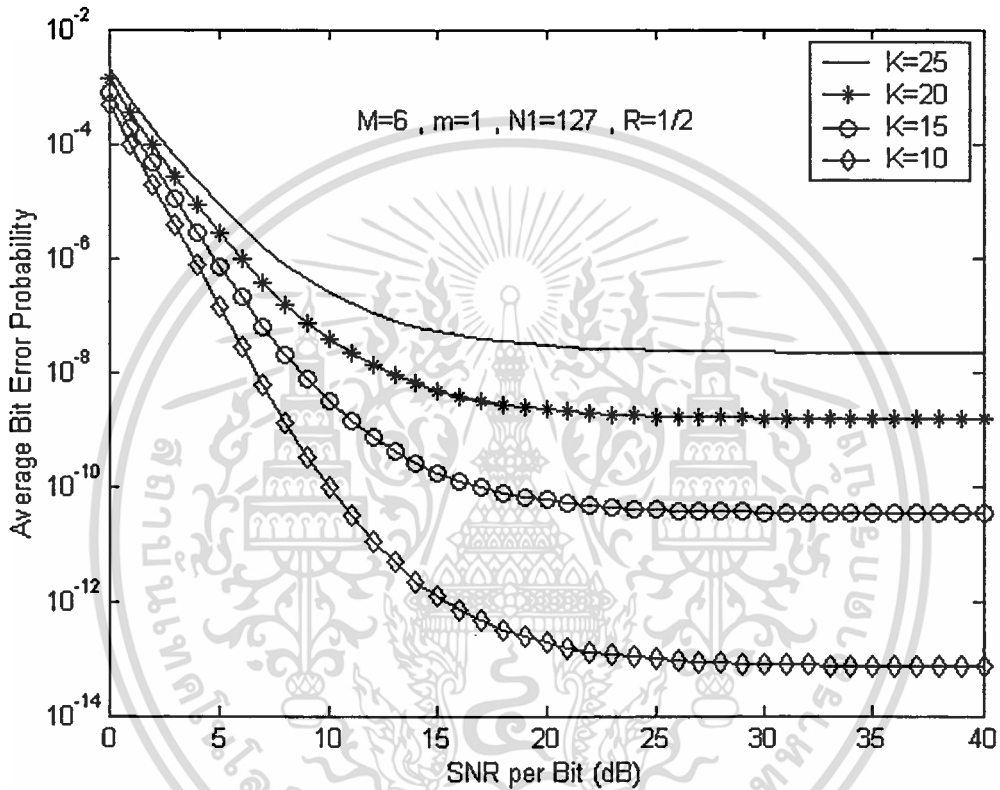


รูปที่ 4.18 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต

ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมี  $M=2$ ,  $m=1$ ,  $(N_1)=127$ ,  $R=1/2$  และจำนวนผู้ใช้งาน (K) ที่ค่าต่างๆคือ 10, 15, 20, และ 25



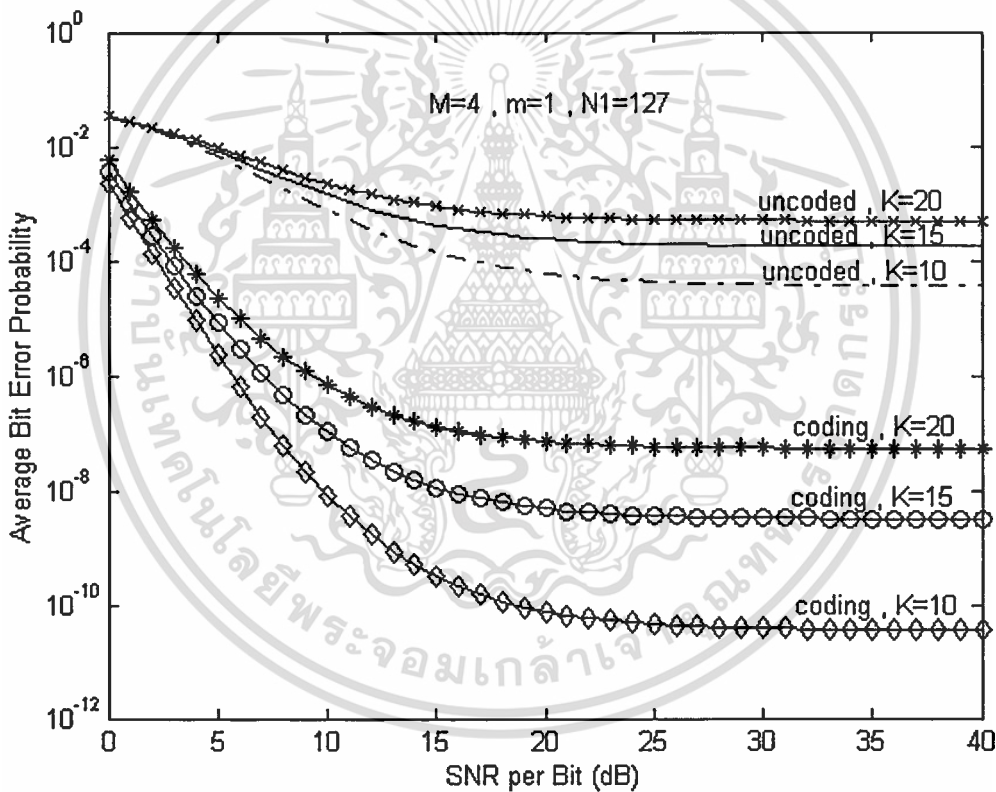
**รูปที่ 4.19** ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมี  $M=4$ ,  $m=1$ ,  $(N_1)=127$ ,  $R=1/2$  และจำนวนผู้ใช้งาน ( $K$ ) ที่ค่าต่างๆคือ 10, 15, 20, และ 25



**รูปที่ 4.20** ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมี  $M=6$ ,  $m=1$ ,  $(N_1)=127$ ,  $R=1/2$  และจำนวนผู้ใช้งาน ( $K$ ) ที่ค่าต่างๆคือ 10, 15, 20, และ 25

### 4.3.3 ผลการเปรียบเทียบของจำนวนผู้ใช้งาน (K) ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสกับระบบที่เข้ารหัส

รูปที่ 4.21 แสดงอัตราความผิดพลาดบิต โดยการเปรียบเทียบระหว่างระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสกับระบบที่มีการเข้ารหัสการประสาน ซึ่งมีตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami(m) มีค่าเท่ากับ 1 ค่าตัวแปรเสริมอัตราขยายประมวลผลสำหรับคลื่นพาห์เดี่ยว( $N_1$ ) เท่ากับ 127 จำนวนคลื่นพาห์ (M) เท่ากับ 4 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เท่ากับ 10, 15, และ 20 โดยระบบที่ทำการเข้ารหัสนั้นมีอัตราการเข้ารหัส(Code rate : R) เท่ากับ 1/2 ความยาวคอนสเตรนธ์เท่ากับ 3 ผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของระบบที่ดีขึ้นเมื่อมีการเข้ารหัส

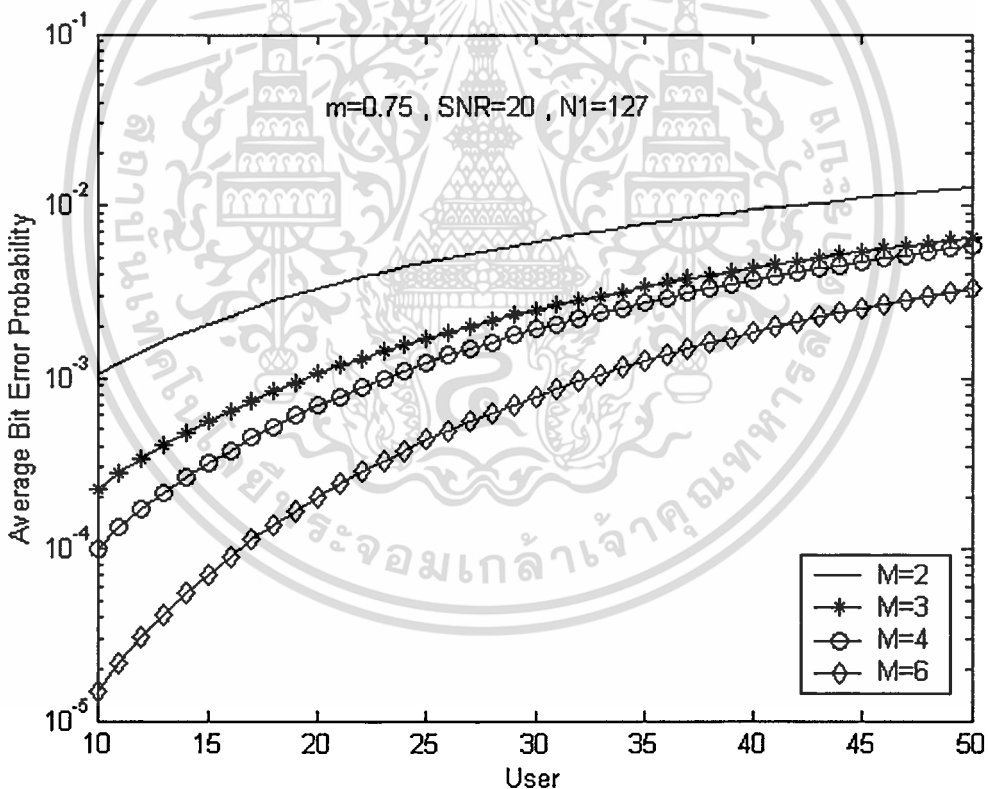


รูปที่ 4.21 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสเปรียบเทียบกับระบบที่มีการเข้ารหัส  $R=1/2$  โดยมี  $M=4$ ,  $m=1$ , ( $N_1$ )=127 และจำนวนผู้ใช้งาน (K) ที่ค่าต่างๆ คือ 10, 15, และ 20

#### 4.4 ผลของจำนวนผู้ใช้งานกับสมรรถนะของระบบ

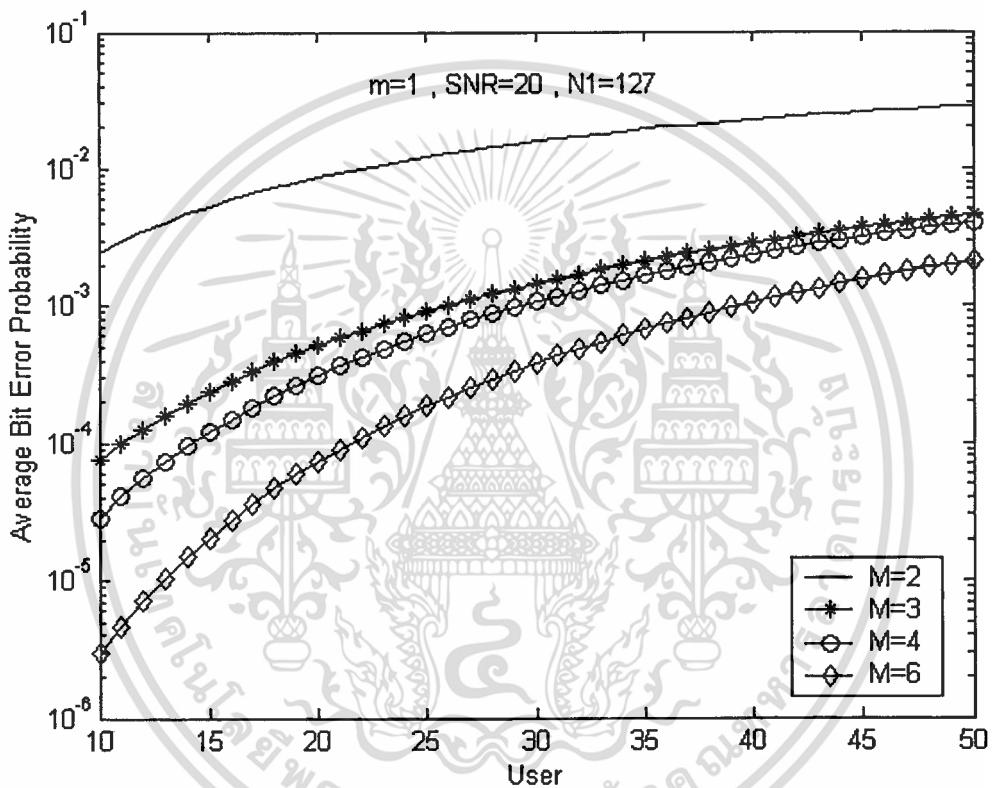
##### 4.4.1 ผลของจำนวนผู้ใช้งานกับสมรรถนะของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส

รูปที่ 4.22-4.24 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมีค่าตัวแปรเสริม อัตราการขยายประมวลผลสำหรับคลื่นพาห์เดี่ยว( $N_1$ ) เท่ากับ 127 สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตเท่ากับ 20 ค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami( $m$ ) มีค่าเท่ากับ 0.75, 1, และ 2 ตามลำดับ ทำการเปลี่ยนแปลงจำนวนคลื่นพาห์ ( $M$ ) ที่ใช้ในการมอดูเลต ผลของการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าจำนวนผู้ใช้งานมีผลต่ออัตราความผิดพลาดบิตของระบบ

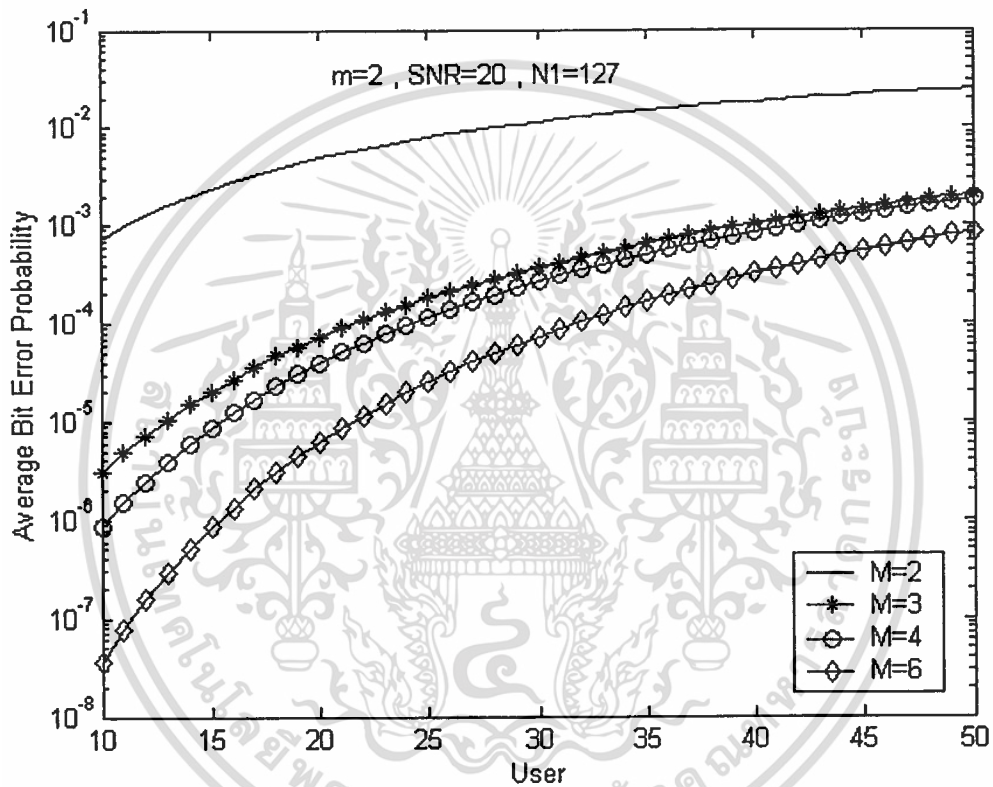


รูปที่ 4.22 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต

ค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน (User) ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมี  $m=0.75$ ,  $SNR=20$ ,  $(N_1)=127$  และจำนวนคลื่นพาห์ ( $M$ ) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, และ 6



**รูปที่ 4.23** ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน (User) ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมี  $m=1$ ,  $\text{SNR}=20$ ,  $(N_s)=127$  และจำนวนคลื่นพาร์ (M) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, และ 6

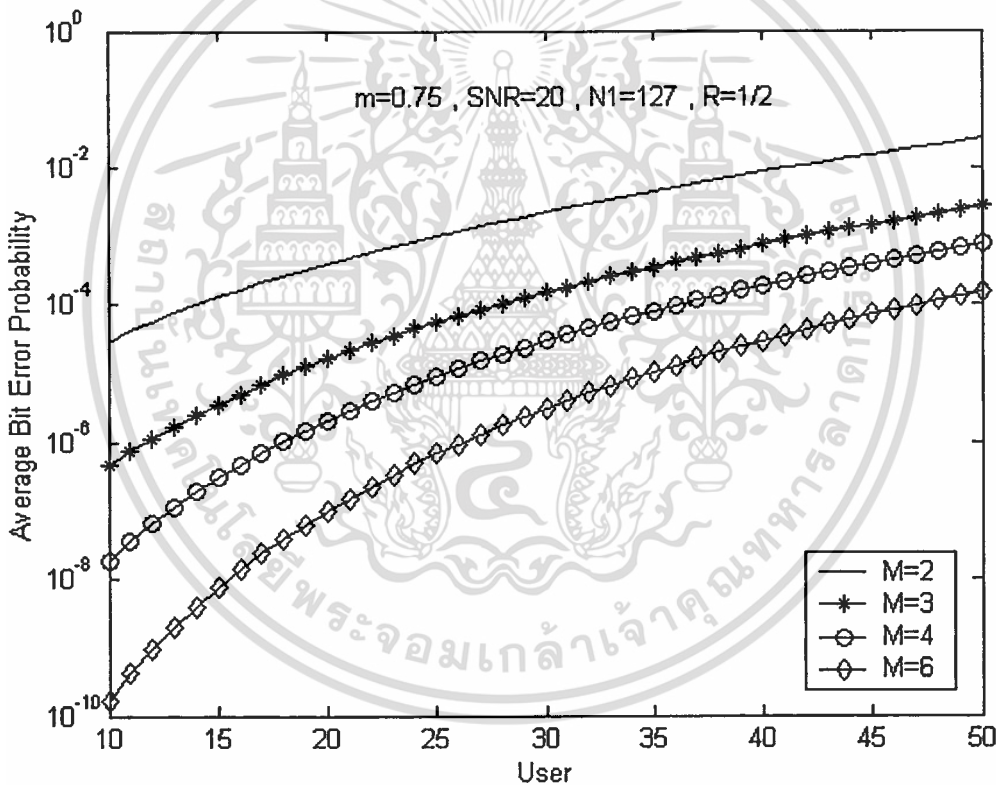


**รูปที่ 4.24** ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน (User) ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมี  $m=2$ ,  $\text{SNR}=20$ ,  $(N_1)=127$  และจำนวนคลื่นพาห์ (M) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, และ 6

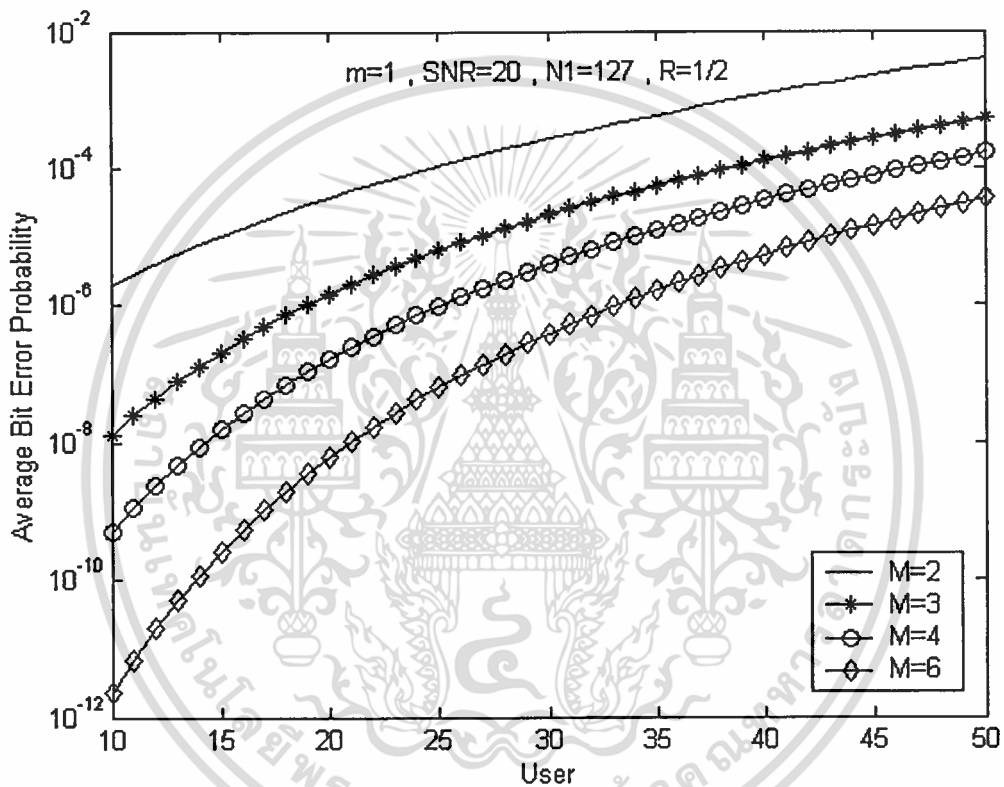
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4.2 ผลของจำนวนผู้ใช้งานกับสมรรถนะของระบบที่เข้ารหัส

รูปที่ 4.25-4.27 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่เข้ารหัสการประสาน โดยมีอัตราการเข้ารหัส (Code rate :  $R$ ) เท่ากับ  $1/2$  ความยาวคอนสเตรนธ์เท่ากับ 3 มีค่าตัวแปรเสริมอัตราการขยายประมวลผลสำหรับคลื่นพาห์เดี่ยว( $N_1$ ) เท่ากับ 127 สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตเท่ากับ 20 ค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami( $m$ ) มีค่าเท่ากับ 0.75, 1, และ 2 ตามลำดับ ทำการเปลี่ยนแปลงจำนวนคลื่นพาห์ ( $M$ ) ที่ใช้ในการมอดูเลต ผลของการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าจำนวนผู้ใช้งานมีผลต่ออัตราความผิดพลาดบิตของระบบ

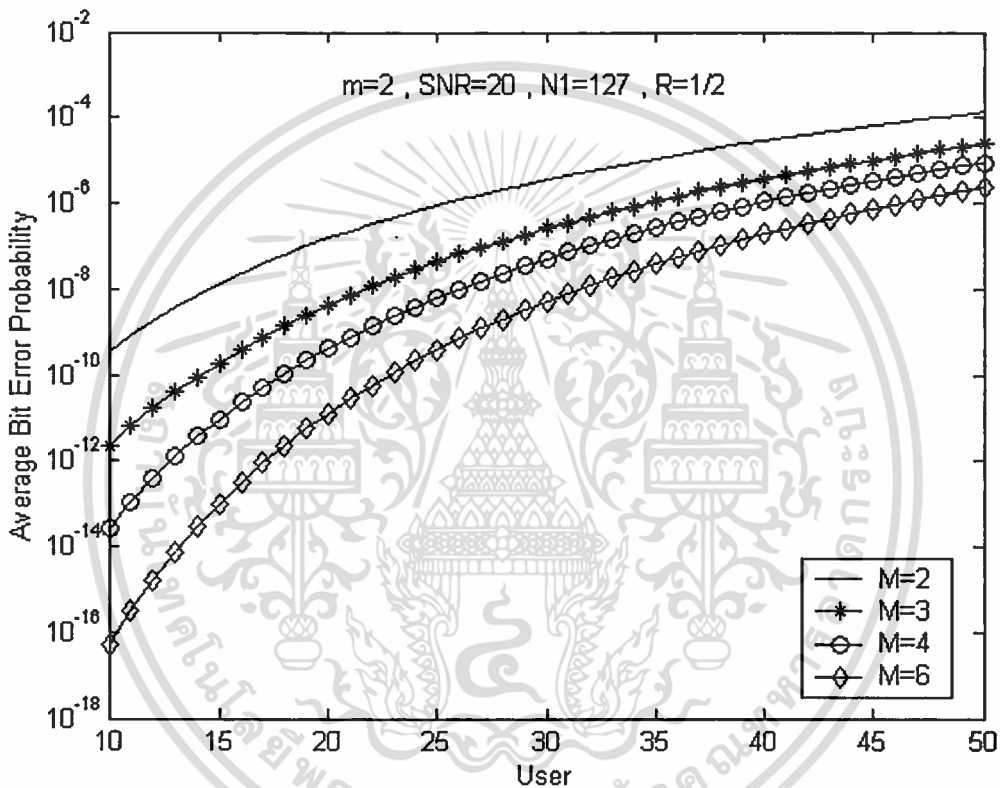


รูปที่ 4.25 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน (User) ของระบบที่เข้ารหัส โดยมี  $m=0.75$ ,  $SNR=20$ ,  $(N_1)=127$ ,  $R=1/2$  และจำนวนคลื่นพาห์ ( $M$ ) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, และ 6



รูปที่ 4.26 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน (User) ของระบบที่เข้ารหัส โดยมี  $m=1$ ,  $\text{SNR}=20$ ,  $(N_1)=127$ ,  $R=1/2$  และจำนวนคลื่นพาร์ (M) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, และ 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**รูปที่ 4.27** ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน (User) ของระบบที่เข้ารหัส โดยมี  $m=2$ ,  $\text{SNR}=20$ ,  $(N_1)=127$ ,  $R=1/2$  และจำนวนคลื่นพาห์ ( $M$ ) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, และ 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

# สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ระบบCDMAเป็นระบบที่มีศักยภาพสูงกล่าวคือเป็นระบบมีความปลอดภัยของข้อมูลสูง สามารถป้องกันและแยกสัญญาณรบกวนออกไปได้ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาทกับการเข้ารหัสการประสานมาประยุกต์ใช้กับระบบCDMAโดยวิธีการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ที่ใช้คือวิธีการจัดลำดับโดยตรง ซึ่งระบบMC DS-SS-SS ที่ทำการศึกษาคือระบบMC DS-SS-SS ที่ทำการศึกษาคือระบบMC DS-SS-SS ที่ทำการศึกษาประกอบไปด้วย เครื่องส่ง ช่องสัญญาณ และเครื่องรับ โดยเครื่องส่งจะประกอบไปด้วยลำดับข้อมูลซึ่งจะคูณกับลำดับรหัสการแผ่สเปกตรัมที่มีรูปแบบเป็นเลขฐานสอง ผลคูณที่ได้จะถูกนำไปมอดูเลตกับคลื่นพาทจำนวนทั้งหมด  $M$  คลื่นพาท ซึ่งแต่ละคลื่นพาทจะมีลักษณะตั้งฉากซึ่งกันและกัน (Orthogonal) โดยกำหนดให้ใช้การมอดูเลตแบบ BPSKจากนั้นสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตทั้งหมดจะถูกรวมกันเพื่อส่งผ่านช่องสัญญาณซึ่งก็คืออากาศและจากลักษณะของช่องสัญญาณ จะเกิดการเฟดของสัญญาณทำให้ขนาดของสัญญาณมีการผิดเพี้ยนไป ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้แบบจำลองช่องสัญญาณของ Nakagami เนื่องจากเป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลองสอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในเมือง ชนบท และเมืองใหญ่ เป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับการแจกแจงแอมพลิจูด สามารถอธิบายการเฟดแบบอื่นๆ ได้ด้วยการเปลี่ยนค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ( $m$ ) เช่น กรณีตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเท่ากับ 1 คือการแจกแจงแบบ Rayleigh และกรณีตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเข้าใกล้อนันต์คือสถานะที่ไม่มีการลดทอนของสัญญาณ กำหนดให้ช่องสัญญาณดังกล่าวมีสัญญาณรบกวนซึ่งกำหนดให้เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก จากนั้นสัญญาณจะถูกส่งไปยังเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ซึ่งใช้การรวมสัญญาณแบบEGC(Equal Gain Combining) นำผลที่ได้ไปวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ MC DS-SS-SS ซึ่งจากระบบที่ทำการศึกษานั้นจะประกอบไปด้วยส่วนของสัญญาณ และส่วนของสัญญาณรบกวน โดยส่วนของสัญญาณรบกวนแบ่งออกเป็น 3 ประเภทคือ สัญญาณรบกวนจากผู้ใช้งานอื่นที่ความถี่คลื่นพาทเดียวกัน สัญญาณรบกวนจากผู้ใช้งานอื่นที่ความถี่คลื่นพาทต่างกัน และสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก กำหนดให้การวิเคราะห์นี้ใช้การตีมอดูเลตแบบร่วมนัย จะได้ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตข้อมูลเฉลี่ย ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ยังทำการปรับปรุงสมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบให้ดีขึ้นด้วยวิธีการเข้ารหัสของสัญญาณ โดยใช้การเข้ารหัสการประสาน (Convolutional code) จากนั้นนำผลที่ได้มาเลียนแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการวิเคราะห์เชิงเลขของระบบที่ไม่ได้ทำการเข้ารหัสและระบบที่ทำการเข้ารหัสพบว่า การเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งของระบบมีผลกับค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตของข้อมูล โดยเมื่อตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเพิ่มมากขึ้น ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตข้อมูลจะมีค่าลดลง สอดคล้องกับทฤษฎีที่เมื่อค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเข้าใกล้อนันต์คือ ไม่มีการลดทอนของสัญญาณทำให้ไม่มีความผิดพลาดของการรับส่งข้อมูลข่าวสาร นอกจากนี้การเปลี่ยนแปลงจำนวนคลื่นพาห์ที่ใช้ในการมอดูเลตของระบบยังมีผลกับระบบ โดยการเพิ่มจำนวนคลื่นพาห์ที่ใช้ในการมอดูเลตทำให้ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตมีค่าลดลง เนื่องจากการทำไดเวอร์ซิตีทางความถี่สำหรับจำนวนผู้ใช้งานในระบบก็มีผลกับค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตข้อมูลเช่นกัน โดยเมื่อกำหนดให้ผู้ใช้งานในระบบเพิ่มขึ้น ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตข้อมูลจะมีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งสามารถชดเชยค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตข้อมูลได้ด้วยการเพิ่มจำนวนคลื่นพาห์ที่ใช้ในการมอดูเลตขึ้น นั่นคือสมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบจะดีขึ้นเมื่อตัวแปรเสริมเฟดดิ้งและจำนวนคลื่นพาห์ที่ใช้ในการมอดูเลตมีค่าเพิ่มมากขึ้น และสมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบจะลดลงเมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพิ่มขึ้น

จากการเปรียบเทียบผลการวิเคราะห์เชิงเลขของระบบที่ไม่ได้ทำการเข้ารหัสกับระบบที่ทำการเข้ารหัสพบว่า ระบบที่มีการเข้ารหัสจะให้สมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบดีกว่าระบบที่ไม่มีการเข้ารหัสอย่างเห็นได้ชัด โดยสังเกตจากค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตข้อมูลมีค่าลดลงเมื่อเปรียบเทียบที่อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ค่าเดียวกัน

นอกจากทำการวิเคราะห์ในรูปแบบของอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนแล้วยังทำการวิเคราะห์เพื่อศึกษาผลกระทบของจำนวนผู้ใช้งานกับสมรรถนะของระบบ ซึ่งผลที่ได้จากการวิเคราะห์พบว่าทั้งระบบที่ไม่ได้ทำการเข้ารหัสและระบบที่ทำการเข้ารหัส เมื่อผู้ใช้งานในระบบเพิ่มขึ้น ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตข้อมูลจะมีค่าเพิ่มขึ้น ทั้งนี้ค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งและจำนวนคลื่นพาห์ที่ใช้ในการมอดูเลตยังคงมีผลกับค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตข้อมูลในลักษณะเดิม ทำให้สมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบจะดีขึ้นเมื่อค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งและจำนวนคลื่นพาห์ที่ใช้ในการมอดูเลตมีค่าเพิ่มขึ้น

หากทำการพิจารณาตามมาตรฐาน IS-95 มาตรฐานร่วมโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ CDMA ของสหรัฐอเมริกา ซึ่งมีการเข้ารหัสการประสานด้วยอัตราเข้ารหัส  $1/2$  ซึ่งประมาณค่า SNR ที่จำเป็นมีค่าประมาณ 7dB และค่าอัตราความผิดพลาดบิตน้อยกว่า  $10^{-3}$  จะเห็นได้จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขของระบบที่เข้ารหัสในการวิจัยนี้ สามารถกำหนดค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิให้มีค่าได้ตั้งแต่ 0.75 ขึ้นไปโดยใช้คลื่นพาห์ตั้งแต่ 4 คลื่นพาห์ขึ้นไปในการมอดูเลต และหากต้องการใช้คลื่นพาห์ตั้งแต่ 2 คลื่นพาห์ขึ้นไปในการมอดูเลตจะต้องกำหนดค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กามีให้มีค่าตั้งแต่ 1 ขึ้นไป ส่วนจำนวนผู้ใช้งานนั้นสามารถรองรับได้เพิ่มมากขึ้นโดยการเพิ่มค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามีหรือจำนวนคลื่นพาห์ที่ใช้ในการมอดูเลตให้มีค่ามากขึ้น

จากผลการวิจัยที่ได้กล่าวมาทั้งหมดนี้เป็นเพียงการนำเสนอแนวทางหนึ่งที่สามารถจะพัฒนาและปรับปรุงสมรรถนะของระบบ CDMA ให้ดีขึ้น อาจมีแนวทางอื่น ๆ ที่สามารถจะพัฒนาสมรรถนะของระบบ CDMA ให้ดีขึ้นอีก เช่น การใช้วิธีการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่แบบอื่นๆ หรือ การนำการเข้ารหัสของสัญญาณแบบใหม่มาใช้ ทั้งหมดนี้ขึ้นอยู่กับปัจจัยที่เป็นองค์ประกอบของระบบ รวมถึงต้องพิจารณาข้อดีและข้อเสียของแนวทางที่จะนำมาใช้ เพื่อให้เกิดประโยชน์โดยรวมสูงสุดแก่ระบบ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] G.L. Turin. "The Effect of Multipath and Fading on the Performance of Direct Sequence CDMA System." IEEE J. Select Areas Communication, Vol.COMM-35, November 1987. pp.1189-1198.
- [2] J.W. Modestino and S.Y. Mui. "Convolutional Code Performance in the Rician Fading Channel." IEEE Trans. Communication., Vol.COMM-24, No.6, June 1976. pp.592-606.
- [3] N. Nakagami. "The m-distribution a general formula for intensity distribution of rapid fading." in Statistical Method in Radio Wave Propagation, W.G.Hoffman, Ed. Oxford, England : Pergamon, 1960. pp.3-36.
- [4] T. Eng and L.B. Milstein. "Coherent DS-SS Performance in Nakagami Multipath Fading." IEEE Trans. Communication., Vol COMM-43, No.2-4, August 1995. pp.1134-1143.
- [5] S. Kondo and L.B. Milstein. "Performance of Multicarrier DS-SS System." IEEE Trans. Communication., Vol.44, No.2, February 1996. pp.238-246.
- [6] S. Kondo and L.B. Milstein. "On the Use of Multicarrier Direct Sequence Spread Spectrum Systems." in Proc." IEEE MILCOM '93., Boston., MA., Oct 1993. pp.52-56.
- [7] G. Efthymoglou and V. Aalo. "Performance Analysis of Coherent DS-SS Systems in a Nakagami Fading Channel with Arbitrary Parameters." IEEE Trans. Vehicular Technology., Vol.46, No.2, May 1997. pp.289-297.
- [8] M. B. Pursley. "Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple Access Communication-Part I: System Analysis." IEEE Trans. Communication., Vol. COMM-25. 1977. pp.795-799.
- [9] E. Sourour and M. Nakagawa. "Performance of Orthogonal Multi-carrier CDMA in a Nonfading and Frequency Non-selective Fading Channels." Proc.1994 ISSSTA, University of Oulu., Oulu, Finland. July 1994. pp.203-207.
- [10] E. Sourour and M. Nakagawa. "Performance of Orthogonal Multi-carrier CDMA in a Multipath Fading Channel." IEEE Trans. Communication., Vol.44, No.3, March 1996. pp.356-367.

- [11] J. G. Proakis. Digital Communications. New York : McGraw Hill. 1995.
- [12] I. S. Gradshteyn and I.M. Ryzhik. Table of Integrals, Series and Products. New York : Academic Press Inc. 1980.
- [13] A. J. Viterbi. Principles of Digital Communication and Coding. New York : McGraw Hill. 1979.
- [14] K. H. Li. "Computing Weight Spectra of Convolutional Codes with MAPLE." Proc. ICCS/ISITA. Singapore. 1992



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่องสัญญาณสามารถแทนด้วยแบบจำลองช่องสัญญาณต่างๆ ซึ่งจะมีค่าของผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรของความถี่ต่ำในกรณีทั่วไป สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$c(\tau, t) = \sum_{l=0}^{L-1} \beta_n(t) e^{-j\gamma_n} \delta(t - \tau_n(t)) \quad (\text{ก.1})$$

โดย  $\beta_n$  เป็นอัตราการลดทอนทางด้านแอมพลิจูดของสัญญาณ (amplitude distortion factor) ซึ่งมีค่าความหนาแน่นของความน่าจะเป็น แสดงด้วยการแจกแจงแบบต่างๆ

$\tau_n$  เป็นการประวิงเวลา (time delay) ในเส้นทางต่างๆ ซึ่งกำหนดให้เป็นตัวแปรแบบสุ่มที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์มบนช่วง  $[0, T]$

$\gamma_n$  เป็นการประวิงทางเฟส (phase delay) ซึ่งกำหนดให้เป็นตัวแปรแบบสุ่มที่มีการแจกแจงบนช่วง  $[0, 2\pi]$

$L$  เป็นจำนวนเส้นทาง ซึ่งจะสอดคล้องกับผลของการจางหายหลายวิถี (multipath fading) เป็นผลเนื่องมาจากการสะท้อน การหักเห และการกระเจิงของสัญญาณภายในช่องสัญญาณ เป็นต้น

ฟังก์ชันการแจกแจงของความหนาแน่นความน่าจะเป็นมีหลายรูปแบบดังนี้

### ก.1 แบบจำลองของรายล์เลย์ (Rayleigh Model)

เป็นระบบที่อธิบายการแจกแจงของความหนาแน่นกำลังของสัญญาณในชนบทซึ่งมีบ้านเรือนที่มีขนาดไม่สูงมากนักหรือภูเขา การใช้งานในชนบทก็พบกับปัญหาซึ่งมีผลกระทบกับระดับความแรงของสัญญาณซึ่งเรียกว่าการจางหายในหลายเส้นทาง เกิดขึ้นเมื่อสัญญาณเดินทางมากกว่าหนึ่งเส้นทางจากด้านส่งไปยังด้านรับ สัญญาณจะไม่ได้รับโดยตรงจากด้านส่งแต่จะได้รับการหักเหจากทิศทางอื่นๆ ซึ่งตกกระทบมาเช่น จากบ้านเรือนในชนบท จึงเป็นการยากมากที่จะมีเส้นแนวสายตา (line of sight) ระหว่างตัวส่งและตัวรับ สัญญาณอาจจะเดินทางไปถึงตัวรับโดยผ่านการสะท้อนกับบ้านเรือนหลายครั้ง ซึ่งหมายความว่าสัญญาณที่ได้รับจะเป็นผลรวมของสัญญาณเดียวกันซึ่งมีความแตกต่างเฟสกันเล็กน้อย สามารถแสดงด้วยค่าความหนาแน่นของฟังก์ชันความน่าจะเป็นดังสมการ

$$p(\beta) = \frac{\beta}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\beta^2}{2\sigma^2}\right] \quad \text{เมื่อ } \beta \geq 0 \quad (\text{ก.2})$$

## ก.2 แบบจำลองของไรท์เซียน (Rician Model)

เป็นแบบจำลองที่เหมาะสมกับสภาวะแวดล้อมในเมือง ซึ่งประกอบด้วยพารามิเตอร์ 2 ค่าและมีค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังสมการ

$$p(\beta) = \frac{\beta}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\beta^2 - a^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left[\frac{a\beta}{\sigma^2}\right] \quad \text{เมื่อ } \beta \geq 0 \quad (\text{ก.3})$$

เมื่อ  $I_0(x)$  คือฟังก์ชันเบสเซล (Bessel Function)

## ก.3 แบบจำลองของนาคากามิ (Nakagami Model)

เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลอง และสามารถอธิบายปรากฏการณ์ของการเฟดดิ้งในบริเวณอื่นๆ ได้ดี เคาต์พุดของสัญญาณด้านรับจะเป็นผลบวกทางเวกเตอร์ของขนาดของสัญญาณ (signal strength) แบบจำลองนาคากามิไม่ได้อธิบายรายละเอียดทางปัญหาด้านเฟส อย่างไรก็ตามแบบจำลองนาคากามิยังสามารถอธิบายแบบจำลองอื่นๆ ได้ดีอีกด้วย สามารถแสดงค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังสมการ

$$p_{\beta}(\beta) = 2 \left(\frac{m_1}{\Omega_1}\right)^{m_1} \frac{\beta^{2m_1-1}}{\Gamma(m_1)} \exp\left[-\frac{m_1}{\Omega_1} \beta^2\right] \quad \text{เมื่อ } \beta \geq 0 \quad (\text{ก.4})$$

$$m_1 = \frac{\Omega_1^2}{E[(\beta_1^2 - \Omega_1^2)^2]} \geq 0.5$$

โดยจุดเด่นของแบบจำลองนาคากามิ คือ

- (ก) เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลองและสอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในชนบทและเมืองใหญ่
- (ข) เป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับการแจกแจงของแอมพลิจูด (amplitude distribution) ซึ่งแสดงด้วยตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ( $m$ ) ต่างๆ ดังนี้

$m = 1$	คือการแจกแจงแบบรายล์เลย์
$m = 0.5$	คือการแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว
$m \rightarrow \infty$	คือกรณีในอุดมคติที่ไม่มีเฟดดิ้งของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ข.1 ทฤษฎีความน่าจะเป็น และ กระบวนการเฟ้นสุ่ม

ทฤษฎีความน่าจะเป็นและกระบวนการเฟ้นสุ่ม (stochastic process) เป็นเครื่องมือทางคณิตศาสตร์ที่สำคัญในการออกแบบระบบสื่อสารแบบดิจิทัล ซึ่งเป็นส่วนสำคัญในแบบจำลองทางสถิติของแหล่งกำเนิดที่สร้างข้อมูลในการแปลงเป็นเชิงเลข(digitization)ของแหล่งกำเนิดเอาต์พุต(output) ในการอธิบายคุณสมบัติของช่องสัญญาณที่ทำการส่งสัญญาณทางดิจิทัลออกไป ในการออกแบบเครื่องรับที่จะทำการประมวลผลข้อมูลผ่านทางช่องสัญญาณและในการหาค่าสมรรถนะของระบบสื่อสาร ในหัวข้อนี้จะทำการกล่าวถึงคำนิยามและพื้นฐานของทฤษฎีความน่าจะเป็นและกระบวนการเฟ้นสุ่มและกล่าวถึงส่วนที่มีความสำคัญในการออกแบบระบบสื่อสารดิจิทัลที่มีคุณภาพและในการวิเคราะห์ค่าสมรรถนะของระบบ

### ข.1.1 ความน่าจะเป็น

พิจารณาการทดลองโดยการทอดลูกเต๋ากับจำนวนผลลัพธ์ที่เป็นไปได้ในเอกภพสัมพัทธ์  $s$  ของการทดลองประกอบไปด้วย เซต ที่ประกอบไปด้วยสมาชิกที่เป็นผลลัพธ์ที่เป็นไปได้ในที่นี้

$$s = \{1,2,3,4,5,6\} \quad (ข.1)$$

โดยที่จำนวนเต็ม  $1, \dots, 6$  แสดงถึงจำนวนจุดบนหน้าลูกเต๋าค่าทั้ง 6 นี้เป็นสมาชิกในเอกภพสัมพัทธ์ของการทดลอง เหตุการณ์ที่เป็นเซตย่อยของ  $s$  ประกอบด้วยสมาชิกที่เป็นส่วนหนึ่งของเอกภพสัมพัทธ์ของการทดลอง ตัวอย่างเช่นพิจารณาเหตุการณ์  $A$

$$A = \{2,4\} \quad (ข.2)$$

ซึ่งประกอบไปด้วยสมาชิกคือ  $\{2,4\}$  คอมพลีเมนต์ของ  $A$  เขียนเป็น  $\bar{A}$  คือสมาชิกที่อยู่ใน  $s$  แต่ไม่อยู่ใน  $A$  เขียนได้เป็น

$$\bar{A} = \{1,3,5,6\} \quad (ข.3)$$

เหตุการณ์ 2 เหตุการณ์กล่าวว่าจะเป็น เหตุการณ์ไม่เกิดร่วม (mutually exclusive event) กันถ้าเหตุการณ์ทั้ง 2 ไม่มีสมาชิกร่วมกัน เช่นถ้าเหตุการณ์  $B$  คือ

$$B = \{1,3,6\} \quad (ข.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นคือเหตุการณ์  $A$  และ  $B$  เป็น เหตุการณ์ไม่เกิดร่วม ต่อกัน ในทำนองเดียวกัน  $A$  และ  $\bar{A}$  ก็เป็นเหตุการณ์ที่ เหตุการณ์ไม่เกิดร่วม ต่อกัน

การยูเนียนของเหตุการณ์ 2 เหตุการณ์ จะเป็นเหตุการณ์ที่ประกอบไปด้วยสมาชิกรวมของ เหตุการณ์ทั้ง 2 เช่นกำหนดเหตุการณ์  $C$  เป็น

$$C = \{1,2,3\} \quad (ข.5)$$

ให้  $D$  เป็นผลของการยูเนียนเหตุการณ์  $B$  และ  $C$  จะได้ว่า

$$\begin{aligned} D &= B \cup C \\ D &= \{1,2,3,6\} \end{aligned} \quad (ข.6)$$

ในทำนองเดียวกัน  $A \cup \bar{A} = s$  จะได้เอกภพสัมพัทธ์ของเหตุการณ์ ในทางกลับกันการ อินเตอร์เซกชัน ของเหตุการณ์ 2 เหตุการณ์ จะได้เหตุการณ์ที่เป็นสมาชิกร่วมของเหตุการณ์ทั้ง 2 เช่น ถ้าให้  $E = B \cap C$  จะได้ว่า

$$E = \{1,3\} \quad (ข.7)$$

เมื่อเหตุการณ์ทั้ง 2 เป็น เหตุการณ์ไม่เกิดร่วมกันผลของการอินเตอร์เซกชันจะได้เซตว่าง  $\emptyset$  เช่น  $A \cap B = \emptyset$  ซึ่งผลของการยูเนียนและอินเตอร์เซกชันสามารถนำไปใช้กับกรณีที่มีมากกว่า 2 เหตุการณ์ได้เช่นกัน

โอกาสของการเกิดเหตุการณ์ใดๆคือค่าความน่าจะเป็นของเหตุการณ์นั้น ซึ่งสอดคล้องกับ สัจพจน์ดังต่อไปนี้

สัจพจน์ที่ 1  $P(A) \geq 0$  สำหรับทุกเหตุการณ์  $A$

สัจพจน์ที่ 2  $P(s) = 1$  สำหรับทุกเหตุการณ์  $s$

ถ้า  $A_i, i=1,2,\dots$  เป็นเหตุการณ์ที่เป็นเหตุการณ์ไม่เกิดร่วมกัน ทั้งหมดในเอกภพสัมพัทธ์  $s$  นั้น คือ

$$A_i \cap A_j = \emptyset \quad (ข.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $i \neq j = 1, 2, \dots$  ดังนั้นความน่าจะเป็นของยูเนียนของเหตุการณ์ที่เป็นเหตุการณ์ไม่เกิดร่วมดังกล่าวจะมีเงื่อนไขดังนี้

$$P\left(\bigcup_i A_i\right) = \sum_i P(A_i) \quad (\text{ข.9})$$

### ข.1.2. เหตุการณ์ร่วมและความน่าจะเป็นร่วม ( joint events and joint probability)

เมื่อทำการทดลอง 2 การทดลองและพิจารณาผลลัพธ์ที่ได้เช่นการทดลองทั้งสองอาจเป็นการทอดลูกเต๋าลูกเดียว 2 ครั้ง หรือการทอดลูกเต๋า 2 ลูก 1 ครั้ง ในแต่ละกรณีเอกภพสัมพัทธ์  $s$  จะประกอบไปด้วยสมาชิก 36 สมาชิก ซึ่งแสดงได้โดยพิกัด  $(i, j)$  โดย  $i, j = 1, 2, \dots, 6$  ถ้ากำหนดให้ลูกเต๋าดังกล่าวมีความน่าจะเป็นของการเกิดหน้าต่างๆเท่ากัน ดังนั้นแต่ละสมาชิกในเอกภพสัมพัทธ์ จะมีความน่าจะเป็นเท่ากับ  $1/36$  เราอาจพิจารณาถึงเหตุการณ์ร่วมเช่น  $\{i \text{ เป็นจำนวนคู่}, j=3\}$  และหาความน่าจะเป็นของเหตุการณ์ดังกล่าวได้

โดยทั่วไปการทดลองที่ 1 มีผลลัพธ์ที่ได้คือ  $A_i, i=1, 2, \dots, n$  และการทดลองที่ 2 มีผลลัพธ์ที่ได้คือ  $B_j, j=1, 2, \dots, m$  ดังนั้นการทดลองร่วมจะได้ผลลัพธ์คือ  $(A_i, B_j), i=1, 2, \dots, n$  และ  $j=1, 2, \dots, m$  ให้ความน่าจะเป็นของผลลัพธ์ร่วม  $(A_i, B_j)$  คือ  $P(A_i, B_j)$  ซึ่งตรงกับเงื่อนไขดังนี้คือ

$$0 \leq P(A_i, B_j) \leq 1 \quad (\text{ข.10})$$

สมมติให้ผลลัพธ์  $B_j, j=1, 2, \dots, m$  เป็นเหตุการณ์ไม่เกิดร่วมจะได้ว่า

$$\sum_{j=1}^m P(A_i, B_j) = P(A_i) \quad (\text{ข.11})$$

ในทำนองเดียวกัน  $A_i, i=1, 2, \dots, n$  เป็นเหตุการณ์ไม่เกิดร่วมจะได้ว่า

$$\sum_{i=1}^n P(A_i, B_j) = P(B_j) \quad (\text{ข.12})$$

และถ้าผลลัพธ์ของการทดลองทั้ง 2 เป็นเหตุการณ์ไม่เกิดร่วมกันดังนั้น

$$\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m P(A_i, B_j) = 1 \quad (\text{ข.13})$$

ซึ่งสามารถนำไปใช้กับการทดลองมากกว่า 2 การทดลองได้

### ข.1.3 ความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไข

พิจารณาเหตุการณ์ร่วมที่มีความน่าจะเป็นคือ  $P(A,B)$  สมมติให้เหตุการณ์ B เกิดขึ้นแล้วและต้องการแสดงความน่าจะเป็นของการเกิดเหตุการณ์ A เรียกว่าความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไขของเหตุการณ์ A เมื่อเกิดเหตุการณ์ B ขึ้นแสดงได้โดย

$$P(A|B) = \frac{P(A,B)}{P(B)} \quad \text{โดย } P(B) > 0 \quad (\text{ข.14})$$

ในทำนองเดียวกันความน่าจะเป็นของเหตุการณ์ B เมื่อเกิดเหตุการณ์ A ขึ้นคือ

$$P(B|A) = \frac{P(A,B)}{P(A)} \quad \text{โดย } P(A) > 0 \quad (\text{ข.15})$$

ความสัมพันธ์ของเหตุการณ์ทั้ง 2 แสดงได้โดย

$$P(A,B) = P(A|B)P(B) = P(B|A)P(A) \quad (\text{ข.16})$$

### ข.1.4 การมีอิสระเชิงสถิติ (Statistical Independence)

พิจารณาเหตุการณ์ A และ B และความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไข  $P(A|B)$  สมมติว่าเหตุการณ์ A ไม่ขึ้นอยู่กับการเกิดเหตุการณ์ B จะได้ว่า

$$\begin{aligned} P(A|B) &= P(A) \\ P(A,B) &= P(A)P(B) \end{aligned} \quad (\text{ข.17})$$

เมื่อเหตุการณ์ A และ B เป็นไปตามเงื่อนไขดังกล่าว เหตุการณ์ A และ B จะเป็นเหตุการณ์อิสระเชิงสถิติต่อกัน

### ข.1.5 ตัวแปรสุ่ม การแจกแจงของความน่าจะเป็น และความหนาแน่นของการแจกแจงของความน่าจะเป็น

พิจารณาการทดลองที่มีเอกภพสัมพัทธ์  $S$  และให้  $s \in S$  กำหนดให้  $X(s)$  มีโดเมนคือ  $S$  ซึ่งมีพิสัย (range) คือเซตของจำนวนจริง ดังนั้นเรียก  $X(s)$  ว่าตัวแปรสุ่ม เช่นทำการทอยเหรียญผลลัพธ์ที่เป็นไปได้จะเป็นหัว (H) และก้อย (T) ดังนั้น  $S$  ประกอบไปด้วยสมาชิก 2 ตัวคือ H และ T สมมติให้  $X(s)$  คือ

$$X(s) = \begin{cases} 1, (s=H) \\ -1, (s=T) \end{cases} \quad (ข.18)$$

ดังนั้นสามารถโยงผลลัพธ์ที่เป็นไปได้ทั้งสองของการทอยเหรียญกับจุดทั้งสอง (1 -1) บนแกนจำนวนจริงได้

พิจารณาตัวแปรสุ่ม  $X$  ที่เหตุการณ์  $\{X \leq x\}$  โดย  $x$  คือจำนวนจริงใดๆ ในช่วง  $(-\infty, +\infty)$  ดังนั้นความน่าจะเป็นของเหตุการณ์ดังกล่าวแสดงได้โดย  $P(X \leq x)$  หรือ  $F(x)$  นั่นคือ

$$F(x) = P(X \leq x), (-\infty < x < \infty) \quad (ข.19)$$

เรียก  $F(x)$  ว่าฟังก์ชันการแจกแจงของความน่าจะเป็น (Probability Distribution Function) ของตัวแปรสุ่ม  $X$  หรือเรียกอีกอย่างได้ว่า ฟังก์ชันการแจกแจงสะสม (Cumulative Distribution Function: CDF)

คุณสมบัติของ  $F(x)$

- 1)  $0 \leq F(x) \leq 1$
- 2)  $F(x_1) \leq F(x_2)$  ถ้า  $x_1 \leq x_2$
- 3)  $F(-\infty) = 0$
- 4)  $F(+\infty) = 1$

เมื่อทำการหาค่าเชิงอนุพันธ์ของ  $F(x)$  แสดงได้โดย  $p(x)$  ซึ่งเรียกว่าความหนาแน่นของการแจกแจงของความน่าจะเป็น (Probability Density Function: PDF) ของตัวแปรสุ่ม  $X$  ดังนั้น

$$p(x) = \frac{dF(x)}{dx}, (-\infty < x < +\infty) \quad (ข.20)$$

หรือ

$$F(x) = \int_{-\infty}^x p(x) dx, (-\infty < x < +\infty) \quad (ข.21)$$

และ

$$\begin{aligned} p(x_1 \leq X \leq x_2) &= p(X \leq x_2) - p(X \leq x_1) \\ &= F(x_2) - F(x_1) \\ &= \int_{x_1}^{x_2} p(x) dx \end{aligned} \quad (ข.22)$$

คุณสมบัติของ PDF

1)  $p(x) \geq 0$

2)  $\int_{-\infty}^{+\infty} p(x) dx = F(+\infty) - F(-\infty) = 1$

### ข.1.6 การหาค่าเฉลี่ยทางสถิติของตัวแปรสุ่ม

พิจารณาตัวแปรสุ่ม  $X$  ซึ่งมี PDF คือ  $p(x)$  ค่าเฉลี่ยหรือค่าคาดคะเนของ  $X$  แสดงได้โดย

$$E(x) \equiv m_x = \int_{-\infty}^{+\infty} xp(x) dx \quad (ข.23)$$

โดย  $E(x)$  แสดงถึงค่าคาดคะเน ซึ่งเป็นโมเมนต์แรกของตัวแปรสุ่ม  $X$  สำหรับกรณีของโมเมนต์ที่  $m$  แสดงได้โดย

$$E(x^m) = \int_{-\infty}^{+\infty} x^m p(x) dx \quad (ข.24)$$

กำหนดให้  $Y=g(X)$  โดย  $g(X)$  คือ ฟังก์ชันใดๆของตัวแปรสุ่ม  $X$  ค่าคาดคะเนของ  $Y$  คือ

$$E(y) = E[g(x)] = \int_{-\infty}^{+\infty} g(x) p(x) dx \quad (ข.25)$$

ถ้าให้  $Y=(x-x_0)^n$  จะได้ว่า

$$E[(x-x_0)^n] = \int_{-\infty}^{+\infty} (x-x_0)^n p(x) dx \quad (ข.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้า  $x_0$  เป็นค่าคาดคะเนของตัวแปรสุ่ม  $X$  หรือ  $m_x$  แทนค่าลงไปจะได้ว่า

$$E[(x - m_x)^n] = \int_{-\infty}^{+\infty} (x - m_x)^n p(x) dx \quad (ข.27)$$

เรียกสมการที่ ข.27 ว่าเป็นค่าโมเมนต์กลางของตัวแปรสุ่ม  $X$

ถ้าให้  $n=2$  สมการที่ ข.27 จะเรียกว่า ความแปรปรวน (variance) ของตัวแปรสุ่มแสดงได้โดย  $\sigma_x^2$  นั่นคือ

$$\sigma_x^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} (x - m_x)^2 p(x) dx = E(X^2) - m_x^2 \quad (ข.28)$$

ในกรณีของตัวแปรสุ่ม 2 ตัว  $X_1$  และ  $X_2$  ซึ่งมี PDF ร่วมคือ  $p(x_1, x_2)$  ทำการแสดงโมเมนต์ร่วมคือ

$$E[(X_1^k X_2^n)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} x_1^k x_2^n p(x_1, x_2) dx_1 dx_2 \quad (ข.29)$$

และโมเมนต์ศูนย์กลางร่วมคือ

$$E[(X_1 - m_1)^k (X_2 - m_2)^n] = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (x_1 - m_1)^k (x_2 - m_2)^n p(x_1, x_2) dx_1 dx_2 \quad (ข.30)$$

โดย  $m_i = E(X_i)$  ในกรณีที่  $k=n=1$  สมการ ข.29 และ ข.30 จะเรียกว่า สหสัมพันธ์ (correlation) และความแปรปรวนร่วมเกี่ยว (covariance) ของตัวแปรสุ่ม  $x_1$  และ  $x_2$  ตามลำดับ

ถ้าตัวแปรสุ่มทั้งสองไม่สหสัมพันธ์กัน (uncorrelated) คือ  $E(X_1 X_2) = E(X_1) E(X_2) = m_1 m_2$  ซึ่งทำให้ค่า ความแปรปรวนร่วมเกี่ยว นั่นคือถ้าตัวแปรสุ่ม  $X_1$  และ  $X_2$  เป็นอิสระต่อกันและถ้า  $E(X_1 X_2) = 0$  กล่าวได้ว่าตัวแปรสุ่ม  $X_1$  และ  $X_2$  มีลักษณะเชิงตั้งฉากต่อกัน (orthogonal)

ข.1.7 ฟังก์ชันของ สหสัมพันธ์ และ ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมโดยการหาค่าเฉลี่ยทั้งชุดเชิงสถิติ (Correlation and Power Spectrum Density Function by Ensemble Averaging )

โดยปกติทั่วไปตัวแปรสุ่มมักขึ้นอยู่กับเวลาตัวอย่างเช่น สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในตัวของความต้านทานของอุปกรณ์ อิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับเวลา สัญญาณเอาท์พุทของแหล่งกำเนิดที่สร้างข้อมูลซึ่งเป็นลักษณะตัวแปรสุ่มที่ขึ้นอยู่กับเวลาเช่นกัน หรือ สัญญาณเสียงที่ส่งที่ส่งไปยังช่องสัญญาณโทรศัพท์ก็เป็นตัวแปรสุ่มที่ขึ้นอยู่กับเวลาเช่นกัน ดังนั้นจึงต้องพิจารณาถึงคุณสมบัติของตัวแปรสุ่มที่ขึ้นอยู่กับเวลา ดังนี้

ค่าคาดคะเนของตัวแปรสุ่ม  $X(t)$

$$\mu_x(t) = E[X(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) p_x[x(t)] dx(t) \quad (ข.31)$$

ค่าฟังก์ชันอัตสหสัมพันธ์ (Autocorrelation function) ของตัวแปรสุ่ม  $X(t)$  แสดงได้โดย  $R_{xx}(t_1, t_2)$

$$R_{xx}(t_1, t_2) = E[X(t_1)X(t_2)] = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t_1)x(t_2) p_x(x(t_1), x(t_2)) dx(t_1) dx(t_2) \quad (ข.32)$$

ค่าความแปรปรวนร่วมเกี่ยวตัวเอง (Autocovariance function) ของตัวแปรสุ่ม  $X(t)$  แสดงได้โดย  $Cov_{xx}(t, t+\tau)$

$$\begin{aligned} Cov_{xx}(t, t+\tau) &= E[(X(t) - \mu_x(t))(X(t+\tau) - \mu_x(t+\tau))] \\ &= R_{xx}(t, t+\tau) - \mu_x(t)\mu_x(t+\tau) \\ &= \sigma_{xx}^2(t, t+\tau) \end{aligned} \quad (ข.33)$$

ค่าสัมประสิทธิ์อัตสหสัมพันธ์ (Autocorrelation coefficient) ของตัวแปรสุ่ม  $X(t)$

$$p_{xx}(t, t+\tau) = \frac{Cov_{xx}(t, t+\tau)}{[Cov_{xx}(t, t)Cov_{xx}(t+\tau, t+\tau)]^{1/2}} \quad (ข.34)$$

## ข.2 กระบวนการเฟ้นสุ่ม

ตัวแปรสุ่มที่มีความต่อเนื่องทางเวลา  $X(t)$  เป็นตัวแปรสุ่มที่ไม่แปรตามเวลา (Stationary) แบบคงที่ในแนวแคบ (narrow sense stationary) ถ้าที่ทุกจำนวนเต็มบวก  $n$  ค่า pdf. กำลั้งที่  $n$  ไม่ขึ้นอยู่กับเวลาที่เลื่อนไป  $\tau$  นั่นคือที่  $n \geq 1$

$$P_x[x(t_1), x(t_2), \dots, x(t_n)] = P_x[x(t_1 + \tau), x(t_2 + \tau), \dots, x(t_n + \tau)] \quad (\text{ข.35})$$

ดังนั้น คุณสมบัติทางสถิติจะไม่ขึ้นอยู่กับเวลา เนื่องจาก pdf. ร่วม ไม่ขึ้นอยู่กับเวลาเริ่มต้นนั่นเอง แต่จะขึ้นอยู่กับความแตกต่างของเวลาที่ใช้ในการสังเกต

ตัวแปรสุ่มที่มีความต่อเนื่องทางเวลา  $X(t)$  เป็นแบบคงที่ในแนวกว้าง (wide sense stationary) จะมีค่าคาดคะเนที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา และค่าฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ที่ขึ้นอยู่กับความแตกต่างของเวลา  $t_1$  และ  $t_2$  เท่านั้น นั่นคือ

$$\mu_x(t) = \mu_x \quad \text{โดยที่ } \mu_x \text{ มีค่าคงที่}$$

$$R_{xx}(t, t + \tau) = R_{xx}(\tau) \quad \text{สำหรับทุก } t \text{ และ } \tau$$

กล่าวได้ว่าทุกกระบวนการสุ่มแบบคงที่ (strict sense stationary random process) เป็นตัวแปรสุ่มที่ไม่แปรตามเวลาในแนวกว้างและในทางกลับกันถ้ากระบวนการสุ่มไม่เป็นตัวแปรสุ่มที่ไม่แปรตามเวลาในแนวกว้างก็จะเป็นตัวแปรสุ่มแบบไม่คงที่ (nonstationary)

ถ้า  $\tau=0$

$$R_{xx}(0) = E[X^2(t)] \quad (\text{ข.36})$$

ซึ่งให้ค่าพลังงานเฉลี่ยของกระบวนการสุ่มค่าความแปรปรวนร่วมเกี่ยวกับตัวเอง (Auto covariance) สำหรับกระบวนการสุ่มแบบคงที่แนวกว้าง คือ

$$Cov_{xx}(\tau) = R_{xx}(\tau) - \mu_x^2 = \sigma_{xx}^2(\tau) \quad (\text{ข.37})$$

ค่า สัมประสิทธิ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ (autocorrelation coefficient) สำหรับกระบวนการสุ่มแบบคงที่แนวกว้าง คือ

$$\rho_{xx}(\tau) = \frac{\sigma_{xx}^2(\tau)}{\sigma_{xx}^2(0)} = \frac{\sigma_{xx}^2(\tau)}{\sigma_{xx}^2(0)} \quad (\text{ข.38})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย  $Cov_{xx}(t,t) = Cov_{xx}(t+\tau,t+\tau) = Cov_{xx}(0,0) = \sigma_{xx}^2(0)$  สำหรับกระบวนการสุ่มแบบคงที่แนวกว้าง

คุณสมบัติของฟังก์ชันสหสัมพันธ์

- 1) ค่าอัตสหสัมพันธ์ ที่  $\tau=0$  จะเป็นค่ากำลังเฉลี่ยของ กระบวนการสุ่ม
- 2) ค่าอัตสหสัมพันธ์ ของตัวแปรสุ่มจำนวนจริงแบบคงที่แนวกว้าง เป็นฟังก์ชันคู่คือ

$$R_{xx}(\tau) = R_{xx}(-\tau)$$

- 3) ค่าอัตสหสัมพันธ์ ของตัวแปรสุ่มจำนวนจริงแบบคงที่ในแนวกว้างจะให้ค่าสูงสุดที่จุดกำเนิด คือ

$$|R_{xx}(\tau)| \leq R_{xx}(0)$$

- 4) ค่าคาดคะเนของตัวแปรสุ่มที่ต่อเนื่องทางเวลา  $X(t)$  และ  $Y(t)$  เรียกว่า ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างตัวแปรสุ่มทั้งสอง

$$R_{XY}(t,t+\tau) = E[X(t)Y(t+\tau)] = \int \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} X(t)Y(t+\tau)p_{XY}(X(t),Y(t+\tau))dX(t)dY(t+\tau) \quad (ข.39)$$

และ

$$R_{YX}(t,t+\tau) = E[Y(t)X(t+\tau)] \quad (ข.40)$$

- 5) ค่า ความแปรปรวนร่วมเกี่ยวข้าม ( Cross Covariance) คือ

$$\begin{aligned} Cov_{XY}(t,t+\tau) &= E[(X(t) - \mu_X(t))(Y(t+\tau) - \mu_Y(t+\tau))] \\ &= R_{XY}(t,t+\tau) - \mu_X(t)\mu_Y(t+\tau) \\ &= \sigma_{XY}^2(t,t+\tau) \end{aligned} \quad (ข.41)$$

- 6) ค่าสัมประสิทธิ์ความแปรปรวนร่วมเกี่ยวข้าม สำหรับตัวแปรสุ่มที่มีความต่อเนื่องทางเวลา คือ

$$\rho_{XY}(t,t+\tau) = \frac{Cov_{XY}(t,t+\tau)}{[Cov_{XX}(t,t)Cov_{XX}(t+\tau,t+\tau)]^{1/2}} \quad (ข.42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7) ตัวแปรสุ่ม  $X(t)$  และ  $Y(t)$  จะมีลักษณะคงที่ร่วมแบบแท้จริง ถ้าทุกจำนวนเต็ม  $n$  ค่า pdf. ลำดับที่  $n$  ไม่ขึ้นอยู่กับการเวลาที่เลื่อนไป  $\tau$  ถ้าตัวแปรสุ่มทั้ง 2 เป็นคงที่ร่วมแบบแท้จริงดังนั้น แต่ละตัวจะมีลักษณะคงที่แบบแท้จริง

8) ตัวแปรสุ่ม  $X(t)$  และ  $Y(t)$  จะเป็นมีลักษณะคงที่ร่วมในแนวกว้างถ้ามีเงื่อนไขดังนี้

8.1) ทั้ง  $X(t)$  และ  $Y(t)$  ต่างมีลักษณะคงที่ในแนวกว้าง

$$8.2) R_{XY}(t, t + \tau) = R_{XY}(\tau)$$

ถ้าตัวแปรสุ่มทั้ง 2 มีลักษณะคงที่ในแนวกว้างดังนั้นแต่ละตัวแปรจะไม่ขึ้นกับเวลาในแนวกว้าง

คุณสมบัติของฟังก์ชันสหสัมพันธ์โดยสมมติให้ตัวแปรสุ่มทั้ง 2 มีลักษณะคงที่ร่วมในแนวกว้าง

1)  $R_{XY}(\tau) = R_{XY}(-\tau)$  เป็น ปฏิสมมาตร (Antisymmetric)

$$2) |R_{XY}(\tau)| \leq \frac{1}{2} [R_{XX}(0) + R_{YY}(0)]$$

$$3) |R_{XY}(\tau)|^2 \leq R_{XX}(0) + R_{YY}(0)$$

4) ค่า ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ข้าม ที่ตำแหน่ง  $\tau=0$  จะไม่ใช่ค่าสูงสุด

5) ตัวแปรสุ่ม  $X(t)$  และ  $Y(t)$  มีความสัมพันธ์แบบไม่สหสัมพันธ์ (Uncorrelation). ถ้า

$$Cov_{XY}(t, t + \tau) = 0 \text{ สำหรับทุก } t \text{ และ } \tau \text{ นั่นคือ } R_{XY}(t, t + \tau) = \mu_X(t)\mu_X(t + \tau) \text{ สำหรับทุก } t \text{ และ } \tau$$

### ข.3 ฟังก์ชันความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (Power Spectral Density

Function: psd)

psd สำหรับกระบวนการสุ่มแบบคงที่ในแนวกว้างแบบต่อเนื่องทางเวลาและเป็นจำนวนจริง  $X(t)$  คือผลการแปลงฟูเรียร์ของ ฟังก์ชันอัตสหสัมพันธ์ตัวเอง ของ กระบวนการสุ่ม คือ

$$S_{XX}(\omega) = S_{XX}(2\pi f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{XX}(\tau) e^{j\omega\tau} d\tau \quad (ข.43)$$

โดย

$$R_{XX}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{XX}(f) e^{j\omega\tau} df = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{XX}(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega \quad (ข.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งมีคุณสมบัติดังนี้

- 1) psd เป็นฟังก์ชันคู่ เป็นจำนวนจริง และเป็นค่าบวก
- 2) ค่ากำลังเฉลี่ย ของ  $X(t)$  คือ

$$R_{xx}(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx}(f)df = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx}(\omega)d\omega \geq 0 \quad (\text{ข.45})$$

นั่นคือค่ากำลังเฉลี่ยของกระบวนการสุ่มคืออินทิกรัลของ psd ตลอดช่วงความถี่ที่ดั่งนั้น psd จึงมีหน่วยเป็นกำลังต่อเฮิรตซ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

\*\*\*\*\*

## โปรแกรมส่วนของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส

\*\*\*\*\*

โปรแกรมหลักที่ใช้หาความสัมพันธ์ระหว่างน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต จากสมการที่ (3.41)

\*\*\*\*\*

$$\overline{P_e} = \frac{(m_T)^{m_T-1} (\Omega_T)^{1/2} Y^{1/2}}{2\sqrt{\pi}\Gamma(m_T)} \left\{ \frac{\Gamma(m_T + 1/2)}{(Y\Omega_T + m_T)^{m_T+1/2}} \right\} {}_2F_1 \left( 1, m_T + 1/2 : m_T + 1 : \frac{m_T}{m_T + Y\Omega_T} \right)$$

\*\*\*\*\*

K คือจำนวนผู้ใช้งานในระบบ

M คือจำนวนคลื่นพาห์ที่ใช้ในการมอดูเลต

N1คืออัตราขยายประมวลผลของระบบคลื่นพาห์เดี่ยว

N คืออัตราขยายประมวลผลของระบบหลายคลื่นพาห์

m คือค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami

Ebdb คือสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต

\*\*\*\*\*

K=25;

M=4;

N1=127;

N=ceil(2\*N1/(M+1));

m=1;

Ebdb=[0:1:40];

for z=1:41

    Eb(z)=10^(Ebdb(z)/10);

end

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%*****
mT=mpara(M,m);%CALL mpara(x,y)
oT=omegat(M,m);%CALL omegat(x,y)
%*****
P1=sqrt(oT)*(mT^(mT-1))/(2*sqrt(pi)*gamma(mT));
for x=1:41
    SNR=snr(K,N,M,m,Eb(x));%CALL snr(a,b,c,d,e)
    Hyp=hyper(SNR,mT,oT);%CALL hyper(a,b,c)
    P2=gamma(mT+0.5)/((mT+SNR*oT)^(mT+0.5));
    P(x)=sqrt(SNR)*P1*P2*Hyp;
end
semilogy(Ebdb,P,'k-d');
xlabel('SNR per Bit (dB)');
ylabel('Average Bit Error Probability');
hold on;

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมหลักที่ใช้หาความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ย กับจำนวนผู้ใช้งานในระบบตามสมการที่ (3.41)

$$\overline{P_e} = \frac{(m_T)^{m_T-1} (\Omega_T)^{1/2} Y^{1/2}}{2\sqrt{\pi}\Gamma(m_T)} \left\{ \frac{\Gamma(m_T + 1/2)}{(Y\Omega_T + m_T)^{m_T+1/2}} \right\} {}_2F_1 \left( 1, m_T + 1/2 : m_T + 1 : \frac{m_T}{m_T + Y\Omega_T} \right)$$

K คือจำนวนผู้ใช้งานในระบบ

M คือจำนวนคลื่นพาห์ที่ใช้ในการมอดูเลต

N1คืออัตราขยายประมวลผลของระบบคลื่นพาห์เดี่ยว

N คืออัตราขยายประมวลผลของระบบหลายคลื่นพาห์

m คือค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami

Ebdb คือสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต

Ebdb=20;

Eb=10^(Ebdb/10);

N1=127;

N=ceil(2\*N1/(M+1));

M=4;

m=1;

K=[10:1:50];

%\*\*\*\*\*

mTk=mpara(M,m);%CALL mpara(x,y)

oTk=omegat(M,m);%CALL omegat(x,y)

%\*\*\*\*\*

Pk1=sqrt(oTk)\*(mTk^(mTk-1))/(2\*sqrt(pi)\*gamma(mTk));

for x=1:41

SNRk=snr(K(x),N,M,m,Eb);%CALL snr(a,b,c,d,e)

Hypk=hyper(SNRk,mTk,oTk);%CALL hyper(a,b,c)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Pk2=gamma(mTk+0.5)/((mTk+SNRk*oTk)^(mTk+0.5));
Pk(x)=sqrt(SNRk)*Pk1*Pk2*Hypk;
end
semilogy(K,Pk,'k-d');
xlabel('User');
ylabel('Average Bit Error Probability');
hold on;

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

*****
%ฟังก์ชัน mpara(x,y) เพื่อใช้หาค่า  $m_T = mM$ 
function mT=mpara(M,m)
mT=M*m;
*****

%ฟังก์ชัน omegat(x,y) เพื่อใช้หาค่า  $\Omega_T = M\Omega \left( \frac{5m-1}{5m} \right)$ 
function ot=omegat(M,m)
ot1=M;
ot2=(5*m-1)/(5*m);
ot=ot1*ot2;
*****

%ฟังก์ชัน hyper(a,b,c) เพื่อใช้หาค่า Gauss Hypergeometric function
 ${}_2F_1(1, p+q; p+1; x) = \frac{p}{x^p} (1-x)^{-q} B_x(p, q)$  โดยที่  $0 \leq X \leq 1; p, q > 0$ 
function hyp=hyper(y,mt,ot)
x=mt/(mt+y*ot);
inc_beta=betainc(x,mt,0.5);
hy_tmp1=mt/(x^mt);
hy_tmp2=sqrt(1/(1/x));
hyp=hy_tmp1*hy_tmp2*inc_beta;
*****

%ฟังก์ชัน snr(a,b,c,d,e) เพื่อใช้หาค่า SNR

$$Y = \left\{ \frac{2(K-1)}{3N_M} + \frac{(K-1)}{\pi^2 N_M M} \sum_{q=1}^M \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq q}}^M \frac{1}{(i-q)^2} + VY_b \right\}^{-1}$$

function Y=snr(K,N,M,m,Eb)
snr1=2*(K-1)/(3*N);
sum=0;
for q=1:1:M
    for i=1:1:M
        if i~=q
            sum=sum+1/((i-q)^2);
        end
    end
end
end

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

end
snr2=sum*(K-1)/(pi*pi*M*N);
snr3=avesnr(M,m)/(Eb);
Y=1/(snr1+snr2+snr3);

```

\*\*\*\*\*

%ฟังก์ชัน ave(x,y)เพื่อใช้หาค่า average SNR

$$V = 1 + \frac{(M-1)}{2m} \left( \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \right)^2$$

```
function ave=avesnr(M,m)
```

```
gam1=gamma(m+0.5)/gamma(m);
```

```
ave_tmp=(M-1)/(2*m);
```

```
ave=1+ave_tmp*(gam1^2);
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

\*\*\*\*\*

## โปรแกรมส่วนของระบบที่ได้เข้ารหัส

\*\*\*\*\*

โปรแกรมหลักที่ใช้หาความสัมพันธ์ระหว่างน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต จากสมการที่ (3.63), (3.64), (3.65), (3.66)

\*\*\*\*\*

K คือจำนวนผู้ใช้งานในระบบ

L คือจำนวนคลื่นพาห์ที่ใช้ในการมอดูเลต

N1 คืออัตราขยายประมวลผลของระบบคลื่นพาห์เดี่ยว

N คืออัตราขยายประมวลผลของระบบหลายคลื่นพาห์

m คือค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami

Ebdb คือสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต

\*\*\*\*\*

m=[0.5 0.75 1 2 3]; %กำหนดค่า m เป็นค่าต่างๆ

M=m(3); % เลือกค่า m ที่ต้องการ

l=[ 2 3 4 5 6]; % กำหนดค่า l carrier เป็นค่าต่างๆ

L=l(3); % เลือกค่า l ที่ต้องการ

oT=omegat(M,L); % กำหนดและเรียกใช้งานฟังก์ชัน omegat

N1=127; % กำหนดอัตราขยายประมวลผลของระบบ  
คลื่นพาห์เดี่ยว

N=ceil(2\*N1/(L+1)); % กำหนดอัตราขยายประมวลผลของหลาย  
คลื่นพาห์

K=25; % กำหนดจำนวนผู้ใช้งานในระบบ

C=[5 8 10 13 16]; % แสดงค่าตัวแปร  $d_{free}$  ที่อัตราการเข้ารหัส  
ต่างๆ

D=C(1); % กำหนดค่า  $d_{free}$  ที่อัตราการเข้ารหัสต่างๆ

R=[1/2 1/3 1/4 1/5 1/6]; % แสดงค่าตัวแปรอัตราการเข้ารหัสที่อัตรา  
ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

r=R(1); % แสดงค่าอัตราการใช้รหัส
Pb=zeros(1,41);
Ebdb=[0:1:40];
% กำหนดค่า  $\beta_d$  ซึ่งเป็นจำนวนบิตข้อมูลที่มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ที่อัตราการใช้รหัส 1/2 ถึง 1/6
E=[1 4 12 32 80 192 448 1024 2304 5120 11264 24576];
%H=[3 0 15 0 58 0 201 0 655 0 2052 0];
%V=[2 1 4 9 8 25 32 52 100 131 240 366];
%U=[1 2 0 2 9 4 3 24 25 10 50 90];
%X=[3 0 0 0 15 0 0 0 58 0 0 0];

```

\*\*\*\*\*

ส่วนของการคำนวณโปรแกรมหลัก

```

for i=1:41
    Eb(i)=10^(Ebdb(i)/10);
    b(i)=snr(M,L,N,K,r,Eb(i));
end
for k=1:41
    g(k)=galag_c('first',M,L,oT,b(k),r);
    p(k)=0.5*g(k);
end

```

การคำนวณตามสมการ (3.66)  $P_b \leq \sum_{d=d_{free}}^{\infty} \beta_d P_e$

```

for k=1:41
    D=C(1);
    for j=1:12
        Pe=func(D,p(k));
        Pb(k)=Pb(k)+(E(j)*Pe);
        D=D+1;
    end
end
semilogy(Ebdb,Pb,'k-d');
ylabel('Average Bit Error Probability');
xlabel('SNR per Bit (dB)');
hold on;

```

\*\*\*\*\*

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

%ฟังก์ชัน omegat(x,y)เพื่อใช้หาค่า  $\Omega_T = M\Omega\left(\frac{5m-1}{5m}\right)$

function oT=omegat(M,L)

ot1=L;

ot2=(5\*M-1)/(5\*M);

oT=ot1\*ot2;

\*\*\*\*\*

%ฟังก์ชัน snr(a,b,c,d,e)เพื่อใช้หาค่า SNR

$$Y = \left\{ \frac{2(K-1)}{3N_M} + \frac{(K-1)}{\pi^2 N_M M} \sum_{q=1}^M \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq q}}^M \frac{1}{(i-q)^2} + V\gamma_b^{-1} \right\}^{-1}$$

function Y=snr(K,N,M,m,Eb)

snr1=2\*(K-1)/(3\*N);

sum=0;

for q=1:1:M

  for i=1:1:M

    if i~=q

      sum=sum+1/((i-q)^2);

    end

  end

end

snr2=sum\*(K-1)/(pi\*pi\*M\*N);

snr3=avesnr(M,m)/(Eb);

Y=1/(snr1+snr2+snr3);

\*\*\*\*\*

%ฟังก์ชัน ave(x,y)เพื่อใช้หาค่า average SNR

$$V = 1 + \frac{(M-1)}{2m} \left( \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \right)^2$$

function ave=avesnr(M,m)

gam1=gamma(m+0.5)/gamma(m);

ave\_tmp=(M-1)/(2\*m);

ave=1+ave\_tmp\*(gam1^2);

\*\*\*\*\*

%ฟังก์ชัน galag ใช้คำนวณหาค่าอินทิเกรต ซึ่งรับค่าจากตัวโปรแกรมหลัก และส่งค่าไปยังฟังก์ชัน

First

```
function s=galag_c(first,m,l,oT,b,R)
```

```
c=[.23957817031; .56010084279; .88700826291; 1.2236644021;...
```

```
1.5744487216; 1.9447519765; 2.3415020566; 2.7740419268;...
```

```
3.2556433464; 3.8063117142; 4.4584777538; 5.2700177844;...
```

```
6.3595634697; 8.0317876321; 11.5277721009];
```

```
t=[.09330781201; .49269174030; 1.21559541207; 2.26994952620;...
```

```
3.66762272175; 5.42533662741; 7.56591622661; 10.12022856801;...
```

```
13.13028248217; 16.65440770833; 20.77647889944; 25.62389422672;...
```

```
31.40751916975; 38.53068330648; 48.02608557268];
```

```
s=0;
```

```
for k=1:15
```

```
    x=t(k);
```

```
    y=feval(first,x,m,l,oT,b,R);
```

```
    s=s+(c(k)*y);
```

```
end
```

```
*****
```

%ฟังก์ชัน First รับค่าจากฟังก์ชัน galag เพื่อใช้ในการคำนวณตามสมการ (3.63)

$$\bar{p} = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \operatorname{erfc}(\sqrt{sY}) \left( \frac{m_T}{\Omega_T} \right)^{m_T} \frac{s^{m_T-1}}{\Gamma(m_T)} \exp\left(-\frac{m_T}{\Omega_T} s\right) ds$$

```
function intrl=first(zg,L,M,oT,b,r)
```

```
F1=erfc(sqrt(zg*b));
```

```
F2=((L*M)/oT)^(L*M);
```

```
F31=(zg)^(L*M-1);
```

```
F32=GAMMA(L*M);
```

```
F3=F31/F32;
```

```
F4=exp((-1)*L*M*zg/oT);
```

```
intrl=F1*F2*F3*F4;
```

```
*****
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

%ฟังก์ชัน func เป็นฟังก์ชันที่ใช้คำนวณตามสมการ (3.64) และ(3.65) โดยรับค่าจำนวนตำแหน่งที่แตกต่างกันทางด้านรับระหว่างสัญญาณ 2 สัญญาณที่มีเส้นทางแตกต่างกัน (d) และค่าความน่าจะเป็นของบิตที่ผิดพลาดบนช่องสัญญาณมีค่าดังสมการ (3.63) ค่าที่ได้คือ ขอบเขตบนของความน่าจะเป็นที่ทำการเลือกเส้นทางผิดพลาดในครั้งแรก และจะถูกส่งกลับไปยังโปรแกรมหลัก เพื่อคำนวณค่าความน่าจะเป็นของกำลังสัญญาณบิตที่ผิดพลาดต่อกำลังสัญญาณรบกวนต่อไป

```
function P=func(d,p)
```

```
P1=0;
```

```
P21=0;
```

```
A=mod((d+1),2);
```

```
if A==0
```

```
    for k=(d+1)/2:d
```

```
        P11=factorial(d)/((factorial(d-k))*factorial(k));
```

```
        P12=p^k;
```

```
        P13=(1-p)^(d-k);
```

```
        P1=P1+(P11*P12*P13);
```

```
    end
```

```
else
```

```
    for k=(d/2)+1:d
```

```
        P211=factorial(d)/((factorial(d-k))*factorial(k));
```

```
        P212=p^k;
```

```
        P213=(1-p)^(d-k);
```

```
        P21=P21+(P211*P212*P213);
```

```
    end
```

```
P221=factorial(d)/((factorial(d/2))^2);
```

```
P222=p^(d/2);
```

```
P223=(1-p)^(d/2);
```

```
P22=0.5*P221*P222*P223;
```

```
P2=P21+P22;
```

```
end
```

```
if A==0
```

```
    P=P1;
```

```
else
```

```
    P=P2;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

end

\*\*\*\*\*



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

\*\*\*\*\*

โปรแกรมหลักที่ใช้หาความสัมพันธ์ระหว่างน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับจำนวนผู้ใช้งานในระบบ

\*\*\*\*\*

K คือจำนวนผู้ใช้งานในระบบ

L คือจำนวนคลื่นพาห์ที่ใช้ในการมอดูเลต

N1คืออัตราขยายประมวลผลของระบบคลื่นพาห์เดี่ยว

N คืออัตราขยายประมวลผลของระบบหลายคลื่นพาห์

m คือค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami

Ebdb คือสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต

\*\*\*\*\*

m=[0.5 0.75 1 2 3];	%กำหนดค่า m เป็นค่าต่างๆ
M=m(3);	% เลือกค่า m ที่ต้องการ
I=[ 2 3 4 5 6];	% กำหนดค่า I carrier เป็นค่าต่างๆ
L=I(3);	% เลือกค่า I ที่ต้องการ
oT=omegat(M,L);	% กำหนดและเรียกใช้งานฟังก์ชัน omegat
N1=127;	% กำหนดอัตราขยายประมวลผลของระบบคลื่นพาห์เดี่ยว
N=ceil(2*N1/(L+1));	% กำหนดอัตราขยายประมวลผลของหลายคลื่นพาห์
K=[10:1:50];	% กำหนดจำนวนผู้ใช้งานในระบบ
C=[5 8 10 13 16];	% แสดงค่าตัวแปร $d_{free}$ ที่อัตราการเข้ารหัสต่างๆ
D=C(1);	% กำหนดค่า $d_{free}$ ที่อัตราการเข้ารหัสต่างๆ
R=[1/2 1/3 1/4 1/5 1/6];	% แสดงค่าตัวแปรอัตราการเข้ารหัสที่อัตราต่างๆ
r=R(1);	% แสดงค่าอัตราการเข้ารหัส
Pb=zeros(1,41);	
Ebdb=20;	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

% กำหนดค่า  $\beta_d$  ซึ่งเป็นจำนวนบิตข้อมูลที่มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ที่อัตราเข้ารหัส 1/2 ถึง 1/6

E=[1 4 12 32 80 192 448 1024 2304 5120 11264 24576];

%H=[3 0 15 0 58 0 201 0 655 0 2052 0];

%V=[2 1 4 9 8 25 32 52 100 131 240 366];

%U=[1 2 0 2 9 4 3 24 25 10 50 90];

%X=[3 0 0 0 15 0 0 0 58 0 0 0];

\*\*\*\*\*

ส่วนของการคำนวณโปรแกรมหลัก

for i=1:41

    Eb(i)=10^(Ebdb(i)/10);

    b(i)=snr(M,L,N,K,r,Eb(i));

end

for k=1:41

    g(k)=galag\_c('first',M,L,oT,b(k),r);

    p(k)=0.5\*g(k);

end

การคำนวณตามสมการ (3.66)  $P_b \leq \sum_{d=d_{free}}^{\infty} \beta_d P_e$

for k=1:41

    D=C(1);

    for j=1:12

        Pe=func(D,p(k));

        Pb(k)=Pb(k)+(E(j)\*Pe);

        D=D+1;

    end

end

semilogy(Ebdb,Pb,'k-d');

ylabel('Average Bit Error Probability');

xlabel('SNR per Bit (dB)');

hold on;

ฟังก์ชันของโปรแกรมน้อยยังคงใช้ฟังก์ชันเดิม โดยทำการเปลี่ยนค่าตัวแปรต่างๆ แล้ว  
ประมวลผลโปรแกรม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 1.ธนศ พลายเพชร, กอบชัย เดชหาญ. "การวิเคราะห์และประเมินค่าสมรรถนะของการเข้ารหัส MC DS-CDMAโดยใช้ช่องสัญญาณการจางแบบนาคาทามิ" วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่21 ฉบับที่1, มีนาคม 2547. หน้า 17-22



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ นามสกุล	นายธนศ พลายเพชร
วัน เดือน ปีเกิด	16 พฤศจิกายน 2519
ที่อยู่	90 หมู่ 1 ต.ศรีประจันต์ อ.ศรีประจันต์ จ.สุพรรณบุรี 72140 โทร 035-581480
ประวัติการศึกษา	2541 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ประสบการณ์ทำงาน	2541-ปัจจุบัน วิศวกร บริษัทมิตซูมิ(ไทยแลนด์) จำกัด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้