

การวิเคราะห์สมรรถนะของการเข้ารหัสแบบคอนโวลูชัน และการไม่เข้ารหัส
ของระบบโค๊ดแอดดิทีฟแมจิก CDMA บนช่องสัญญาณนาคาগามิ

CONVOLUTIONAL CODE AND UNCODE PERFORMANCES
ANALYSIS OF DS-SSMA ON NAKAGAMI FADING CHANNEL

ปริญญา เรืองศิริไพศาล
PARINYA RUANGSIRIPAISAN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2543

ISBN 974-622-765-3

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การวิเคราะห์สมรรถนะของการเข้ารหัสแบบคอนโวลูชัน และการไม่เข้ารหัส
ของระบบไคเร็กซ์เควน CDMA บนช่องสัญญาณนากามิ

CONVOLUTIONAL CODE AND UNCODE PERFORMANCES
ANALYSIS OF DS-SS-CDMA ON NAKAGAMI FADING CHANNEL



ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

PARINYA RUANGSIRIPAIKAN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 35949
วัน, เดือน, ปี..... 3 ก.ค. 2543

พ.ศ.2543

ISBN 974-622-765-3

**CONVOLUTIONAL CODE AND UNCODE PERFORMANCES
ANALYSIS OF DS-CDMA ON NAKAGAMI FADING CHANNEL**

PARINYA RUANGSIRIPAISAN

**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**

2000

ISBN 974-622-765-3

COPYRIGHT 2000

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์สมรรถนะของการเข้ารหัสแบบคอนโวลูชัน และการไม่เข้ารหัสของระบบไคเร็คซีแควน CDMA บนช่องสัญญาณนาคาгами
นักศึกษา	นายปริญญา เรืองศิริไพศาล
รหัสประจำตัว	41061044
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2543
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.สมยศ จุณณะปิยะ
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม	รศ.ดร.กอบชัย เศรษฐาญ

บทคัดย่อ

เนื้อหาของวิทยานิพนธ์เล่มนี้ นำเสนอถึงการวิเคราะห์สมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบการเข้าถึงหลายทางแบบการแบ่งรหัสลำดับโดยตรง ซึ่งมีลำดับข้อมูลแบบเลขฐานสอง และใช้การมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสในช่องสัญญาณเฟดดิ้ง Nakagami หลายวิถี ทางด้านรับเครื่องรับจะใช้แบบจำลองเครื่องรับแบบเรด โดยใช้การเข้ารหัสการประสาน (Convolution Code) ภายหลังการถอดรหัสจะได้ค่าความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่ทำการศึกษา และทำการเปรียบเทียบกับอัตราความผิดพลาดบิตของระบบการเข้าถึงหลายทางแบบการแบ่งรหัสลำดับโดยตรงในช่องสัญญาณเฟดดิ้ง Nakagami ที่ไม่ได้ทำการเข้ารหัส ผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขแสดงให้เห็นว่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งที่มีผลต่อสมรรถนะของระบบ รวมถึงจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรดที่มีจำนวนมากขึ้น เป็นผลทำให้สมรรถนะของระบบด้านอัตราความผิดพลาดบิตจะมีค่าลดลง นอกจากนี้ยังทำการศึกษาเปรียบเทียบผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงอัตราการเข้ารหัสจาก $1/2$ ถึง $1/6$ และความยาวคอนสเตรินท์ จาก 3 ถึง 8 ของการเข้ารหัสประสานงาน

Thesis Title	Convolutional Code and Uncode Performances Analysis of DS-CDMA on Nakagami Fading Channel
Student	Mr. Parinya Ruangsiripaisan
Student ID.	41061044
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2000
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Somyos Junnapiya
Thesis Coadvisor	Assoc.Prof.Dr.Kobchai Dejhan

ABSTRACT

This thesis proposes the analysis of the bit error rate (BER) performance of the direct sequence code division multiple access (DS-CDMA) system with the binary data sequence using the phase shift keying modulation in the Nakagami multipath fading channel. At the receiver uses the RAKE receiver model and convolutional code. After decoding, the bit error rate performance is obtained and compared with the BER performance of the uncoded system. The numerical analysis shows that fading parameter in each path effect on the system performance. The parameter concerning about the number of the RAKE receiver branches, by increasing the number of the RAKE receiver branches, the system performance is better. Finally, the performance comparison with vary code rate between $1/2$ to $1/6$ and constraint length between 3 to 8 of convolutional code are also provided.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้เป็นอย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาจาก รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ และ รศ.สมยศ จุณณะปิยะ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมการวิจัยที่กรุณาให้แนวความคิดและคำปรึกษาแนะนำในการดำเนินงานวิจัย ตลอดจนการแก้ปัญหาต่างๆ อันเป็นประโยชน์ต่องานวิจัย ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่านที่ให้ความรู้และคำแนะนำต่างๆ บิดา-มารดาของข้าพเจ้า คุณจิรวัดน์ กชสาร คุณไพบุลย์ ผู้ประกาย คุณกฤษณ์ อ่างแก้ว คุณพิพัฒน์ ตราเกียรติกุล และเพื่อนๆ นักศึกษาทุกคนที่ช่วยเหลือให้คำแนะนำต่างๆ คุณปาริชาติ ชานะติและพี่ๆวิทยุการบินที่คอยให้กำลังใจต่อผู้วิจัยอย่างใกล้ชิดตลอดมา

สุดท้ายขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัย ที่ได้ให้ทุนสนับสนุนการทำวิทยานิพนธ์ครั้งนี้ คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ปริญญา เรืองศิริไพศาล

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VIII
สารบัญภาพ	IX
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	2
1.3 แนวความคิด	2
1.4 ขอบเขตการศึกษา	3
บทที่ 2 การสื่อสารระบบดิจิทัล	4
2.1 ระบบการเข้าช่องสัญญาณ	4
2.1.1 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่	4
2.1.2 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา	4
2.1.3 การเข้าถึงหลายทางแบบการแบ่งรหัส	5
2.2 พื้นฐานการกระจายสเปกตรัมของสัญญาณ	6
2.2.1 การจัดลำดับโดยตรง	6
2.2.2 การกระโดดความถี่	7
2.2.3 การกระโดดของเวลา	8
2.2.4 แบบผสม	9
2.3 คุณลักษณะของสัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหายหลายเส้นทาง	10
2.3.1 แบบจำลองช่องสัญญาณ	11
2.3.1.1 แบบจำลองของ Rayleigh	12
2.3.1.2 แบบจำลองของ Rician	12
2.3.1.3 แบบจำลองของ Nakagami	13
2.3.2 คุณลักษณะช่องสัญญาณ	13

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3.3 สัญญาณดิจิทัลบนช่องสัญญาณการจางหายแบบเจาะจงความถี่ และไม่เจาะจงความถี่	15
2.3.3.1 เทคนิคโคเวอซิทีบนช่องสัญญาณหลายเส้นทาง	16
บทที่ 3 เทคนิคการเข้ารหัส	19
3.1 พื้นฐานการเข้ารหัส	19
3.2 รหัสลิเนียร์บล็อก	21
3.2.1 ค่าพารามิเตอร์ของรหัสลิเนียร์บล็อก	21
3.2.2 ความสามารถในการตรวจสอบและแก้ไขความผิดพลาดของข้อมูล ของรหัสลิเนียร์บล็อก	22
3.3 รหัสการประสาน	24
3.3.1 หลักการเข้ารหัสการประสาน	24
3.3.2 แผนภาพสเตจ	27
3.3.3 แผนภาพต้นไม้	27
3.3.4 แผนภาพ Trellis	29
3.3.5 การถอดรหัสการประสานด้วยวิธี Viterbi	30
บทที่ 4 อัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของระบบที่มีการเข้าถึงหลายเส้นทาง แบบการเข้ารหัสลำดับโดยตรงบนช่องสัญญาณเฟคดิง Nakagami โดยใช้ เทคนิคการเข้ารหัสการประสาน	35
4.1 แบบจำลองเครื่องส่ง	35
4.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ	37
4.3 แบบจำลองเครื่องรับ	38
4.3.1 ส่วนของสัญญาณ	40
4.3.2 ส่วนของการรบกวนระหว่างผู้ใช้	41
4.3.3 ส่วนของการรบกวนกันระหว่างกัน	42
4.3.4 ส่วนของสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก	43

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.4 กำลังของสัญญาณ	43
4.4.1 กำลังของสัญญาณรบกวนจากนิพจน์ต่างๆ	43
4.4.1.1 กำลังสัญญาณรบกวนในส่วนของการรบกวนระหว่างผู้ใช้งาน	43
4.4.1.2 กำลังสัญญาณรบกวนในส่วนของการรบกวนกันระหว่างกัน	45
4.4.1.3 กำลังสัญญาณรบกวนในส่วนของสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก ...	46
4.4.2 กำลังของสัญญาณ	46
4.5 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส	49
4.5.1 ฟังก์ชันความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของกำลังสัญญาณ	49
4.5.2 การวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ	50
4.6 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบที่เข้ารหัสการประสาน	52
4.6.1 กำลังสัญญาณของระบบที่ทำการเข้ารหัสการประสาน	53
4.6.1.1 สัญญาณรบกวนอันเนื่องจากผู้ใช้คนอื่น	53
4.6.1.2 สัญญาณรบกวนอันเนื่องจากการรบกวนกันระหว่างกัน	54
4.6.1.3 สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก	54
4.6.1.4 กำลังสัญญาณ	55
4.6.2 ความผิดพลาดเนื่องจากช่องสัญญาณ	56
4.6.3 การวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ	58
บทที่ 5 ผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลข	60
5.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบ Nakagami	61
5.1.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบ Nakagami ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส	61
5.1.2 ผลของตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบ Nakagami ของระบบที่เข้ารหัส	64
5.2 ผลของการเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค	67
5.2.1 ผลของการเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรคของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส	67
5.2.2 ผลของการเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรคของระบบที่เข้ารหัส	70
5.3 ผลการเปรียบเทียบระหว่างระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสกับระบบที่ได้เข้ารหัส	73
5.4 ผลของค่าอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ	76
5.4.1 ผลของค่าอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส	76

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.4.2 ผลของค่าอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณของระบบที่เข้ารหัส	78
5.5 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ	80
5.5.1 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส	80
5.5.2 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบของระบบที่เข้ารหัส	83
5.6 ผลของการใช้อัตราการเข้ารหัสที่อัตราต่างๆ	86
5.7 ผลของการใช้ความยาวคอนสเตรนต์ ในระบบการเข้ารหัสแบบประสาน	88
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัย	90
บรรณานุกรม	92
ภาคผนวก	94
ก. สูตรทั่วไปของการแจกแจงความเข้มของสัญญาณแบบ Nakagami	95
ข. IS-95 มาตรฐานร่วมโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ CDMA ของสหรัฐอเมริกา	105
ค. โปรแกรม	121
ง. การเผยแพร่งานวิจัย	136
ประวัติผู้เขียน	138

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
ก.1 ผลการสังเกตและการทดลองของ Nakagami	98
ข.1 การจัดช่องความถี่ในแต่ละแบนด์ของระบบ AMPS ในสหรัฐอเมริกา	107
ข.2 ค่าความจุของช่องสัญญาณในโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบต่างๆต่อช่วงความถี่ 1.25 MHz	115

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การจัดสรรช่องสื่อสารใช้งาน โดยเทคนิค FDMA	4
2.2 การจัดสรรช่องสื่อสารใช้งาน โดยเทคนิค TDMA	5
2.3 การจัดสรรช่องสื่อสารใช้งาน โดยเทคนิคแบบ CDMA	5
2.4 แผนภาพบล็อกด้านส่งของระบบการจัดลำดับโดยตรง	6
2.5 แผนภาพบล็อกด้านรับของระบบการจัดลำดับโดยตรง	7
2.6 แผนภาพบล็อกด้านส่งของระบบการกระโดดความถี่	7
2.7 แผนภาพบล็อกด้านรับของระบบการกระโดดความถี่	8
2.8 แผนภาพบล็อกด้านส่งและด้านรับของระบบการกระโดดของเวลา	8
2.9 แผนภาพบล็อกด้านส่งของระบบแบบผสม	9
2.10 แผนภาพบล็อกด้านรับของระบบแบบผสม	9
2.11 ตัวอย่างแสดงการตอบสนองทางแกนเวลาของช่องสัญญาณหลายเส้นทาง เมื่อส่งพัลส์สัญญาณช่วงแคบๆ	11
2.12 คุณลักษณะของโพลีไฟล์ความเข้มของสัญญาณหลายวิถี	14
2.13 ความสัมพันธ์ระหว่างฟังก์ชัน $\phi_c(\Delta f)$ และฟังก์ชัน $\phi_c(\tau)$	15
2.14 แผนภาพบล็อกของการสื่อสารระบบไบนารีดิจิตอลโดยใช้วิธีไคเวอซิติ	18
2.15 โครงสร้างเครื่องรับแบบเรก	18
3.1 แผนภาพบล็อกระบบสื่อสารแบบดิจิตอล	20
3.2 การตรวจสอบและแก้ไขความผิดพลาด	23
3.3 การเข้ารหัสการประสานด้วยความยาวคอนสเตรนต์ M และอัตราการเข้ารหัส k/n	24
3.4 การเข้ารหัสการประสานด้วยอัตราการเข้ารหัส $1/2$. ความยาวคอนสเตรนต์ $M = 3$	25
3.5 ขั้นตอนการเข้ารหัสการประสานด้วยอัตราการเข้ารหัส $1/2$ ความยาวคอนสเตรนต์ $M = 3$	26
3.6 แผนภาพสแตจของการเข้ารหัสการประสานด้วยอัตราการเข้ารหัส $1/2$ และ $M = 3$	27
3.7 แผนภาพต้นไม้ของการเข้ารหัสการประสานด้วยอัตราการเข้ารหัส $1/2$ และ $M = 3$	28
3.8 แผนภาพ Trellis ของการเข้ารหัสการประสานด้วยอัตราการเข้ารหัส $1/2$ และ $M = 3$	29
3.9 การถอดรหัสโดยใช้แผนภาพ Trellis ของการเข้ารหัสการประสานด้วยอัตราการเข้า รหัส $1/2$ และ $M = 3$	30

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.10 เมตริกซ์เส้นทางสองเส้นทางที่มาพบกัน	31
3.11 การเลือกเส้นทางที่เหลืออยู่	32
4.1 แบบจำลองระบบ DS-CDMA ที่ศึกษา	35
4.2 สัญญาณรหัส และสัญญาณข้อมูล	37
4.3 การเข้ารหัสการประสานด้วยอัตราการเข้ารหัส 1/2 ความยาวคอนสเตรินท์เท่ากับ 3	52
4.4 ฟังก์ชันเงื่อนไขความหนาแน่นความน่าจะเป็นของสัญญาณ 2 สัญญาณ	56
4.5 แสดงแผนภาพ Trellis ของการเข้ารหัสการประสานด้วยอัตราการเข้ารหัส 1/2	58
5.1 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของ ระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสโดยมีตัวแปรเสริม $N = 127, K = 25, \delta = 0, L = 2$ และตัวแปรเสริมเฟดคิง Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.75, 1, 2 และ 3	61
5.2 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของ ระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสโดยมีตัวแปรเสริม $N = 127, K = 25, \delta = 0, L = 4$ และตัวแปรเสริมเฟดคิง Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.75, 1, 2 และ 3	62
5.3 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของ ระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสโดยมีตัวแปรเสริม $N = 127, K = 25, \delta = 0, L = 6$ และตัวแปรเสริมเฟดคิง Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.75, 1, 2 และ 3	63
5.4 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของ ระบบที่เข้ารหัสโดยมีตัวแปรเสริม $N = 127, K = 25, \delta = 0, L = 2$ และตัวแปรเสริมเฟดคิง Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.75, 1, 2 และ 3	64
5.5 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัสโดยมีตัวแปรเสริม $N = 127, K = 25, \delta = 0, L = 4$ และตัวแปรเสริมเฟดคิง Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.75, 1, 2 และ 3	65

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.6 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัสโดยมีตัวแปรเสริม $N = 127, K = 25, \delta = 0, L = 6$ และตัวแปรเสริมเฟดคิง Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.75, 1, 2 และ 3	66
5.7 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสโดยมีตัวแปรเสริม $N = 127, K = 25, \delta = 0$ $m = 0.75$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 4, 6, และ 8	67
5.8 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสโดยมีตัวแปรเสริม $N = 127, K = 25, \delta = 0$ $m = 1$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 4, 6, และ 8	68
5.9 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสโดยมีตัวแปรเสริม $N = 127, K = 25, \delta = 0$ $m = 2$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 4, 6, และ 8	69
5.10 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัสโดยมีตัวแปรเสริม $N = 127, K = 25, \delta = 0, m = 0.75$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 4, 6, และ 8	70
5.11 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัสโดยมีตัวแปรเสริม $N = 127, K = 25, \delta = 0, m = 1$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 4, 6, และ 8	71
5.12 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัสโดยมีตัวแปรเสริม $N = 127, K = 25, \delta = 0, m = 2$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 4, 6, และ 8	72

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.13 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสเปรียบเทียบกับระบบที่เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $\delta = 0$, $m = 0.75$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 4, และ 6	73
5.14 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสเปรียบเทียบกับระบบที่เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $\delta = 0$, $m = 1$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 4, และ 6	74
5.15 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสเปรียบเทียบกับระบบที่เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $\delta = 0$, $m = 2$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 4, และ 6	75
5.16 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $m = 0.5$ $L = 4$ และอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ (δ) ที่ค่าต่างๆ คือ 0, 0.2 0.4, 0.6 และ 0.8	76
5.17 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $m = 2$ $L = 4$ และอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ (δ) ที่ค่าต่างๆ คือ 0, 0.2 0.4, 0.6 และ 0.8	77

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.18 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127, K = 25, m = 0.5$ $L = 4$ และอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ (δ) ที่ค่าต่างๆ คือ 0, 0.2 0.4, 0.6 และ 0.8	78
5.19 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127, K = 25, m = 2, L = 4$ และอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ (δ) ที่ค่าต่างๆ คือ 0, 0.2, 0.4, 0.6 และ 0.8	79
5.20 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับจำนวนผู้ใช้งานของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127, Eb = 20, \delta = 0, m = 0.5$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5 และ 6	80
5.21 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับจำนวนผู้ใช้งานของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127, Eb = 20, \delta = 0, m = 0.75$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5 และ 6	81
5.22 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับจำนวนผู้ใช้งานของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127, Eb = 20, \delta = 0, m = 1$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5 และ 6	82
5.23 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับจำนวนผู้ใช้งานของระบบที่เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$ $Eb = 20, \delta = 0, m = 0.5$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5 และ 6	83
5.24 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับจำนวนผู้ใช้งานของระบบที่เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$	

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
$E_b = 20$, $\delta = 0$, $m = 0.75$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5 และ 6	84
5.25 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับจำนวนผู้ใช้งานของระบบที่เข้ารหัสโดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$ $E_b = 20$, $\delta = 0$, $m = 1$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5 และ 6	85
5.26 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของ ระบบที่เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $m = 0.75$, $L = 2$ $\delta = 0$ และอัตราการเข้ารหัสที่ค่าต่างๆ คือ $1/2$, $1/3$, $1/4$, $1/5$ และ $1/6$	86
5.27 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของ ระบบที่เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $m = 1$, $L = 2$ $\delta = 0$ และอัตราการเข้ารหัสที่ค่าต่างๆ คือ $1/2$, $1/3$, $1/4$, $1/5$ และ $1/6$	87
5.28 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของ ระบบที่เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $m = 0.75$, $L = 2$ $\delta = 0$ และความยาวคอนสเตรนซ์ที่ค่าต่างๆ คือ 3, 4, 5, 6, 7 และ 8	88
5.29 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาด บิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของ ระบบที่เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $m = 1$, $L = 2$ $\delta = 0$ ความยาวคอนสเตรนซ์ที่ค่าต่างๆ คือ 3, 4, 5, 6, 7 และ 8	89
ก.1 การแจกแจงแบบ m	100
ก.2 การแจกแจงแบบ Nakagami กำลังสอง และการแจกแจงแบบแกมมา	100
ก.3 ฟังก์ชันการแจกแจงแบบ Nakagami	101
ก.4 โมเมนต์และค่าความแปรปรวนของการแจกแจงที่ m	102
ก.5 ความสัมพันธ์ของค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งกับความเข้มของสัญญาณ	102
ข.1 หลักการทำงานของ CDMA ในระบบ IS-95	109

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมา

ปัจจุบันการสื่อสารเป็นสิ่งจำเป็นอย่างมาก ด้วยเหตุดังกล่าวรูปแบบการสื่อสารได้ถูกพัฒนาอย่างต่อเนื่องเพื่อที่จะตอบสนองต่อความต้องการใช้งาน แต่ในการสื่อสารมักจะมีข้อจำกัดในหลายๆด้าน เช่น ทรัพยากรทางด้านความถี่ สัญญาณรบกวนอันเกิดจากสาเหตุต่างๆ เป็นต้น จึงได้มีการพัฒนาเทคนิคการเข้าถึงของการสื่อสารในรูปแบบการเข้าถึงได้หลายทางแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access :CDMA) ซึ่งรูปแบบที่เป็นที่นิยมใช้ในเชิงพาณิชย์ คือ การจัดลำดับโดยตรง (Direct Sequence) ข้อดีของการสื่อสารในรูปแบบการเข้าถึงได้หลายทางแบบแบ่งรหัสนี้มีหลายอย่าง เช่น ระดับกำลังสัญญาณขาออกมีค่าค่อนข้างต่ำ ความปลอดภัยของข้อมูลสูง สามารถป้องกันและแยกสัญญาณรบกวนออกไปได้ เป็นต้น ส่วนข้อเสียของการสื่อสารในรูปแบบนี้คือ โครงสร้างทางด้านฮาร์ดแวร์จะมีความซับซ้อน และจะต้องเสียเวลาในการประมวลผลเนื่องจากจะต้องมีการตรวจสอบ อย่างไรก็ตามการสื่อสารข้อมูลแบบไร้สายยังคงได้รับผลกระทบในเรื่องของการจางหายของสัญญาณ ซึ่งมีสาเหตุเนื่องจากการเดินทางหลายเส้นทางของสัญญาณเพื่อมายังด้านรับ ซึ่งสาเหตุดังกล่าวมาจากการที่มีการหักเห การสะท้อนและกระจายสัญญาณ โดยสัญญาณทางด้านรับเกิดจากผลรวมของสัญญาณที่เดินทางมาจากเส้นทางต่างๆ ซึ่งปัญหาดังกล่าวได้มีนักวิจัยทำการศึกษาไว้ โดย Turin [1] ได้นำเสนอจำนวนของผู้ใช้งานที่มากที่สุดในการสื่อสารแบบอะซิงโครนัสของระบบการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแยกความแตกต่างทางรหัสแบบการจัดลำดับโดยตรงด้วยการมอดูเลตแบบเชิงเลขทางเฟสผลต่าง (Differential phase shift keying : DPSK) ซึ่งผลที่ได้พบว่าการควบคุมกำลังส่งของสัญญาณทางด้านส่ง เมื่อสัญญาณเกิดการเฟด เครื่องรับจะรับสัญญาณได้ด้วยกำลังงานที่ไม่เท่ากันและเป็นผลทำให้จำนวนผู้ใช้งานมีค่าลดลง จากผลการศึกษาที่ได้จึงทำให้มีการวิจัยเพื่อที่จะเพิ่มสมรรถภาพของระบบ การเข้ารหัสช่องสัญญาณเป็นทางเลือกหนึ่งที่สามารถช่วยแก้ปัญหาค่าความผิดพลาดที่เกิดจากการเฟดของสัญญาณอันเนื่องจากช่องสัญญาณได้ ซึ่งมีดังต่อไปนี้ Modestino และ Mui [2] เป็นการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของการเข้ารหัสการประสาน โดยใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบเชิงเลขทางเฟสฐานสองแบบร่วมนัย (Binary phase shift keying : BPSK) และใช้แบบจำลองช่องสัญญาณ Rician โดยใช้วิธีการถอดรหัสแบบ Viterbi ผลที่ได้วิเคราะห์อยู่ในรูปแบบอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน และความน่าจะเป็นของบิตที่ผิดพลาด Chen และ Wei [3] เป็นการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของการเข้ารหัสการประสานเช่นกัน แต่ใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบ QPSK บนแบบจำลองช่องสัญญาณ Rician และใช้วิธีการถอดรหัสแบบ Viterbi ผลที่ได้ทำการเปรียบเทียบการมอดูเลตแบบเชิงเลขทางเฟสฐานสองแบบ

ร่วมนัย Belzile, Gagnon และ Haccoun [4] ทำการศึกษาประสิทธิภาพของระบบที่ทำการเข้ารหัส การประสานบนช่องสัญญาณเฟดดิ้ง ซึ่งใช้แบบจำลองของ Rayleigh โดยกระบวนการถอดรหัสใช้ การถ่วงน้ำหนักสเปกตรัม (weight spectrum) Crepeau [5] ทำการศึกษาประสิทธิภาพของระบบที่ ทำการเข้ารหัสและไม่เข้ารหัสบนแบบจำลองช่องสัญญาณ Nakagami โดยเปรียบเทียบการมอดูเลต ระหว่างแบบเชิงเลขทางความถี่ M ระดับ (M-ary frequency shift keying :MFSK) และการมอดูเลต แบบเชิงเลขทางเฟสผลต่าง (DPSK) ในการเข้ารหัสได้เลือกใช้การเข้ารหัสแบบลิเนียร์บล็อก

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการนำเสนอการวิเคราะห์สมรรถนะของเทคนิคการเข้าถึงหลาย ทางแบบแบ่งรหัสที่ทำการเข้ารหัสการประสาน เปรียบเทียบกับระบบที่ไม่ได้ทำการเข้ารหัส โดยใช้ แบบจำลองช่องสัญญาณ Nakagami และด้านรับใช้แบบจำลองเครื่องรับแบบเรคและการถอดรหัส ใช้วิธี Viterbi เพื่อช่วยลดความน่าจะเป็นของความผิดพลาดที่เกิดขึ้นทางด้านรับ อันเนื่องจากการ เฟดดิ้งของสัญญาณ รวมถึงการศึกษาผลกระทบอันเนื่องมาจากเฟดดิ้งพารามิเตอร์ต่างๆ

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ทำการศึกษาวิเคราะห์

1.2.1 ศึกษาการทำงานของระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสลำดับตรง และอธิบายการ ทำงานของระบบทั้งทางด้านภาคส่ง ช่องสัญญาณ และทางภาครับ

1.2.2 ศึกษาแบบจำลองช่องสัญญาณแบบ Nakagami ซึ่งเป็นแบบจำลองที่สามารถจะนำไปทำ การเปรียบเทียบกับแบบจำลองอื่นๆได้ และเครื่องรับแบบเรค

1.2.3 ศึกษาสมรรถนะของระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสลำดับตรง ที่ทำการเข้า รหัสการประสาน (Convolution code) เปรียบเทียบกับระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส ลำดับตรงที่ไม่ได้ทำการเข้ารหัส ผลของการเปรียบเทียบนั้นจะอธิบายอยู่ในสองรูปแบบ คือ ในรูป ของอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลและอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน และอัตรา ความผิดพลาดของบิตข้อมูลและจำนวนผู้ใช้งาน

1.3 แนวความคิด

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการวิเคราะห์สมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของ ระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสลำดับโดยตรง โดยรูปแบบข้อมูลใช้ข้อมูลเลขฐานสอง ซึ่งเป็นรูปแบบมาตรฐานของการส่งข้อมูล หลังจากข้อมูลผ่านกระบวนการเข้ารหัสการประสาน (convolutional code) การคูณกับลำดับรหัส สัญญาณที่ได้จะถูกทำการมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสแล้ว ส่งผ่านช่องสัญญาณไปทางด้านรับ เนื่องจากช่องสัญญาณเป็นผลทำให้เกิดการจางหายของ สัญญาณ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เลือกใช้แบบจำลองช่องสัญญาณ Nakagami ซึ่งเป็นแบบ

จำลองที่สามารถจะอธิบายการทำงานของแบบจำลองอื่นได้ โดยการเปลี่ยนค่าตัวแปรเสริมเฟดคิง เช่น เมื่อตัวแปรเสริมเฟดคิงมีค่าเท่ากับ 1 จะอธิบายผลของแบบจำลอง Rayleigh เป็นต้น สัญญาณที่มาถึงทางภาครับจะมาจากหลายเส้นทางซึ่งเกิดจากการจางหายที่กล่าวได้ในตอนต้น ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้เครื่องรับแบบเรค ซึ่งมีจุดเด่นคือ จะให้อัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสูงสุด และมีวงจรถดเชยขนาดของสัญญาณการประวิงเวลาของสัญญาณ และเฟส ซึ่งเป็นผลเนื่องมาจากช่องสัญญาณ สัญญาณที่ผ่านเครื่องรับแบบเรคนั้นจะถูกรับมาทำการถอดรหัส ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้วิธีการถอดรหัสแบบ Viterbi ซึ่งจะทำการเลือกสัญญาณที่มีความเป็นไปได้สูงสุดว่าเป็นสัญญาณที่ส่งมาจากทางภาคส่ง โดยอาศัยหลักการตัดเส้นทางที่มีค่าความแตกต่างระหว่างสัญญาณที่รับได้ทางภาครับกับเอาท์พุทที่ได้จากการเข้ารหัสโดยวิธีการประสานที่มีค่ามากที่สุดในช่วงเวลาต่างๆ จากนั้นทำการพิจารณาความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ และเปรียบเทียบกับระบบการเข้าถึงหลายเส้นทางแบบการเข้ารหัสลำดับโดยตรงที่ไม่ได้ทำการเข้ารหัส

1.4 ขอบเขตของการศึกษา

1.4.1 ศึกษากระบวนการระบบการเข้าถึงหลายทางแบบการแบ่งรหัสลำดับโดยตรง พร้อมทั้งอธิบายส่วนประกอบต่างๆของระบบ

1.4.2 ใช้แบบจำลองของช่องสัญญาณที่มีความเหมาะสม ซึ่งจะสามารถอธิบายแบบจำลองแบบอื่นๆ ได้ และสอดคล้องกับปรากฏการณ์ทางธรรมชาติ

1.4.3 เปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่ไม่ได้มีการเข้ารหัส กับระบบที่มีการแก้ไขด้วยการเข้ารหัสว่าทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้นมากน้อยเพียงใด โดยมีเงื่อนไขอัตราส่วนกำลังของสัญญาณต่อกำลังของสัญญาณรบกวน (SNR) มีค่าคงที่

1.4.4 สรุปผลการศึกษาสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของระบบการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบการเข้ารหัสลำดับโดยตรงที่ได้ทำการเข้ารหัสการประสานและที่ไม่ได้ทำการเข้ารหัส ในช่องสัญญาณเฟดคิงแบบ Nakagami พร้อมทั้งอธิบายตัวแปรต่างๆที่มีผลกระทบกับสมรรถนะของระบบ

บทที่ 2

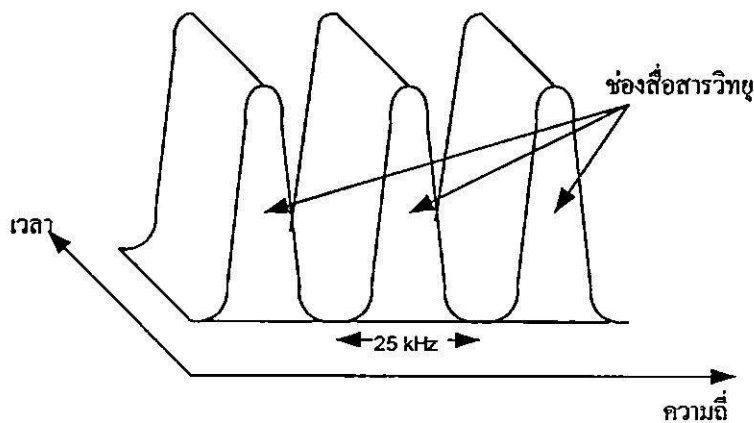
การสื่อสารระบบดิจิทัล

2.1 ระบบการเข้าถึงช่องสัญญาณ (Multiple access system)

ระบบการสื่อสารสามารถแบ่งออกได้เป็นระบบอนาล็อกและระบบดิจิทัล โดยปัญหาของการสื่อสารในระบบอนาล็อกคือ ความจุของช่องสัญญาณไม่เพียงพอ จึงได้มีการพัฒนาระบบการสื่อสารดิจิทัล โดยสามารถจะแบ่งวิธีการเข้าถึงระบบเครือข่ายช่องสัญญาณได้เป็น

2.1.1 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ (Frequency division multiple access: FDMA)

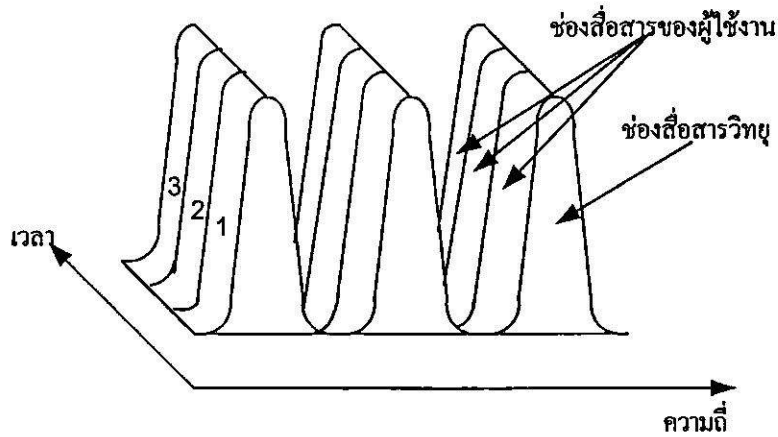
ระบบ FDMA เป็นระบบการเข้าถึงข้อมูลที่ใช้ในระบบอนาล็อกแบบแบ่งความถี่และใช้กันอย่างกว้างขวาง เป็นเทคนิคการเข้าถึงข้อมูลของระบบอนาล็อก โดยจะกำหนดให้ผู้ให้บริการรายหนึ่งครอบครองช่องสัญญาณไปตลอดเวลานจนกว่าจะสิ้นสุดการใช้งาน



รูปที่ 2.1 แสดงการจัดสรรช่องสื่อสารใช้งานโดยเทคนิค FDMA

2.1.2 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา (Time division multiple access: TDMA)

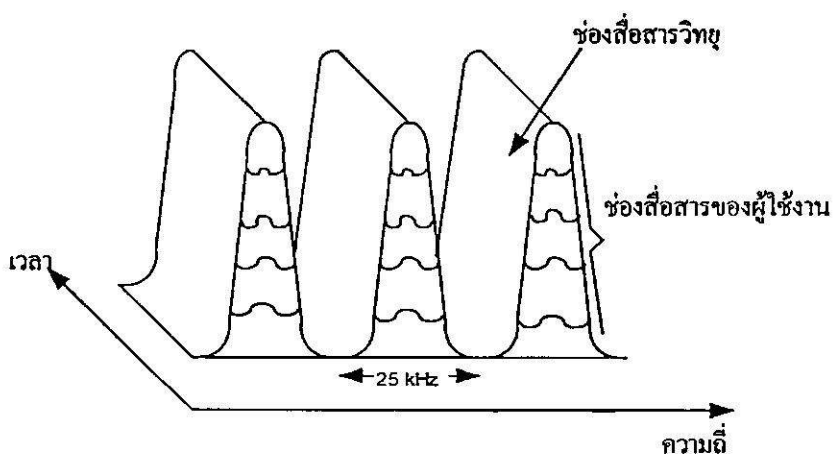
ระบบ TDMA เป็นระบบที่พัฒนามาขึ้นมาเพื่อแก้ปัญหาที่เกิดจากการใช้ระบบ FDMA ในระบบนี้สัญญาณดิจิทัลที่เกิดจากการมัลติเพล็กซ์ โดยการแบ่งทางเวลาจะมอดูเลตตัวคลื่นพาห้คลื่นเดียวส่งและรับ เทคนิควิธีนี้สัญญาณหนึ่งช่องสื่อสารจะมีการแบ่งช่วงเวลาในการใช้งานสลับกันไป โดยผู้ให้บริการแต่ละรายจะสามารถรับหรือส่งข้อความได้เฉพาะช่วงเวลาของตนได้รับสิทธิเท่านั้น ช่วงเวลาอื่นๆ จะถูกใช้งานโดยผู้ให้บริการรายอื่น จากรูป 2.2 ช่องสัญญาณถูกแบ่งออกเป็น 3 ช่วง ทำให้สามารถรองรับผู้ให้บริการได้ถึง 3 รายต่อหนึ่งช่องความถี่ การใช้งานของผู้ให้บริการแต่ละรายจะเป็นไปตามช่วงเวลาที่ถูกกำหนดไว้ ซึ่งถูกเรียกว่า “ช่วงเวลา” (time slot)



รูปที่ 2.2 แสดงการจัดสรรช่องสื่อสารใช้งานโดยเทคนิค TDMA

2.1.3 การเข้าถึงหลายทางแบบการแบ่งรหัส (Code division multiple access: CDMA)

ระบบ CDMA เป็นเทคนิคที่ยอมให้เข้าถึงได้โดยการใช้รหัสแบบสุ่ม วิธีการนี้ช่องสัญญาณจะถูกแบ่งออกจากกันโดยการกำหนดรหัสดิจิทัล ผู้ใช้งานสามารถใช้งานได้ทั้งย่านความถี่โดยไม่มี การใช้เทคนิค TDMA แต่อย่างใด CDMA มีอยู่ด้วยกันหลายแบบสำหรับรูปแบบที่นำมาใช้ใน ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีชื่อเรียกว่าเทคนิค CDMA แบบการจัดลำดับโดยตรง (Direct sequence) หรือ DS-CDMA ซึ่งแบนด์วิธของช่องสื่อสารแต่ละช่องมีขนาด 1.25 MHz โดยรูปที่ 2.3 แสดงถึง รูปแบบการบริหารความถี่สำหรับระบบ CDMA โดยช่องสัญญาณจะมีการแบ่งออกเป็นชั้นๆ โดย แต่ละชั้นจะมีรูปแบบที่แตกต่างกัน ซึ่งเป็นการแทนถึงรหัสที่แตกต่างกัน และกำหนดให้กับผู้ใช้ บริการแต่ละรายภายในช่องสื่อสารนั้นๆ



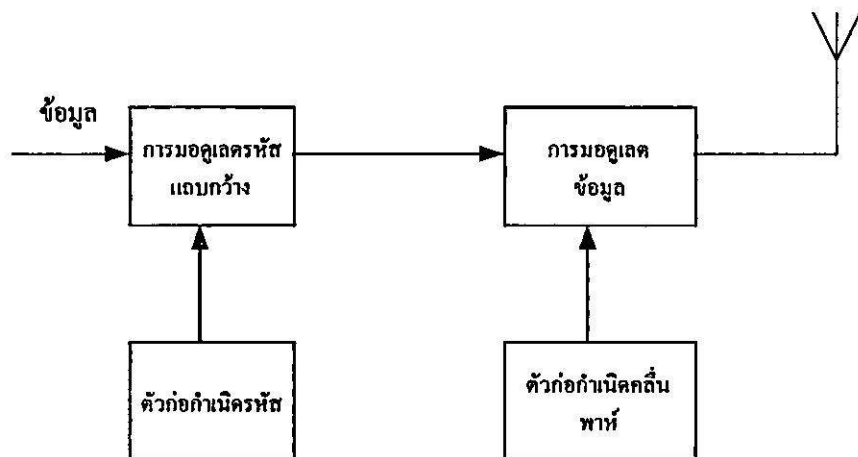
รูปที่ 2.3 แสดงการจัดสรรช่องสื่อสารใช้งานโดยเทคนิคแบบ CDMA

2.2 พื้นฐานการกระจายสเปกตรัมของสัญญาณ

เทคโนโลยี CDMA เป็นการใช้เทคโนโลยีการกระจายสเปกตรัม (Spread spectrum) กล่าวคือ CDMA ใช้วิธีการกระจายข้อมูลข่าวสารที่ใช้ในการสื่อสาร ไปบนแถบความถี่ซึ่งมีแบนด์วิดท์กว้างกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลที่ต้องการจะส่งมาก เทคนิคการกระจายสเปกตรัมถูกใช้ในกิจการทหารมานานเนื่องจากข้อดีด้านการใช้แบนด์วิดท์ที่กว้างมาก ทนต่อการรบกวนได้ดี การที่สัญญาณซึ่งถูกส่งแบบกระจายสเปกตรัมถูกตรวจจับได้ลำบากเพราะว่าระดับสัญญาณที่ถูกส่งออกอากาศมีขนาดไม่ต่างจากสัญญาณรบกวนภายในอากาศเท่าใดนัก จากลักษณะดังกล่าวทำให้เกิดความปลอดภัยของสัญญาณข้อมูลตัวนั้น เมื่อนำเทคนิค CDMA มาใช้ในกิจการของโทรศัพท์ที่เคลื่อนที่จึงไม่จำเป็นจะต้องมีการออกแบบอุปกรณ์ที่ใช้ในการเข้ารหัสสัญญาณเพื่อรักษาความปลอดภัยของข้อมูลแต่อย่างใด ซึ่งสามารถป้องกันการสูญหายของข้อมูลสามารถแบ่งได้ดังนี้

2.2.1 การจัดลำดับโดยตรง (Direct Sequence: DS)

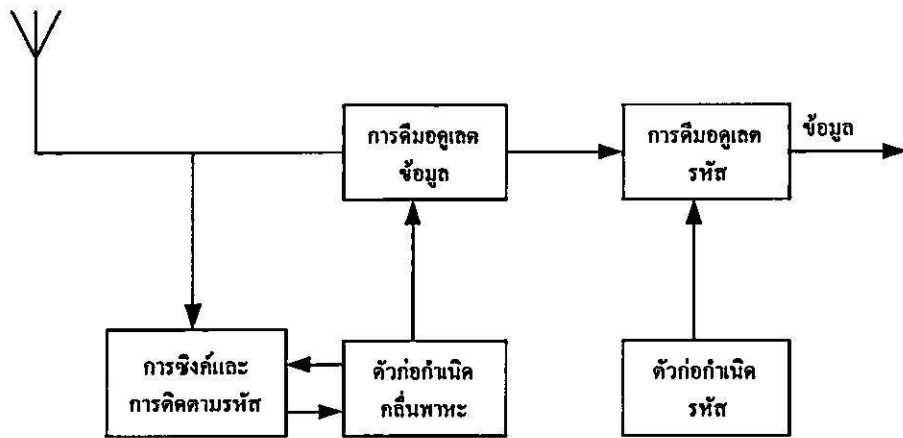
ในวิธีการจัดลำดับโดยตรง สัญญาณข้อมูลจะถูกมอดูเลตโดยตรงกับสัญญาณรหัสดิจิทัล โดยสัญญาณข้อมูลเป็นสัญญาณดิจิทัล จากรูป 2.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเทคนิคการจัดลำดับโดยตรง โดยสัญญาณข้อมูลรหัสฐานสองจะมอดูเลตกับขบวนรหัส (Code Sequence) โดยขบวนรหัสนี้จะประกอบไปด้วยบิต $+1$ หรือ -1 ซึ่งจะเรียกว่า ชิป (chips) โดยอัตราชิปของขบวนรหัสจะต้องมากกว่าสัญญาณข้อมูล สัญญาณที่ได้จะถูกนำไปมอดูเลตกับคลื่นพาห์ ซึ่งที่เป็นที่นิยมคือ การมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสด้วยรูปแบบ BPSK หรือ QPSK



รูปที่ 2.4 แสดงแผนภาพบล็อกด้านส่งของระบบการจัดลำดับโดยตรง

สัญญาณทางด้านรับจะมีตัวที่ทำการซิงโครไนซ์ระหว่างตัวก่อกำเนิดรหัสจากทางด้านส่งกับทางด้านรับ ซึ่งการซิงโครไนซ์นี้จะเริ่มตั้งแต่ตอนด้านรับเริ่มรับข้อมูลและจะรักษาการซิงโครไนซ์

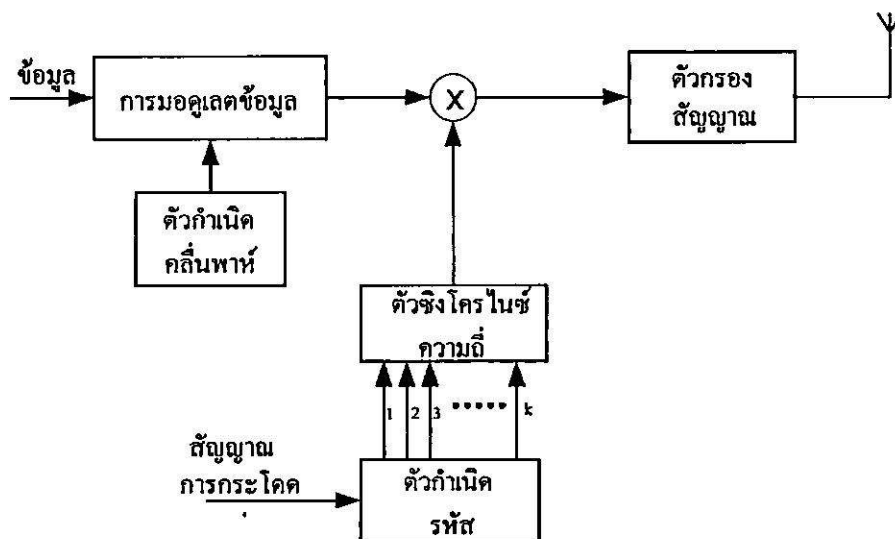
ไปจนกระทั่งด้านรับรับสัญญาณข้อมูลจนเสร็จ ซึ่งสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมด้านรับได้ดังรูปที่ 2.5



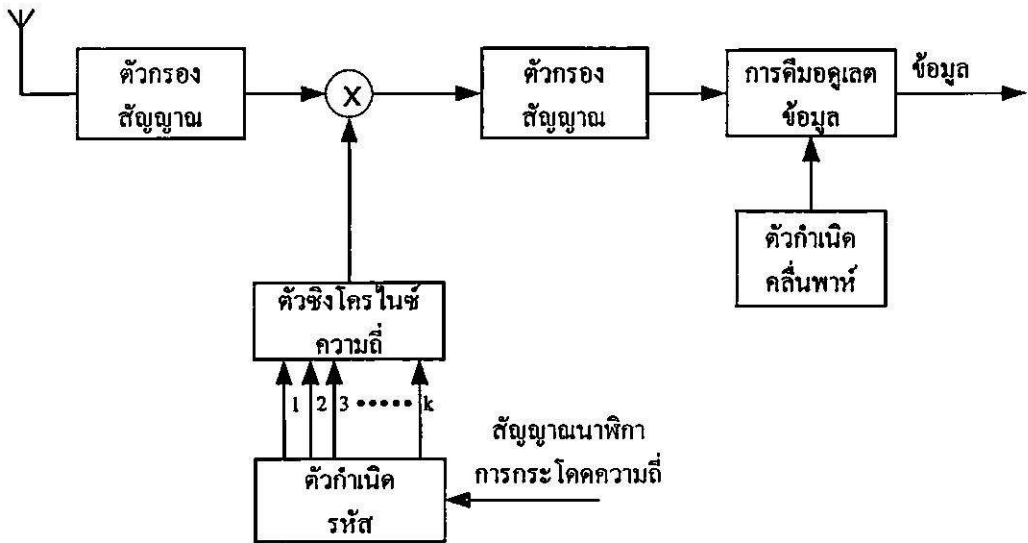
รูปที่ 2.5 แสดงแผนภาพบล็อกด้านรับของระบบการจิ้งลำดับโดยตรง

2.2.2 การกระโดดความถี่ (Frequency Hopping: FH)

วิธีการกระโดดความถี่นี้ ความถี่ของสัญญาณพาหะที่ใช้ในการมอดูเลตกับข้อมูลจะมีค่าไม่คงที่เปลี่ยนแปลงไปตามคาบเวลา การกระจายสเปกตรัมสัญญาณด้วยวิธีนี้ขบวนการหาค่าจะไม่ถูกนำไปมอดูเลตโดยตรงกับข้อมูล แต่จะนำไปเป็นตัวควบคุมลำดับสัญญาณคลื่นพาหะ ดังนั้นสัญญาณที่ส่งออกไปจึงเหมือนกับการนำข้อมูลไปมอดูเลตกับสัญญาณพาหะ ซึ่งความถี่จะเปลี่ยนไปเป็นค่าอื่น ซึ่งขึ้นอยู่กับขบวนการหาค่า



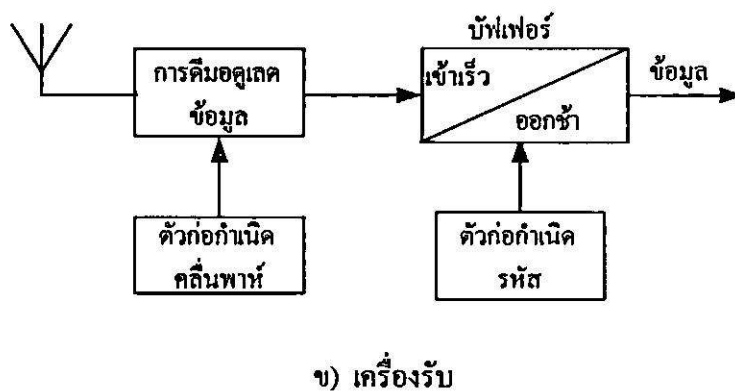
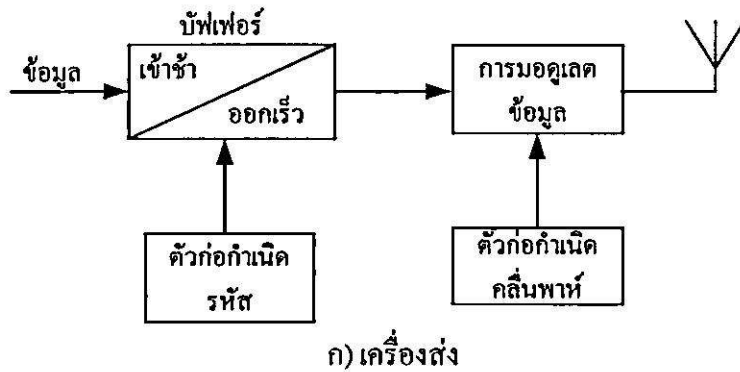
รูปที่ 2.6 แสดงแผนภาพบล็อกด้านส่งของระบบการกระโดดความถี่



รูปที่ 2.7 แสดงแผนภาพบล็อกด้านรับของระบบการกระโดดความถี่

2.2.3 การกระโดดของเวลา (Time Hopping : TH)

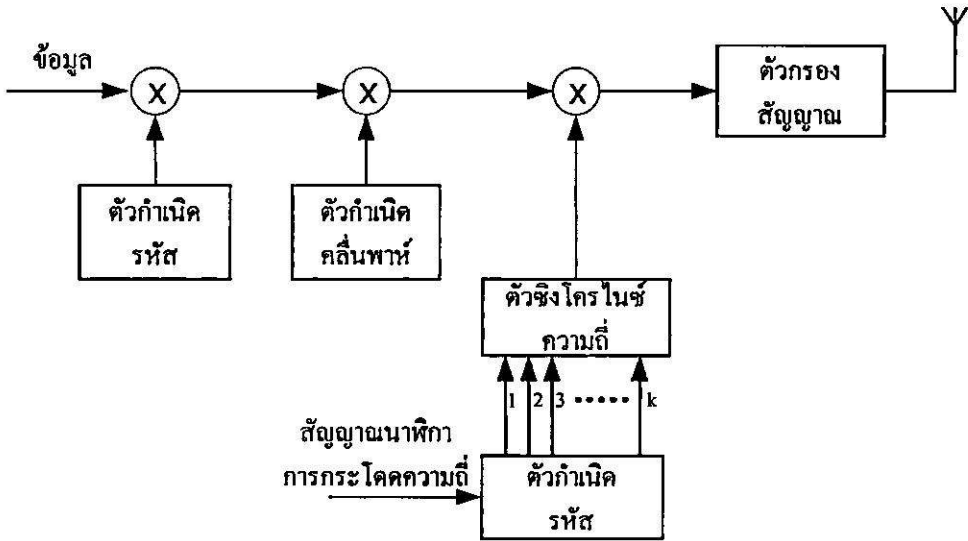
วิธีการกระโดดของเวลานี้ สัญญาณข้อมูลจะถูกส่งตามช่วงเวลาซึ่งจะถูกตัดสินใจโดยรหัสที่ถูกกำหนดไว้ โดยในแกนเวลาจะถูกแบ่งออกเป็นเฟรม แต่ละเฟรมจะถูกแบ่งเป็น M ช่องเวลา ในแต่ละเฟรม ผู้ใช้จะส่งเพียง 1 ช่องเวลา โดยในการส่งช่องเวลา M ช่องจะถูกกำหนดโดยขบวนการรหัส



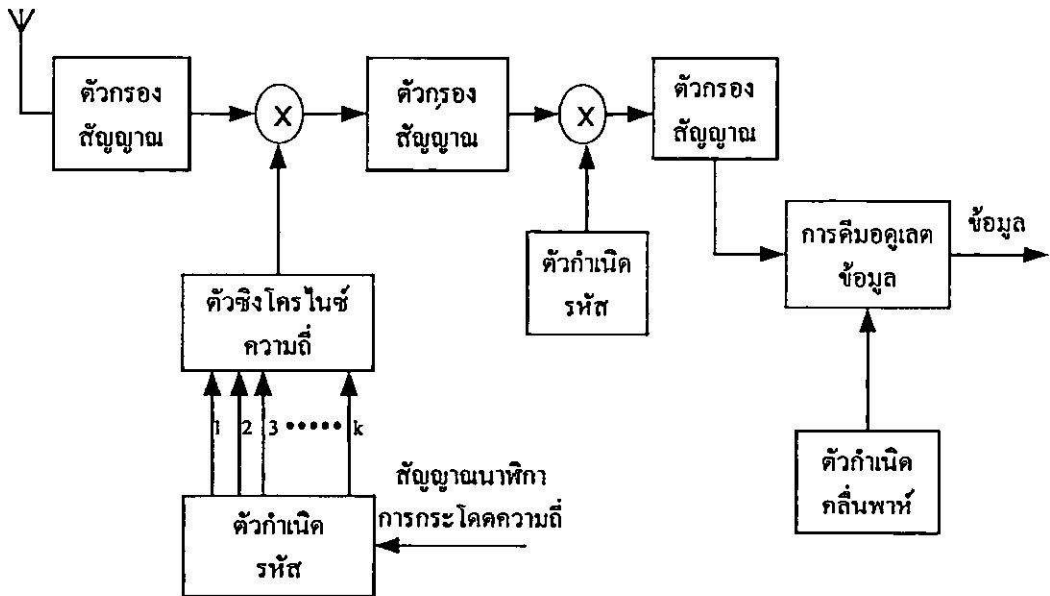
รูปที่ 2.8 แสดงแผนภาพบล็อกด้านส่งและด้านรับของระบบการกระโดดของเวลา

2.2.4 แบบผสม (Hybrid)

เป็นการรวมกันของเทคนิคต่างๆมากกว่าสองแบบขึ้นไป ซึ่งจะมีทั้งหมดอยู่ 4 แบบ โดยในที่นี้ขอยกตัวอย่างการรวมกันของการจัดลำดับโดยตรงกับการกระโดดของความถี่ ข้อดีของวิธีนี้คือการดึงเอาข้อดีของแต่ละแบบมาใช้งาน แต่ข้อเสียคือ ด้านส่งและด้านรับจะมีความซับซ้อนมาก



รูปที่ 2.9 แสดงแผนภาพบล็อกด้านส่งของระบบแบบผสม



รูปที่ 2.10 แสดงแผนภาพบล็อกด้านรับของระบบแบบผสม

2.3 คุณลักษณะของสัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณที่มีการกระจายหลายเส้นทาง

ในการสื่อสารโดยเทคโนโลยีไร้สาย ทางด้านส่งเมื่อส่งสัญญาณออกไปยังช่องสื่อสารต่างๆ จะเกิดการแทรกสอด สะท้อนและการลดทอน สัญญาณที่มาถึงด้านรับ สัญญาณที่รับได้จะเกิดจากการรวมกันของสัญญาณที่มาจากหลายเส้นทาง ซึ่งอาจเป็นการเสริมหรือหักล้างกัน

หากทำการส่งพัลส์สัญญาณที่มีคาบสั้นๆ ไปบนช่องสัญญาณหลายเส้นทางตามการเปลี่ยนแปลงเวลา สัญญาณที่รับได้จะเป็นขบวนของพัลส์แสดงดังรูปที่ 2.11 ดังนั้น คุณลักษณะของตัวกลางแบบหลายเส้นทางคือ การกระจายช่วงเวลาของสัญญาณที่ส่งผ่านช่องสัญญาณ เมื่อทำการส่งสัญญาณเดิมออกไปหลายๆครั้ง ด้านรับจะรับได้ขบวนสัญญาณที่แตกต่างกัน ซึ่งไม่สามารถจะคาดคะเนสัญญาณที่รับได้ สามารถเขียนเป็นสมการทางภาครับแสดงได้เป็น

$$x(t) = \sum_n \beta_n(t) s(t - \tau_n(t)) \quad (2.1)$$

โดย $\beta_n(t)$ เป็นอัตราการลดทอนของสัญญาณในเส้นทางที่ n

$\tau_n(t)$ เป็นเวลาของสัญญาณที่ถูกหน่วงของเส้นทางที่ n

$s(t)$ เป็นสัญญาณด้านส่ง มีค่าเท่ากับ $\text{Re}[s_I(t)e^{j2\pi f_c t}]$

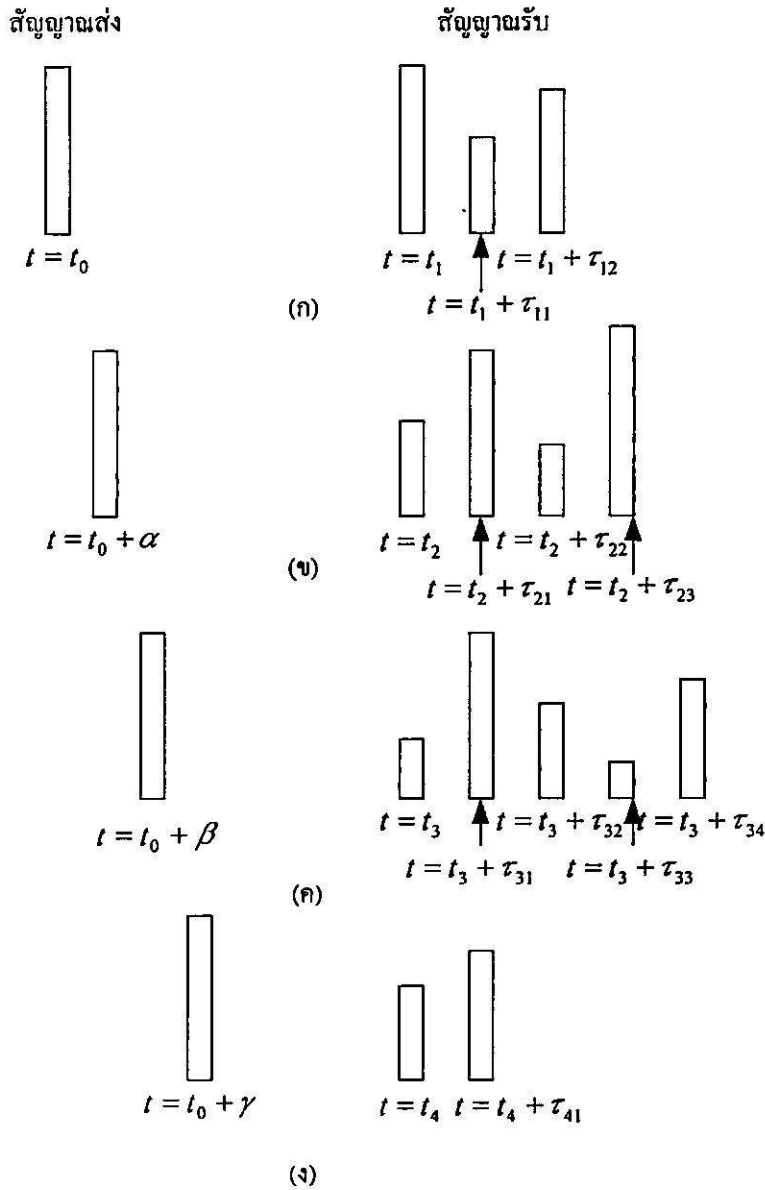
$x(t)$ เป็นสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับ

สัญญาณที่ได้รับหลังผ่านการกรองสัญญาณ สัญญาณที่ได้สามารถแสดงได้เป็น

$$r_I(t) = \sum_n \beta_n(t) e^{-j\gamma_n} s_I(t - \tau_n(t)) \quad (2.2)$$

โดย $\gamma_n = 2\pi f_c \tau_n(t)$

แบบจำลองช่องสัญญาณหลายเส้นทาง ซึ่งจะมีสัญญาณที่รับได้แสดงดังสมการ 2.2 เรียกว่าสัญญาณเฟคดิ้ง โดยปรากฏการณ์เฟคดิ้งเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงเวลาในเทอมของเฟส γ_n ในบางครั้งการเปลี่ยนแปลงของ γ_n เป็นผลทำให้สัญญาณด้านรับมีค่าลดลง แต่บางครั้งทำให้มีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นค่าการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของสัญญาณด้านรับเกิดจากคุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงของเวลาของช่องสัญญาณหลายเส้นทาง



รูปที่ 2.11 ตัวอย่างแสดงการตอบสนองทางแกนเวลาของช่องสัญญาณหลายเส้นทาง เมื่อส่งพัลส์สัญญาณช่วงแคบๆ

2.3.1 แบบจำลองช่องสัญญาณ

ช่องสัญญาณสามารถแทนด้วยแบบจำลองช่องสัญญาณต่างๆ ซึ่งจะมีค่าของผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรความถี่ต่ำในกรณีทั่วไป สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$c(\tau, t) = \sum_{l=0}^{L-1} \beta_n(t) e^{-j\gamma_n} \delta(t - \tau_n(t)) \tag{2.3}$$

- โดยที่ β_n เป็นอัตราการลดทอนทางด้านแอมพลิจูดของสัญญาณ (amplitude distortion factor) ซึ่งมีค่าความหนาแน่นของความน่าจะเป็น แสดงด้วยการแจกแจงแบบต่าง ๆ
- τ_n เป็นเวลาหน่วง (time delay) ในเส้นทางต่างๆ ซึ่งกำหนดให้เป็นตัวแปรแบบสุ่มที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์มบนช่วง $[0, T]$
- γ_n เป็นความหน่วงเชิงเฟส (phase delay) ซึ่งกำหนดให้เป็นตัวแปรแบบสุ่มที่มีการแจกแจงแบบบนช่วง $[0, 2\pi]$
- L เป็นจำนวนเส้นทาง ซึ่งจะสอดคล้องกับผลของการจางหายหลายวิถี (multipath fading) เป็นผลเนื่องมาจากการสะท้อน การหักเห และการกระเจิงของสัญญาณภายในช่องสัญญาณ เป็นต้น

ฟังก์ชันการแจกแจงของความหนาแน่นความน่าจะเป็นมีหลายรูปแบบดังนี้

2.3.1.1 แบบจำลองของ Rayleigh (Rayleigh Model)

เป็นระบบที่อธิบายการแจกแจงของความหนาแน่นกำลังของสัญญาณในชนบท ซึ่งมีบ้านเรือนที่มีขนาดไม่สูงมากนักหรือภูเขา การใช้งานในชนบทก็พบกับปัญหาซึ่งมีผลกระทบกับระดับความแรงสัญญาณซึ่งเรียกว่าการจางหายในหลายเส้นทางเกิดขึ้นเมื่อสัญญาณเดินทางมากกว่าหนึ่งเส้นทางจากด้านส่งไปยังด้านรับ สัญญาณจะไม่ได้รับโดยตรงจากด้านส่งแต่จะได้รับจากทิศทางอื่นๆ ซึ่งตกกระทบมาเช่น จากบ้านเรือนในชนบท จึงเป็นการยากมากที่จะมีเส้นแนวยาว (line of sight) ระหว่างตัวส่งและตัวรับ สัญญาณอาจจะเดินทางไปถึงตัวรับโดยผ่านการสะท้อนกับบ้านเรือนหลายครั้ง ซึ่งหมายความว่าสัญญาณที่ได้รับจะเป็นผลรวมของสัญญาณเดียวกันซึ่งมีความต่างเฟสกันเล็กน้อย สามารถแสดงด้วยค่าความหนาแน่นของฟังก์ชันความน่าจะเป็นดังสมการ

$$p(\beta) = \frac{\beta}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\beta^2}{2\sigma^2}\right] \quad \text{เมื่อ } \beta \geq 0 \quad (2.4)$$

2.3.1.2 แบบจำลองของ Rician (Rician Model)

เป็นแบบจำลองที่เหมาะสมกับสภาวะแวดล้อมในเมืองซึ่งประกอบด้วยพารามิเตอร์ 2 ค่าและมีค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังสมการ

$$p(\beta) = \frac{\beta}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\beta^2 + a^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left[\frac{a\beta}{\sigma^2}\right] \quad \text{เมื่อ } \beta \geq 0 \quad (2.5)$$

เมื่อ $I_0(x)$ คือ ฟังก์ชันเบสเซล (Bessel Function)

2.3.1.3 แบบจำลองของ Nakagami (Nakagami Model)

เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลองและสามารถอธิบายปรากฏการณ์ของการเฟดดิ้งในบริเวณอื่นๆ ได้ดี เาต์พุตของสัญญาณด้านรับจะเป็นผลบวกทางเวกเตอร์ของขนาดของสัญญาณ (signal strength) แบบจำลอง Nakagami ไม่ได้อธิบายรายละเอียดทางปัญหาด้านเฟส อย่างไรก็ตาม แบบจำลอง Nakagami ยังสามารถอธิบายแบบจำลองอื่นๆ ได้คืออีกด้วย สามารถแสดงค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังสมการ

$$p_{\beta_l}(\beta) = 2 \left(\frac{m_l}{\Omega_l} \right)^{m_l} \frac{\beta^{2m_l-1}}{\Gamma(m_l)} \exp \left[-\frac{m_l}{\Omega_l} \beta^2 \right] \quad \text{เมื่อ } \beta \geq 0 \quad (2.6)$$

$$m_l = \frac{\Omega_l^2}{E[(\beta_l^2 - \Omega_l)^2]} \geq 0.5$$

โดยจุดเด่นของแบบจำลอง Nakagami คือ

- (ก) เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลองและสอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในชนบท และเมืองใหญ่
- (ข) เป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับการแจกแจงของแอมพลิจูด (amplitude distribution) ซึ่งแสดงด้วยตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) ต่างๆ ดังนี้

$m = 1$ คือ การแจกแจงแบบ Rayleigh

$m = 0.5$ คือ การแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว

$m \rightarrow \infty$ คือ กรณีในอุดมคติที่ไม่มีการเฟดดิ้งของสัญญาณ

2.3.2 คุณลักษณะช่องสัญญาณ

สัญญาณที่ได้จากสมการที่ 2.2 พบว่า สัญญาณด้านรับที่รับได้ $r_l(t)$ เกิดจากสัญญาณที่ด้านส่ง $s_l(t)$ ผ่านช่องสัญญาณที่ทำให้เกิดการจางหลายเส้นทาง ซึ่งสามารถเขียนสมการของช่องสัญญาณได้ดังสมการ (2.7)

$$c(\tau, t) = \sum_n \beta_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (2.7)$$

จากสมการที่ (2.7) นำมาหาอัตสหสัมพันธ์ (autocorrelation) ของฟังก์ชัน จะได้

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E \left[c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t) \right] \quad (2.8)$$

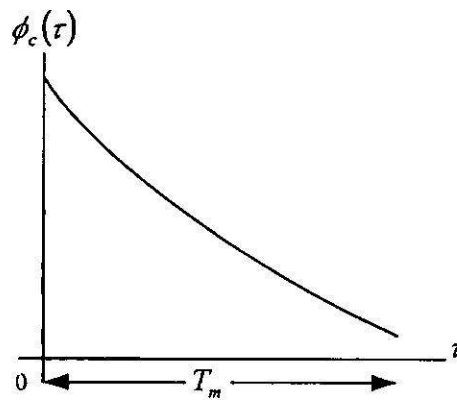
ในการส่งสัญญาณส่วนมาก ความสัมพันธ์ระหว่างการลดทอนและเฟสชิฟของช่องสัญญาณ τ_1 และ τ_2 จะไม่สัมพันธ์กัน ดังนั้น สมการ (2.8) จึงสามารถเขียนได้เป็น

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

เมื่อพิจารณาที่ $\Delta t = 0$

$$\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$$

เรียกว่า โพรไฟล์ความเข้มของสัญญาณหลายวิถี (Multipath intensity profile) ซึ่งเป็นฟังก์ชัน ของ การหน่วงเวลา (τ) และความกำลังเอาต์พุตเฉลี่ยของช่องสัญญาณ ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูป 2.12

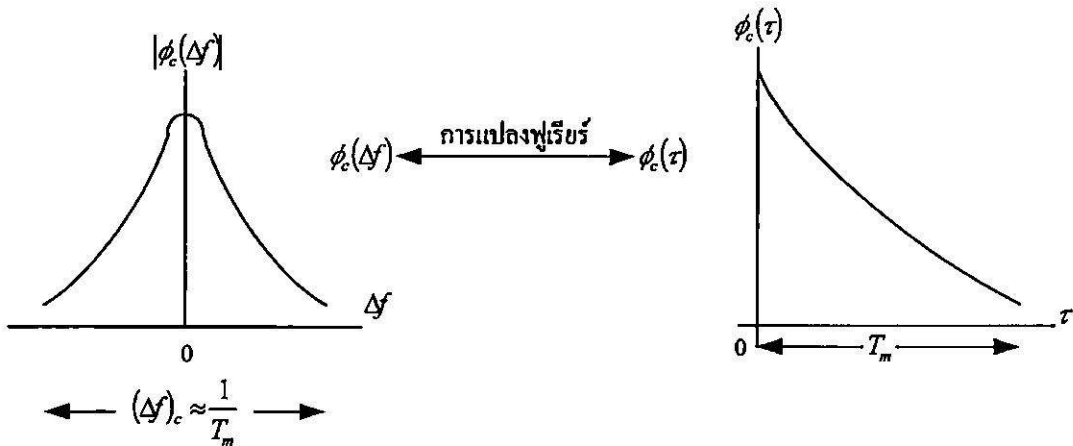


รูปที่ 2.12 แสดงคุณลักษณะของโพรไฟล์ความเข้มของสัญญาณหลายวิถี

โดยช่วงค่าเวลา τ ที่ทำให้ $\phi_c(\tau)$ มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ เรียกว่า ช่องว่างของสัญญาณหลายวิถี (multipath space) ของช่องสัญญาณ หรือ T_m เมื่อทำการแปลงสมการ (2.8) ให้อยู่ในรูปความถี่ ค่าของโพรไฟล์ความเข้มของสัญญาณหลายวิถีสามารถแปลงได้เป็น

$$\phi_c(\tau; \Delta f) \leftrightarrow \phi_c(\Delta f; \Delta t) \quad (2.10)$$

จะเรียกว่า $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ ว่า ช่องว่างความถี่ (spaced frequency) หรือฟังก์ชันสหสัมพันธ์ของ ช่องว่างเวลา (spaced-time) ของช่องสัญญาณ โดยสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างฟังก์ชันทั้งสอง ได้รูป 2.13



รูปที่ 2.13 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างฟังก์ชัน $\phi_c(\Delta f)$ และฟังก์ชัน $\phi_c(\tau)$

จากรูป 2.13 ส่วนกลับของช่องว่างของสัญญาณหลายวิถีจะถูกเรียกว่า ช่องสัญญาณสหสัมพันธ์

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (2.11)$$

2.3.3 สัญญาณดิจิทัลบนช่องสัญญาณการจางหายแบบเจาะจงความถี่และไม่เจาะจงความถี่

จากหัวข้อที่ผ่านมา เมื่อด้านส่งทำการส่งสัญญาณ $s_I(t)$ ผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหายหลายเส้นทางไปยังด้านรับ สามารถที่จะอธิบายสัญญาณด้านรับได้ทั้งหมดของฟังก์ชันเวลา $c(\tau, t)$ และ $s_I(t)$ ได้เป็น

$$r_I(t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau, t) s_I(t - \tau) d\tau \quad (2.12)$$

ในเทอมของฟังก์ชันความถี่ $C(f; t)$ และ $S_I(f)$

$$r_I(t) = \int_{-\infty}^{\infty} C(f; t) S_I(f) e^{j2\pi f t} df \quad (2.13)$$

จากสมการ (2.13) สามารถอธิบายได้ว่า เมื่อทำการส่งสัญญาณข้อมูล $S_I(f)$ ซึ่งจะมีคาบเวลาเท่ากับ T เมื่อผ่านช่องสัญญาณซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) $C(f;t)$ จะทำให้สัญญาณ $S_I(f)$ มีความผิดเพี้ยนไป ซึ่งผลที่ได้แสดงให้เห็นจากขนาดของสัญญาณด้านรับที่มีค่าหลายค่า หรือเรียกว่า เฟคดิง ถ้าหากขนาดความกว้างช่องสัญญาณของ $S_I(f)$ มีค่ามากกว่าขนาดความกว้างช่องสัญญาณสหสัมพันธ์จะเรียกช่องสัญญาณนี้ว่าช่องสัญญาณเจาะจงความถี่ (frequency-selective)

ในกรณีที่ขนาดความกว้างของช่องสัญญาณมีค่าน้อยกว่าขนาดความกว้างช่องสัญญาณสหสัมพันธ์ ช่องสัญญาณลักษณะนี้จะถูกเรียกว่า ช่องสัญญาณไม่เจาะจงความถี่ (frequency-nonselctive) ซึ่งช่องสัญญาณแบบนี้ค่าฟังก์ชันการถ่ายโอน $C(f;t)$ ของช่องสัญญาณจะมีค่าคงที่ทุกๆความถี่ ทำให้จากสมการ (2.13) เมื่อพิจารณาที่ความถี่ $f = 0$ สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} r_I(t) &= C(0;t) \int_{-\infty}^{\infty} S_I(f) e^{j2\pi ft} df \\ &= C(0;t) s_I(t) \end{aligned} \quad (2.14)$$

ค่าฟังก์ชันการถ่ายโอน $C(0;t)$ ของช่องสัญญาณไม่เจาะจงความถี่สามารถเขียนได้เป็น

$$C(0;t) = \alpha(t) e^{-j\phi(t)} \quad (2.15)$$

โดย $\alpha(t)$ แทนโครงร่างของช่องสัญญาณ

$\phi(t)$ แทนเฟสของช่องสัญญาณ

2.3.3.1 เทคนิคไคเวอซิติบนช่องสัญญาณหลายเส้นทาง

เทคนิคไคเวอซิติถูกนำมาใช้บนพื้นฐานที่มีการรบกวนอันเนื่องจากช่องสัญญาณมีค่ามาก โดยจะทำการจัดหาอุปกรณ์ทางด้านรับที่จะรับสัญญาณทางด้านส่งที่ส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหายหลายเส้นทาง ในที่นี้จะพิจารณาในกรณีที่ด้านรับได้รับสัญญาณ L แบบซึ่งเกิดจากสัญญาณส่งเดียวกัน ซึ่งเทคนิคไคเวอซิติสามารถแบ่งได้เป็น

- 1) ไคเวอซิติทางความถี่ โดยสัญญาณข้อมูลจะถูกส่งผ่านคลื่นพาห์ L ตัว โดยที่คลื่นพาห์แต่ละตัวความถี่จะห่างกันมากกว่าหรือเท่ากับความกว้างของช่องสัญญาณสหสัมพันธ์ $(\Delta f)_c$
- 2) ไคเวอซิติทางเวลา โดยสัญญาณข้อมูลจะส่งผ่านช่องเวลาที่มีความแตกต่างกัน L ช่อง ซึ่งแต่ละช่องมีคาบเวลาห่างกันมากกว่าหรือเท่ากับเวลาช่องสัญญาณสหสัมพันธ์ $(\Delta t)_c$

นอกจากสองวิธีดังกล่าวยังมีวิธีโคเวอริกันซ์วิธีหนึ่งที่มีความซับซ้อน โดยอาศัยสัญญาณที่มีความกว้างของสัญญาณมีค่ามากกว่าความกว้างของช่องสัญญาณสหสัมพันธ์ สมมติว่าสัญญาณมีความกว้างเท่ากับ W เนื่องจากค่าช่องว่างของสัญญาณหลายวิธี มีค่าเท่ากับ $T_m \approx 1/(\Delta f)_c$ ดังนั้นจำนวนสัญญาณที่สามารถจะแก้ปัญหาคาจรจางหายได้มีค่าเท่ากับ $L \approx W/(\Delta f)_c$ ด้านรับซึ่งใช้วิธีการดังกล่าวจะเรียกว่า เครื่องรับสหสัมพันธ์แบบเรค (Rake correlator) หรือ วงจรกรองแมตช์แบบเรค (Rake matched filter)

สมมติว่ามีช่องสัญญาณทำให้สัญญาณที่มาถึงด้านรับมีความแตกต่างกัน L ช่อง โดยมาจากสัญญาณด้านส่งเดียวกัน และให้ช่องสัญญาณเป็นแบบไม่เจาะจงความถี่ สัญญาณที่รับได้ทางด้านรับสามารถเขียนได้เป็น

$$r_{lk}(t) = \beta_k e^{-j\phi_k} s_{km}(t) + z_k, \quad k=1,2,\dots,L, \quad m=1,2 \quad (2.16)$$

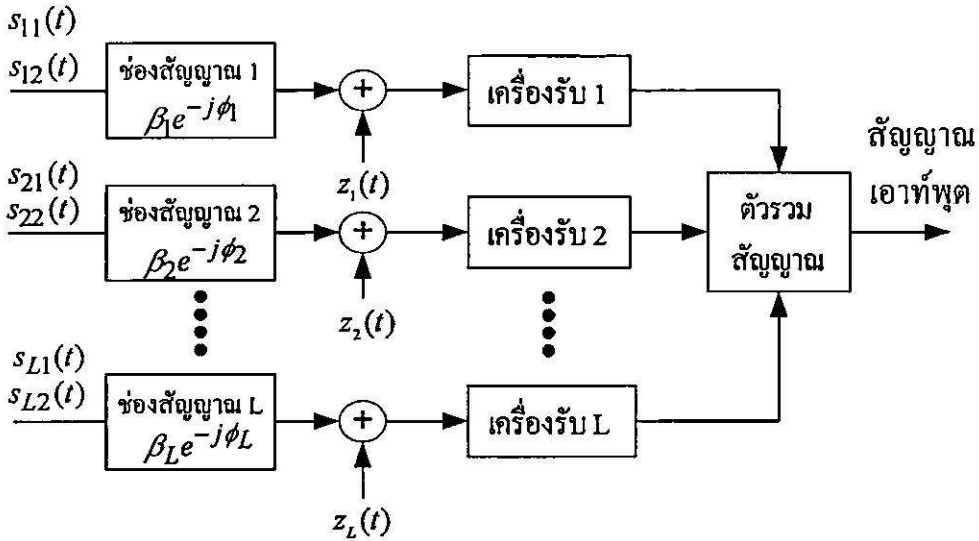
โดย $\beta_k e^{-j\phi_k}$ เป็นตัวแปรการลดทอนและเฟสชิฟของช่องสัญญาณที่ L

$s_{km}(t)$ เป็นสัญญาณส่งที่ m ส่งผ่านช่องสัญญาณที่ k

$z_k(t)$ เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก (Additive white gaussian noise) บนช่องสัญญาณที่ k

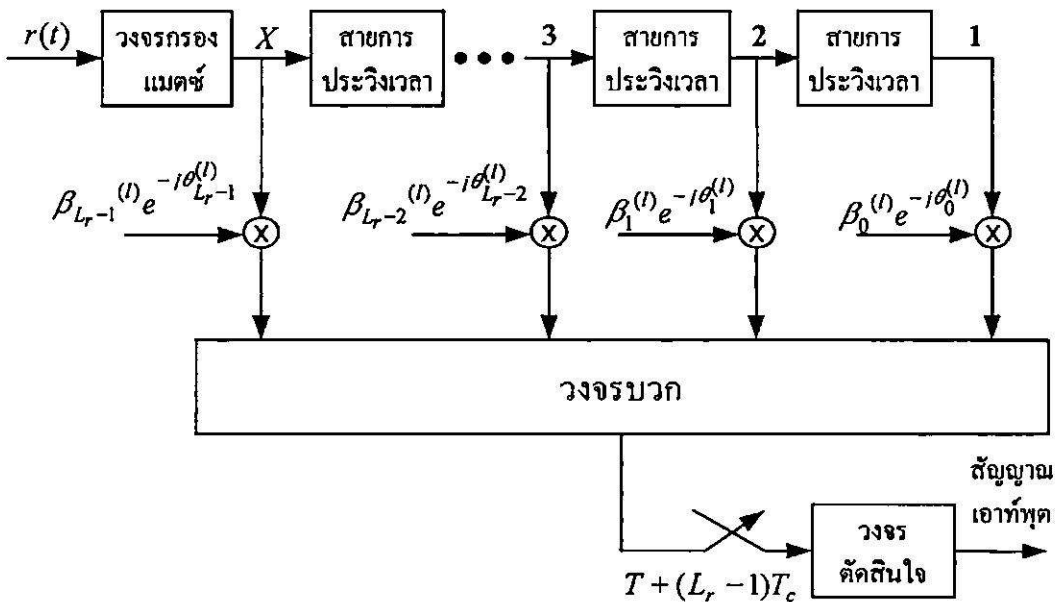
สมมติว่าสัญญาณข้อมูลด้านส่งเป็นแบบรหัสฐานสอง และทำการมอดูเลตสัญญาณแบบเชิงเลขทางเฟส ทางด้านรับใช้วงจรกรองแมตช์ (matched filters) แล้วนำสัญญาณที่ได้มารวมกันเพื่อเลือกสัญญาณที่ดีที่สุด โดยเอาท์พุทของวงจรกรองแมตช์แต่ละตัวจะถูกคูณด้วยอัตราขยายซึ่งมีค่าเท่ากับ $e^{j\phi_k}$ เพื่อเป็นการชดเชยขนาดและเฟสชิฟอันเนื่องมาจากช่องสัญญาณ หลังจากกระบวนการข้างต้น ผลลัพธ์จะมีสองแบบ คือ ส่วนจำนวนจริงที่มาจากสัญญาณเอาท์พุทของวงจรกรองแมตช์ ที่สอดคล้องกับด้านส่งที่ส่งสัญญาณ 0 และส่วนจำนวนจริงที่มาจากสัญญาณเอาท์พุทของวงจรกรองแมตช์ ที่สอดคล้องกับด้านส่งที่ส่งสัญญาณ 1 ซึ่งจะเรียกรวมกันดังกล่าวว่า การรวมอัตราส่วนสูงสุด (maximal ratio combiner) โดยสามารถแสดงแผนภาพบล็อกของรูปแบบการสื่อสารดิจิทัลแบบรหัสฐานสองดังรูปที่ 2.14

ในกรณีของความกว้างของสัญญาณมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับความกว้างของช่องสัญญาณ $W \gg (\Delta f)_c$ ช่องสัญญาณจะถูกแบ่งออกเป็นช่องสัญญาณย่อยๆ โดยแต่ละช่องสัญญาณย่อยนี้จะต้องมีความถี่ห่างกันอย่างน้อย $(\Delta f)_c$ สัญญาณจะถูกส่งผ่านช่องสัญญาณย่อยๆเหล่านี้ ซึ่งก็คือ เทคนิคโคเวอริกันซ์ทางความถี่



รูปที่ 2.14 แสดงแผนภาพบล็อกของการสื่อสารระบบไบนารีดิจิทัลโดยใช้วิธีโคเวจซีตี

แบบจำลองเครื่องรับสำหรับใช้ในระบบเจาะจงความถี่ที่สำคัญคือ เครื่องรับแบบเรค โดยลักษณะของเครื่องรับแบบเรคคือ สัญญาณอินพุตซึ่งเป็นสัญญาณที่ได้รับเข้ามาแต่ละชุดจะถูกทำการประวิงเวลา โดยมีค่าเท่ากับ T_c นอกจากนี้เครื่องรับแบบเรคยังประกอบด้วยส่วนของวงจรบวก วงจรอินทิเกรต วงจรซั๊กตัวอย่าง และวงจรตัดสินใจ ซึ่งแสดงดังรูป 2.15



รูปที่ 2.15 โครงสร้างเครื่องรับแบบเรค

บทที่ 3

เทคนิคการเข้ารหัส

3.1 พื้นฐานการเข้ารหัส

สิ่งที่สำคัญสำหรับระบบการสื่อสารก็คือความสามารถในการสื่อสาร และตามปกติถ้าไม่มีสัญญาณรบกวนเราจะส่งสัญญาณอย่างไรก็จะได้รับสัญญาณอย่างนั้น แม้ว่าจะถูกลดกำลังด้วยระยะทางก็ตาม แต่ถ้ามีสัญญาณรบกวนแล้วสัญญาณนั้นจะเพี้ยนไปหรือรับไม่ได้ ถ้าสัญญาณรบกวนมีกำลังมากกว่าสัญญาณ ฉะนั้นต้องออกแบบระบบสื่อสารที่มีการทำงานดีมีการทำงานดีหรือมีอัตราส่วนกำลังของสัญญาณต่อกำลังของสัญญาณรบกวน (signal to noise power ratio : SNR) สูง สำหรับระบบสื่อสารอนาล็อก ถ้าอัตราส่วนกำลังของสัญญาณต่อกำลังของสัญญาณรบกวนมีค่ามากขึ้นก็แสดงว่าเครื่องมือสื่อสารสามารถขจัดสัญญาณรบกวนได้ดีสำหรับพารามิเตอร์ในการวัดความสามารถในการทำงานของระบบสื่อสารดิจิทัลก็คือ อัตราความผิดพลาด (error rate) ซึ่งอัตราการส่งสัญลักษณ์ข้อมูล (symbol rate) จะเท่ากับอัตราการส่งบิต (bit rate) เมื่อเป็นการส่งข้อมูลแบบรหัสฐานสอง (binary) ดังนั้นในการออกแบบต้องให้มีอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน หรือ SNR มีค่าสูง และมีค่าอัตราความผิดพลาดน้อย

การปรับปรุงสมรรถนะของระบบการสื่อสารสามารถทำได้หลายวิธี

1) การใช้เทคนิคไคเวอร์ซิติ ซึ่งได้กล่าวรายละเอียดไว้ในบทที่ 2 เช่น การรวมอัตราส่วนสูงสุด (Maximal Ratio Combining) ไคเวอร์ซิติทางความถี่ (Frequency Diversity) ไคเวอร์ซิติทางเวลา (Time Diversity)

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

2.1 การเข้ารหัสแหล่งกำเนิด (source coding)

2.2 การเข้ารหัสช่องสัญญาณ (channel coding)

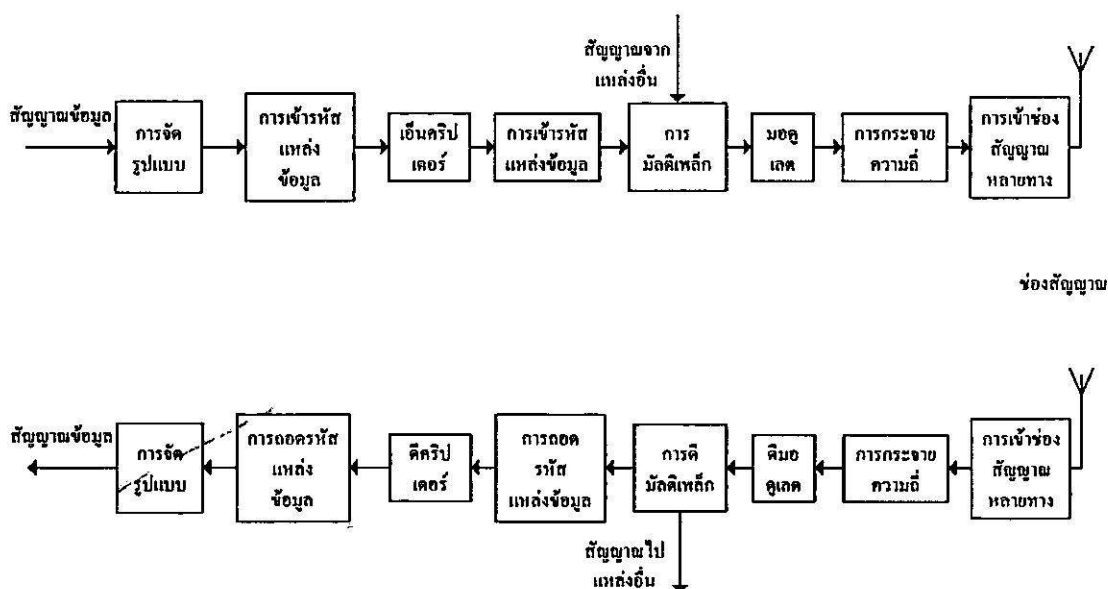
รูปที่ 3.1 แสดงแผนภาพบล็อกของระบบการสื่อสารดิจิทัล จากรูปจะเห็นว่าข่าวสารสามารถกำเนิดในรูปของอนาล็อกหรือดิจิทัลก็ได้ถ้าอยู่ในรูปอนาล็อกก็จะผ่านการจัดรูปแบบ (formatting) โดยการชักตัวอย่าง การควอนไทซ์และแปลงเป็นสัญญาณพีซีเอ็ม สัญญาณข่าวสารที่เป็นดิจิทัลอาจจะผ่านหรือไม่ผ่านเครื่องเอ็นคริปเตอร์ (Encrytor) ก็ได้แล้วแต่ความสำคัญและลักษณะงาน ข้อมูล เครื่องเอ็นคริปเตอร์นี้จะทำหน้าที่แปลงข้อมูลให้อยู่ในรูปที่มีความปลอดภัยจากการปลอมแปลงหรือขโมยข้อมูลไปใช้งานได้ดีขึ้น จากนั้นข้อมูลจะผ่านเครื่องเข้ารหัสช่องสื่อสาร โดยเครื่องเข้ารหัสช่องสื่อสารนี้จะแปลงข้อมูลให้ส่งผ่านช่องสื่อสารโดยมีความผิดพลาดน้อย และเป็นการ

ช่วยเพิ่มอัตราข้อมูล ขั้นตอนการเข้ารหัสช่องสื่อสารนี้จะอยู่ระหว่างการเข้ารหัสแหล่งกำเนิด และการมอดูเลต ซึ่งการเข้ารหัสช่องสื่อสารสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิด คือ

1) การเข้ารหัสรูปคลื่น (waveform coding) เป็นการสร้างรูปคลื่นใหม่ขึ้นมาเพื่อปรับปรุงคุณสมบัติให้ดีกว่ารูปคลื่นเดิม เช่น การส่งสัญญาณตั้งฉากกัน (Orthogonal) สัญญาณตรงข้ามกัน (Antipodal) สัญญาณตั้งฉากกันสองขั้ว (Biorthogonal)

2) การเข้ารหัสแบบการจัดลำดับโครงสร้างของข้อมูล (Structured Sequences) เป็นการเพิ่มบิตเข้าไปรวมกับบิตของข้อมูล เพื่อช่วยในการตรวจสอบความผิดพลาดของบิตข้อมูลอื่นเนื่องจากสัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณ ตัวอย่างของการเข้ารหัสแบบนี้ เช่น การเข้ารหัสบล็อก (Linear block code) และการเข้ารหัสประสาน (Convolutional)

ข้อมูลที่ผ่านการเข้ารหัสช่องสื่อสารแล้วจะถูกมัลติเพล็กซ์ จากนั้นสัญญาณจะถูกส่งไปยังการมอดูเลตตามระบบดิจิทัลมอดูเลตแล้วจะผ่านช่องสื่อสาร ซึ่งจะถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนเกาส์เซียน ช่องสื่อสารจะเป็นตัวกลางใดๆก็ได้แล้วแต่ความต้องการของงานเช่น อากาศ สายใยแก้ว และเส้นใยแก้ว เมื่อข้อมูลมาถึงปลายทางก็จะถูกดีมอดูเลตและดีมัลติเพล็กซ์ จากนั้นจะถูกถอดรหัสช่องสื่อสาร (channel decoding) สัญญาณที่ได้ผ่านเครื่องดีคริปเตอร์ (decryptor) ถ้าใช้เครื่องเข้ารหัสที่ต้นทาง แล้วจะผ่านการถอดรหัสแหล่งกำเนิดเมื่อได้สัญญาณดิจิทัล แล้วจะถูกแปลงกลับเป็นอนาล็อกหรือคงอยู่ในรูปดิจิทัลแล้วแต่ว่าสัญญาณเดิมที่ส่งเป็นอนาล็อกหรือดิจิทัล



รูปที่ 3.1 แผนภาพถือระบบสื่อสารแบบดิจิทัล

จุดประสงค์ของการเข้ารหัส เพื่อเป็นการเพิ่มความน่าเชื่อถือในการรับส่งข้อมูลในมากขึ้น ดังนั้นรหัสที่สร้างจึงต้องมีการตรวจสอบความผิดพลาดของข้อมูลที่ได้รับเข้ามาว่ามีความผิดพลาดหรือไม่ ถ้าไม่มีความผิดพลาดก็นำข้อมูลที่ได้รับไปประมวลผลในขั้นต่อไป หากเกิดความผิดพลาดขึ้นก็อาจให้ด้านส่งทำการส่งข้อมูลเดิมมาใหม่ ในการตรวจสอบความผิดพลาดที่เครื่องรับนั้นมีวิธีอย่างง่ายที่สามารถจะตรวจสอบได้ว่าข้อมูลที่ได้รับเข้ามาเกิดความผิดพลาดหรือไม่ 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) ซึ่งวิธีการดังกล่าวสามารถที่จะทำการตรวจสอบความผิดพลาดของข้อมูลได้ง่ายๆ โดยการคำนวณผลบวกเลขฐานสองของจำนวนบิตทั้งหมดที่ได้รับว่าเป็นเลขคู่ 0 หรือเลขคี่ 1 ตามที่ตกลงกันหรือไม่ ถ้าไม่ก็แสดงว่าเกิดความผิดพลาดของข้อมูล สมมติบิตที่ได้รับเป็นชนิดภาวะคู่ และบิตที่ผิดพลาดคือบิตที่ 3 เป็น 1 แทนที่จะเป็น 0 ผลบวกเลขฐานสองของบิตทั้งหมดจะได้ 1 ก็จะทราบได้ทันทีว่าข้อมูลเกิดผิดพลาด แต่ไม่สามารถตรวจสอบได้ว่าผิดที่บิตไหน และสังเกตว่ากรณีที่เกิดผิด 2 บิตพร้อมกันก็ไม่สามารถตรวจสอบได้ว่าเกิดบิตผิด ฉะนั้นรหัสตรวจคู่จึงควรใช้ในกรณีที่ไม่ค่อยมีบิตผิดไม่เกินกว่า 1 บิต

3.2 รหัสลิเนียร์บล็อก (Linear block code)

เป็นรหัสที่ประกอบด้วยเวกเตอร์ที่มีขนาดความยาวจำกัด ซึ่งจะถูกรเรียกว่า คำรหัส (code words) ความยาวของคำรหัสคือ จำนวนตัวประกอบทั้งหมดที่มีอยู่ในเวกเตอร์ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ n โดยตัวประกอบแต่ละตัวจะเรียกว่า บิต ซึ่งคำรหัสนี้จะเลือกจากจำนวนตัวเลขทั้งหมด q หมายเลข ถ้าหากตัวประกอบในเวกเตอร์ประกอบด้วยค่าเพียงสองค่า คือ 1 และ 0 รหัสนี้ถูกรเรียกว่า รหัสไบนารี หาก $q > 2$ รหัสนี้จะถูกรเรียกว่า นอนไบนารี

3.2.1 ค่าพารามิเตอร์ของรหัสลิเนียร์บล็อก

ในการเข้ารหัสของข้อมูลซึ่งมีขนาดความยาวเท่ากับ k บิต หลังจากผ่านการเข้ารหัสจะได้ความยาวของคำรหัสมีค่าเท่ากับ n บิต ซึ่งขนาด $n - k$ บิต เป็นบิตที่เพิ่มรวมเข้าไปกับข้อมูล จะถูกรเรียกว่าพาริตีบิตหรือบิตตรวจสอบ โดยรหัสที่ได้จะถูกรเรียกว่าเป็น 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

$$C_i = 10011010$$

$$C_j = 11110000$$

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

3.2.2 ความสามารถในการตรวจสอบและแก้ไขความผิดพลาดของข้อมูลของรหัสลิเนียร์บล็อก

รหัสลิเนียร์บล็อกสามารถตรวจสอบและแก้ไขความผิดพลาดของข้อมูลได้โดยการตรวจสอบกับซินโดรม ($S = RH^T$) ว่าถ้า $S = 0$ ก็แสดงว่ารหัสที่ได้รับนั้นไม่ผิดพลาดและถ้า $S \neq 0$ ก็แสดงว่ารหัสที่ได้รับผิดพลาดซึ่งพบว่ารหัสลิเนียร์บล็อก สามารถสอบและแก้ไขบิตที่ผิดพลาดได้ ในการศึกษาความสามารถในการตรวจสอบและแก้ไขความผิดพลาดของข้อมูลของรหัสลิเนียร์บล็อกนั้นจะต้องใช้สิ่งเหล่านี้วัดความสามารถดังกล่าว เช่น น้ำหนักแฮมมิง (Hamming weight) ของคำรหัส และค่าระยะแฮมมิง (Hamming distance) ระหว่างคำรหัส 2 คำ ซึ่งกล่าวไว้ในตอนต้น

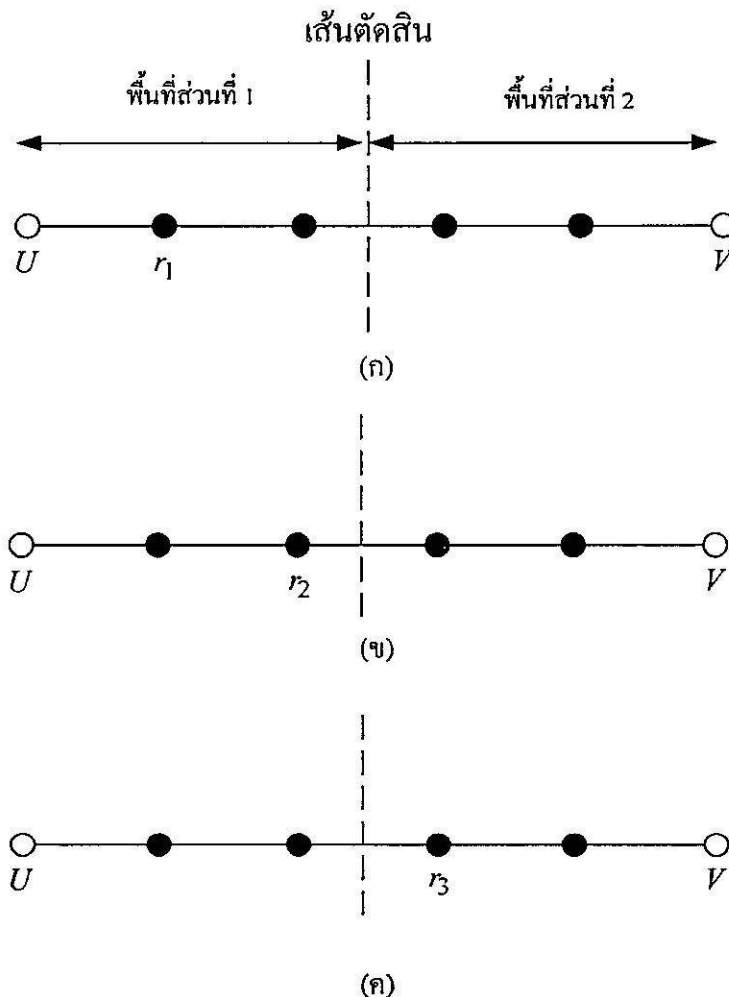
ในรูปที่ 3.2 แสดงถึงค่าระยะแฮมมิงของรหัสสองรหัส คือ U และ V โดยจุดคำที่อยู่บนเส้น หมายถึงการที่ค่าของรหัสถูกรบกวน จากรูป 3.2ก แสดงถึงด้านรับรับสัญญาณที่เวกเตอร์ r_1 ซึ่งมีระยะห่างจาก U เท่ากับ 1 และระยะห่างจาก V เท่ากับ 4 การแก้ไขความผิดพลาดทำได้โดยอาศัยความน่าจะเป็นที่จะเกิดขึ้นได้มากที่สุด นั่นคือ 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 3.2ข การถอดรหัสยังคงเลือกว่าสัญญาณ r_2 ที่ได้รับเกิดจากการส่งสัญญาณ U นั่นเอง ในกรณีที่เกิดความผิดพลาดขึ้น 3 บิตของการส่งสัญญาณ U ซึ่งด้านรับรับได้เวกเตอร์ r_3 ซึ่งจะมีระยะห่างจาก U เท่ากับ 3 และห่างจาก V เท่ากับ 2 ซึ่งแสดงดังรูป 3.2ค ในกรณีนี้ตัวถอดรหัสจะทำการเลือกสัญญาณ V ว่าเป็นสัญญาณที่ส่งมาจากด้านส่ง นั่นคือเกิดความผิดพลาดในการถอดรหัส

จากรูป 3.2 สามารถสรุปได้ว่า การตรวจสอบความผิดพลาดจะสามารถตรวจสอบได้ในกรณีที่มีความผิดพลาดเกิดขึ้น 1, 2, 3 และ 4 บิต ซึ่งแสดงเป็นจุดสีดำ ในกรณีที่ความผิดพลาดเกิดขึ้น 5 บิต เป็นผลทำให้ด้านรับจะรับสัญญาณเวกเตอร์ V จากการส่งสัญญาณเวกเตอร์ U ซึ่งเมื่อเกิดเหตุการณ์นี้ขึ้น ด้านรับจะไม่สามารถตรวจสอบความผิดพลาดที่เกิดขึ้นได้

เห็นได้ความสามารถในการตรวจสอบและแก้ไขความผิดพลาดของการเข้ารหัส จะมีความสัมพันธ์กับระยะความแตกต่างต่ำสุดระหว่างรหัสเวกเตอร์ทั้งสอง จากรูป 3.2 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

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

โดย $\lfloor x \rfloor$ หมายถึง ค่าจำนวนเต็มที่มีค่ามากที่สุดแต่มีค่าเกิน x



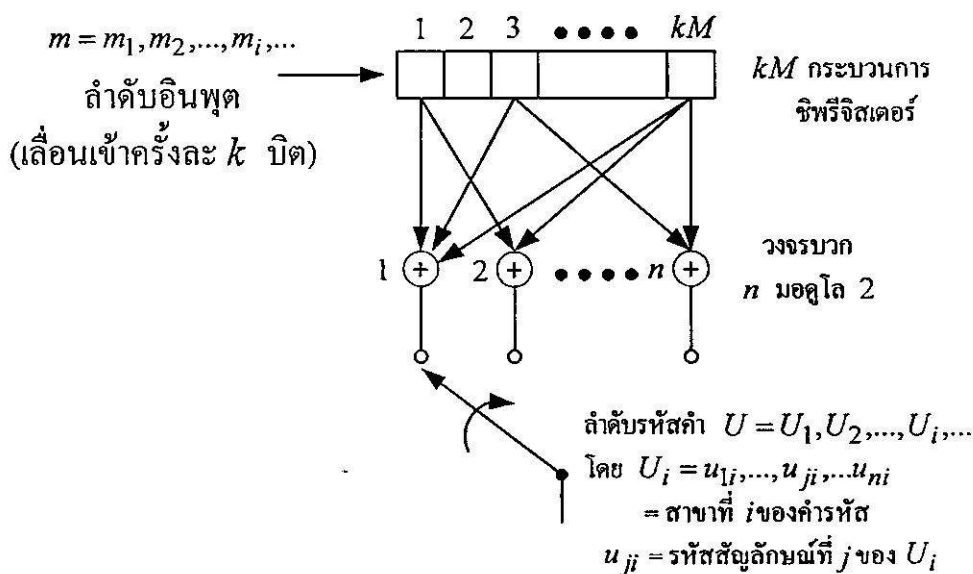
รูปที่ 3.2 การตรวจสอบและแก้ไขความผิดพลาด

3.3 รหัสการประสาน (Convolution code)

จากที่กล่าวในตอนต้น การเข้ารหัสช่องสัญญาณแบ่งเป็น 2 ชนิด คือ แบบลิเนียร์บล็อกและรหัสการประสาน โดยรหัสลิเนียร์บล็อก ตัวแปรที่สำคัญคือ จำนวนบิตของข้อมูลอินพุต k และจำนวนของบิตคำรหัส n โดยอัตราส่วนของตัวแปรทั้งสองเรียก อัตราการเข้ารหัส ในส่วนของรหัสการประสานจะอธิบายอยู่ในรูปของตัวแปร 3 ตัว คือ n , k และ M โดยอัตราส่วนของ k/n ยังคงเรียกว่า อัตราการเข้ารหัส ส่วนตัวแปร M จะเรียกว่า ความยาวคอนสเตรินท์ (constraint length) ซึ่งหมายถึง จำนวนของขั้นตอนกระบวนการในการเข้ารหัสของซีพรีจิสเตอร์ สิ่งที่แตกต่างกันระหว่างรหัสลิเนียร์บล็อกและรหัสการประสานที่สำคัญ คือ การเข้ารหัสของรหัสการประสานจะมีหน่วยความจำ โดยที่จำนวน n บิตเอาต์พุตของรหัสการประสาน ไม่เพียงขึ้นอยู่กับอินพุต k เท่านั้น แต่ยังขึ้นอยู่กับอินพุตก่อนหน้านั้น $M-1$ บิต

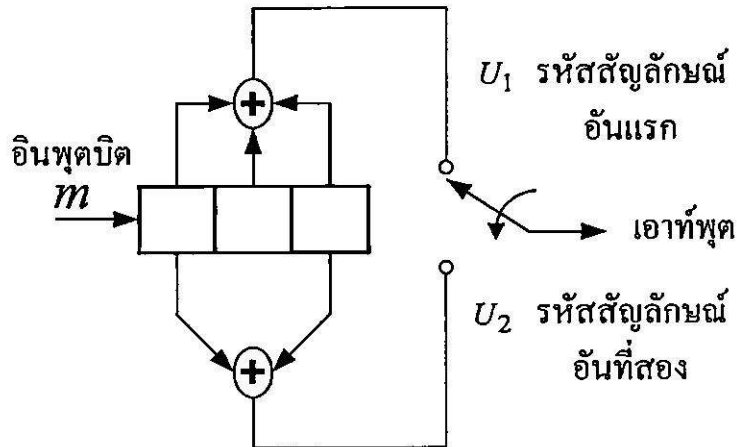
3.3.1 หลักการเข้ารหัสการประสาน

การเข้ารหัสโดยทั่วไปของรหัสการประสานแสดงได้ดังรูป 3.3 โดยมีซีพรีจิสเตอร์ kM ชั้น และเป็นมีวงจรบวกกันแบบมอดูโล 2 (modulo-2) n ตัว โดยที่ M เป็นความยาวคอนสเตรินท์ โดยแต่ละครั้งที่อินพุต k บิตถูกเลื่อนเข้ามายังรีจิสเตอร์ k ชั้น บิตที่อยู่ในซีพรีจิสเตอร์จะถูกเลื่อนไปทางขวา และเอาต์พุตของวงจรบวกจะถูกเลือกเพื่อเป็นรหัสสัญลักษณ์ (code symbols) สัญญาณที่ได้จะผ่านวงจรมอดูเลตเพื่อเปลี่ยนเป็นรูปคลื่นเพื่อที่จะทำการส่งออกไปตามช่องสัญญาณ



รูปที่ 3.3 การเข้ารหัสการประสานด้วยความยาวคอนสเตรินท์ M และอัตราการเข้ารหัส k/n

ในที่นี้จะทำการพิจารณาที่อินพุตบิตถูกชิฟเข้าไปทีละ 1 บิต และเอาที่พุดที่ได้แต่ละช่วงเวลาจะมีความยาว 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



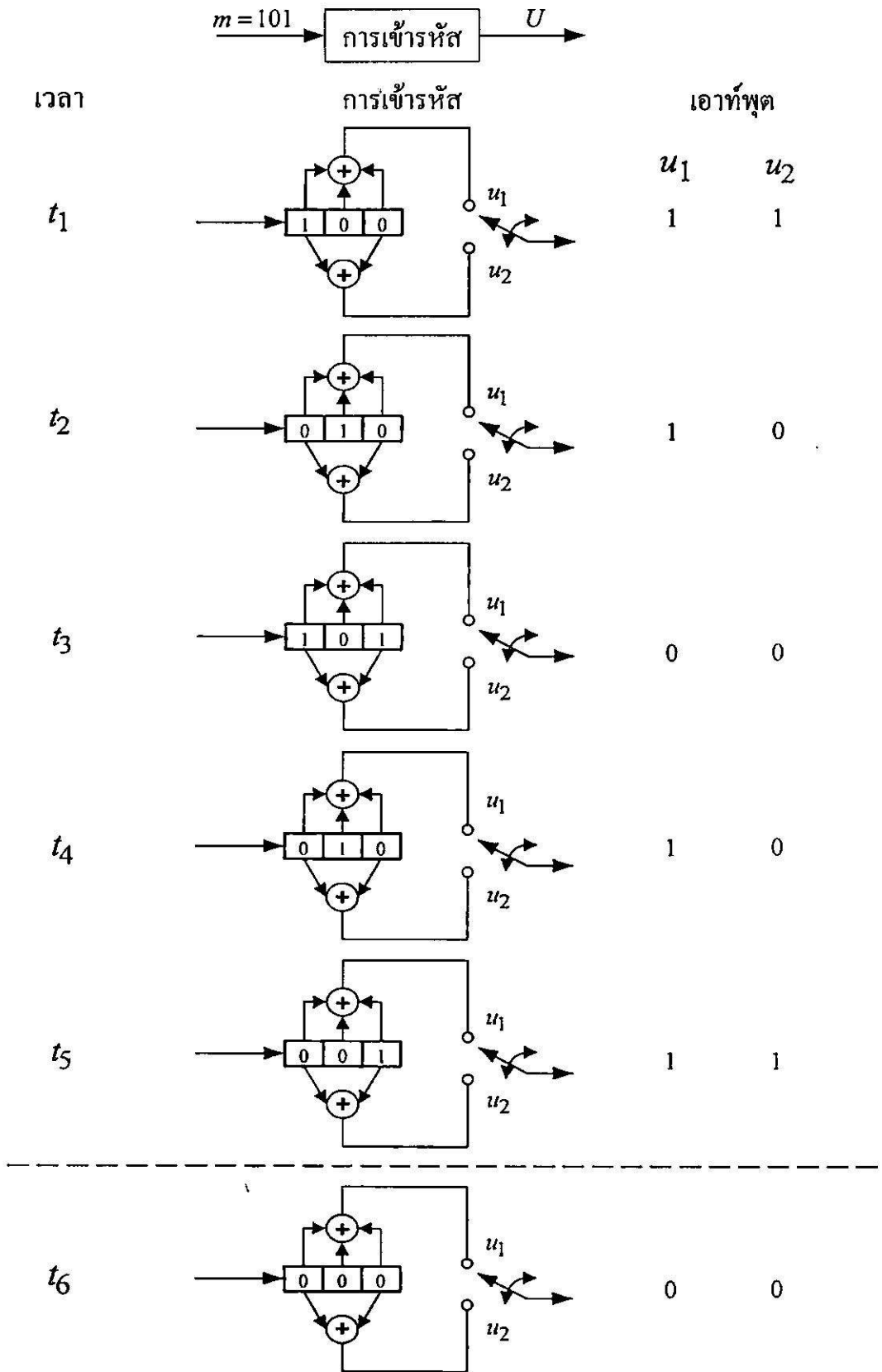
รูปที่ 3.4 การเข้ารหัสการประสานด้วยอัตราการเข้ารหัส $1/2$, ความยาวคอนสเตรนต์ $M = 3$

รูปที่ 3.4 แสดงถึงแบบจำลองของการเข้ารหัสการประสาน โดยมีค่าคอนสเตรนต์ $M = 3$ เป็นรหัส (1,2) คือ อินพุต 1 บิต ให้เอาท์พุด 2 บิต โดยแต่ละช่วงเวลาที่อินพุตแต่ละบิตจะถูกชิฟเข้าไปในรีจิสเตอร์ ซึ่งเอาท์พุดได้จากสวิตช์สุ่มเลือกจากวงจรวกมอดูโล 2 แต่ละตัว (เช่น ในตอนแรกเลือกจากวงจรวกมอดูโล 2 แล้วจึงเลือกจากวงจรวกมอดูโล 2) จะสังเกตเห็นว่านอกจากอินพุตแล้ว การเชื่อมต่อระหว่างตำแหน่งของรีจิสเตอร์กับวงจรวกมอดูโล 2 ก็มีผลกับรหัสเอาท์พุดที่ได้ โดยสามารถที่จะแทนการเชื่อมต่อระหว่างชิฟรีจิสเตอร์กับวงจรวกมอดูโล 2 ด้วยเวกเตอร์ โดยเวกเตอร์ดังกล่าวจะมีขนาดเท่ากับค่าคอนสเตรนต์ โดยจะมีค่าเป็น 1 หากมีการเชื่อมต่อ และจะมีค่าเป็น 0 เมื่อไม่มีการเชื่อมต่อ โดยจากรูป 3.4 สามารถเขียนการเชื่อมต่อเป็นเวกเตอร์ g_1 สำหรับการเชื่อมต่อด้านบน และ g_2 สำหรับการเชื่อมต่อด้านล่าง โดย

$$g_1 = 1 \ 1 \ 1$$

$$g_2 = 1 \ 0 \ 1$$

หากสมมติว่าข้อมูลอินพุต $m = 1 \ 0 \ 1$ ถูกทำการเข้ารหัสการประสาน โดยตัวเข้ารหัสแสดงได้ดังรูป 3.4 โดยอินพุตบิต 3 บิต ถูกชิฟเข้าไปในเวลา t_1, t_2 และ t_3 ซึ่งผลที่ได้แสดงได้ดังรูป 3.5 ส่วนเวลา t_4 และ t_5 เป็นการชิฟบิต 0 เข้าไป เพื่อให้บิตข้อมูลบิตสุดท้ายถูกชิฟไปจนถึงรีจิสเตอร์ตัวสุดท้าย ส่วนเวลา t_6 เป็นการทำให้รีจิสเตอร์มีค่ากลับเป็น 0 ทั้งหมด โดยเอาท์พุดที่ได้จะมีค่าเท่ากับ $1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1$ โดยสัญลักษณ์ที่อยู่ซ้ายมือสุดจะถูกส่งออกไปก่อน



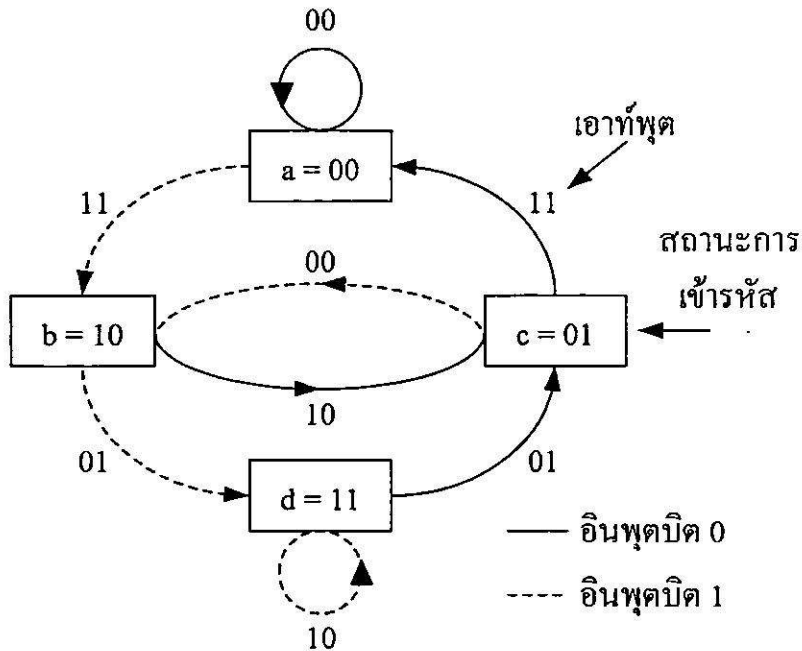
ลำดับเอาต์พุต: 11 10 00 10 11

รูปที่ 3.5 ขั้นตอนการเข้ารหัสการประสาน อัตราการเข้ารหัส 1/2 ความยาวคอนสเตรินท์ $M = 3$

ในการอธิบายการเข้ารหัสประสานโดยทั่วไปสามารถอธิบายได้ 3 วิธี คือ แผนภาพต้นไม้ แผนภาพ Trellis และแผนภาพสแตตจ์ ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อต่อไป

3.3.2 แผนภาพสแตตจ์ (State Diagram)

ในการเข้ารหัสการประสานจะเกิดสถานะของรีจิสเตอร์ซึ่งมีผลกับสัญญาณเอาต์พุต $M-1$ สถานะ โดยเมื่อนำสถานะดังกล่าวมาเขียนเป็นแผนภาพบล็อก และเชื่อมต่อกันแต่ละสถานะเข้าด้วยกันจะได้แผนภาพสแตตจ์ โดยเส้นทางที่เชื่อมต่อระหว่างสถานะต่างๆจะหมายถึง เอาต์พุตของค่าสาขาซึ่งเป็นผลมาจากการเปลี่ยนจากสถานะหนึ่งไปเป็นอีกสถานะหนึ่ง ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูป 3.6 ซึ่งสถานะในรีจิสเตอร์ประกอบด้วย $a=00$, $b=10$, $c=01$ และ $d=11$ ในการเปลี่ยนสถานะนั้นสามารถทำได้จากอินพุตที่เข้ามา ในกรณีที่เป็นเส้นปะ หมายถึง อินพุต 0 ส่วนที่เป็นเส้นทึบ หมายถึง อินพุต 1

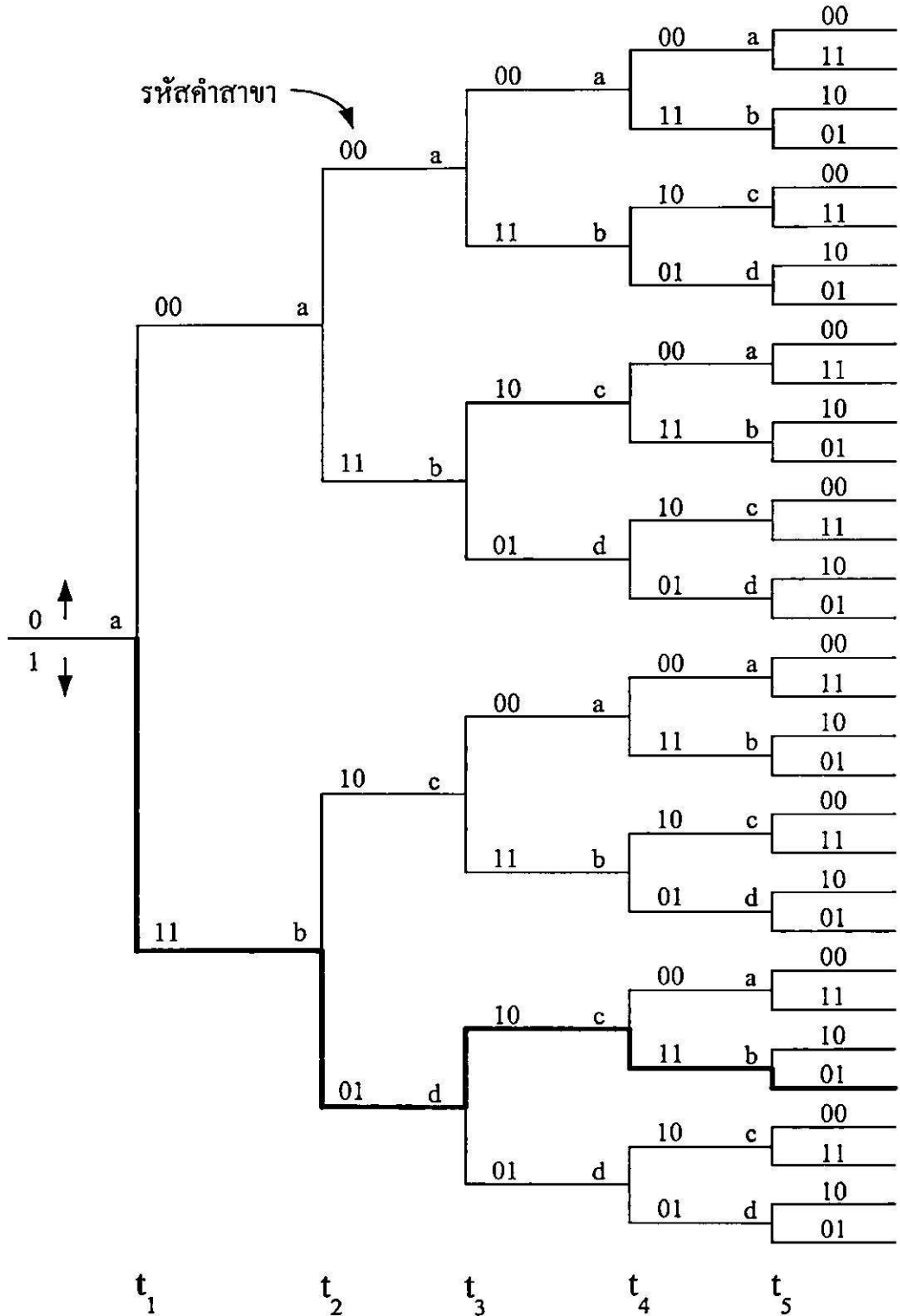


รูปที่ 3.6 แผนภาพสแตตจ์ของการเข้ารหัสการประสานด้วยอัตราการเข้ารหัส $1/2$ และ $M=3$

3.2.3 แผนภาพต้นไม้ (Tree Diagram)

ถึงแม้ว่าแผนภาพสแตตจ์จะอธิบายถึงการเข้ารหัสการประสานได้ดี แต่เนื่องจากแผนภาพสแตตจ์ไม่สามารถอธิบายสถานะในแต่ละเวลาที่เปลี่ยนไป ดังนั้นจึงมีการนำเสนอแผนภาพต้นไม้ซึ่งแผนภาพต้นไม้แสดงดังรูป 3.7 โดยเมื่ออินพุตมีค่าเป็น 0 สาขาของค่าจะอยู่ที่สาขาทางขวามือด้านบน แต่เมื่ออินพุตมีค่าเป็น 1 สาขาของค่าจะอยู่ที่สาขาทางขวามือด้านล่าง โดยสมมติว่าในสภาวะเริ่มต้นมีค่าเป็น 0 หากเมื่ออินพุตมีค่าเป็น 0 เข้ามา เอาต์พุตค่าสาขาที่ได้มีค่าเป็น 00 แต่หากอินพุตมี

ค่าเป็น 1 เอกลักษณ์สาขาจะมีค่าเป็น 11 จากรูป 3.7 แสดงอินพุตบิตมีค่า 1 1 0 1 1 โดยเอกลักษณ์ที่ได้แสดงได้ตั้งเส้นทึบ ซึ่งทำให้ลำดับรหัสคำมีค่าเป็น 1 1 0 1 0 1 0 0 0 1

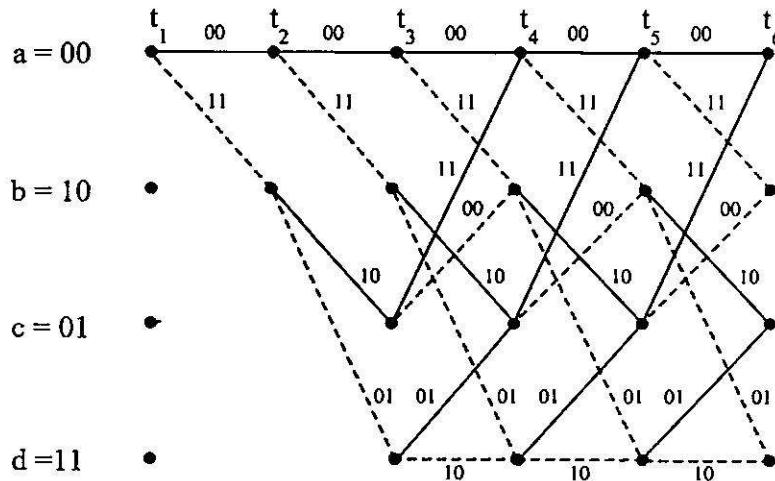


รูปที่ 3.7 แผนภาพต้นไม้ของการเข้ารหัสการประสานด้วยอัตราการเข้ารหัส 1/2 และ $M = 3$

อย่างไรก็ตามปัญหาที่เกิดขึ้นของแผนภาพต้นไม้คือ แผนภาพต้นไม้ไม่สามารถอธิบายลำดับที่มีความยาวมากๆ โดยจำนวนของสาขาจะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วยฟังก์ชัน 2^n โดย n คือจำนวนบิตของลำดับอินพุต

3.3.4 แผนภาพ Trellis (Trellis Diagram)

จากรูป 3.7 จะพบว่าเมื่อเวลา t_4 โครงสร้างจะซ้ำแบบเดิม นั่นคือ โครงสร้างจะซ้ำเดิมหลังจากสาขาที่ 3 (โดยทั่วไปเป็นหลังจากสาขาที่ M โดย M เป็นความยาวคอนสเตรนต์) โดยแต่ละโหนดของแผนภาพต้นไม้จะสอดคล้องกับสถานะต่างๆ 4 สถานะในชิพรีจิสเตอร์ 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 ซึ่งแสดงได้รูป 3.8 จะเรียกแผนภาพนี้ว่า แผนภาพ Trellis



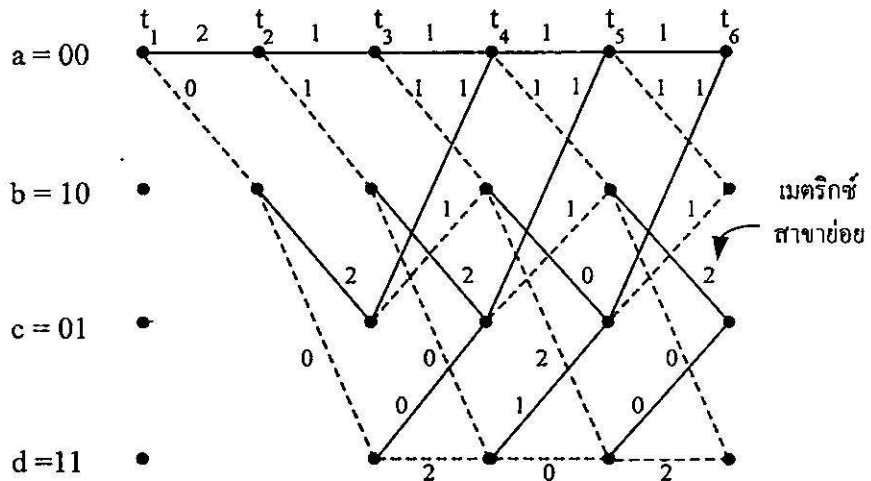
รูปที่ 3.8 แผนภาพ Trellis ของการเข้ารหัสการประสานอัตราเข้ารหัส $1/2$ และ $M = 3$

เช่นเดียวกับกับแผนภาพสเตจ เห็นที่บหมายถึง เออร์พุดที่เกิดขึ้นจากอินพุตบิตที่มีค่า 0 และเส้นปะหมายถึง เออร์พุดที่เกิดขึ้นจากอินพุตบิตที่มีค่า 1 โดย Trellis จะมีโหนดทั้งหมด 2^{M-1} โหนด แต่ละโหนดของ Trellis หมายถึง สถานะต่างๆ เช่น $a=00$, $b=10$, $c=01$ และ $d=11$ จากรูปที่ 3.8 แผนภาพ Trellis จะมีโครงสร้างที่ซ้ำแบบเดิมหลังจากผ่านไป 3 สาขา นั่นคือ ที่เวลา t_4 เออร์พุดในแต่ละค่าสาขา คือ การเปลี่ยนสถานะจากสถานะหนึ่งเป็นอีกสถานะหนึ่งซึ่งแสดงได้ตามสาขาของ Trellis ตามรูป 3.8

3.3.5 การถอดรหัสการประสานด้วยวิธี Viterbi

การถอดรหัสด้วยวิธี Viterbi จะทำการเปรียบเทียบเส้นทางที่แตกต่างกัน 2 เส้นทางที่ให้สถานะของรีจิสเตอร์เดียวกัน โดยเส้นทางที่ดีที่สุดจะถูกเลือกและจะถูกเรียกว่า เส้นทางที่เหลืออยู่ (surviving path) จากรูปที่ 3.4 สามารถจะนำมาเขียนการเข้ารหัสแผนภาพ Trellis ได้ดังรูป 3.9 โดยหมายเลขที่เขียนบนสาขา Trellis ในแต่ละเวลา t_i จะเป็นระยะห่างแฮมมิงระหว่างรหัสสัญลักษณ์ที่รับได้กับค่าสาขาที่ได้จากการเข้ารหัส Trellis โดยรูป 3.9 m เป็นลำดับบิตอินพุต U เป็นลำดับคำสั่งที่ส่งจากด้านส่ง และ Z แทนลำดับที่รับได้

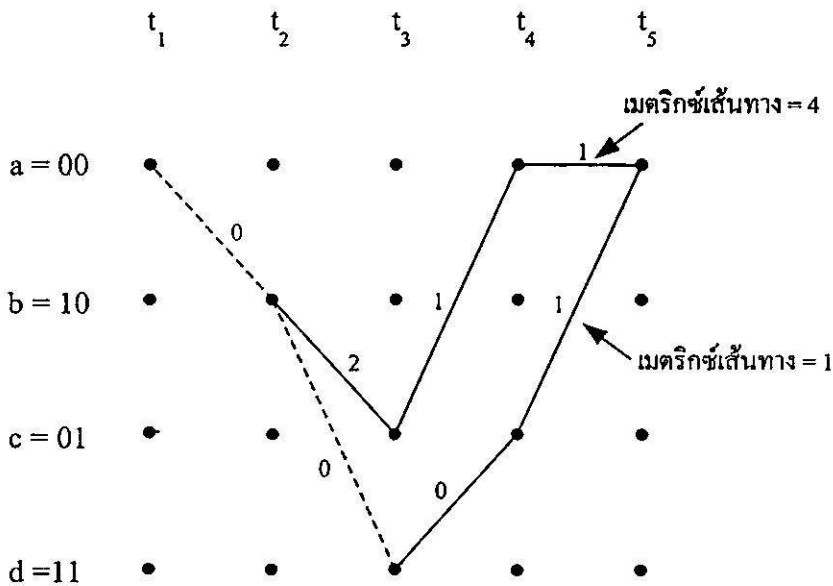
ข้อมูลอินพุต	m :	1	1	0	1	1	...
ลำดับคำสั่งที่ส่ง U :		11	01	01	00	01	...
ลำดับที่รับได้ Z :		11	01	01	10	01	...



รูปที่ 3.9 การถอดรหัสโดยใช้แผนภาพ Trellis ของการเข้ารหัสการประสานด้วยอัตราการเข้ารหัส 1/2 และ $M = 3$

จากรูปที่ 3.9 ลำดับที่รับได้ Z ณ.เวลา t_1 มีค่าเป็น 11 เมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 3.8 ซึ่งเปลี่ยนจากสถานะ $00 \rightarrow 00$ จะได้เอาท์พุตค่าสาขา 00 ซึ่งทำให้มีความแตกต่างระยะแฮมมิงเท่ากับ 2 และการเปลี่ยนจากสถานะ $00 \rightarrow 10$ ณ.เวลา t_1 ได้เอาท์พุตค่าสาขา 11 ซึ่งจะสอดคล้องกับรหัสที่รับได้ นั่นคือ มีความแตกต่างระยะแฮมมิงเท่ากับ 0 ซึ่งจะทำการเปรียบเทียบอย่างนี้ไปเรื่อยในแต่ละช่วงเวลา t_i ในกระบวนการถอดรหัสโดยใช้เมตริกซ์ของความแตกต่างระยะแฮมมิงตลอดเส้นทาง Trellis นี้ เพื่อจะหาเส้นทางที่น่าจะเป็นไปได้มากที่สุด หรือเส้นทางที่ให้ค่าความแตกต่างของระยะแฮมมิงต่ำสุด

พื้นฐานการถอดรหัสด้วยวิธี Viterbi คือ เมื่อมีเส้นทางสองเส้นทางของ Trellis ที่มาพบกันที่สถานะเดียวกันจะมีเส้นทางหนึ่งจะไม่ถูกนำมาพิจารณาอีก ในรูปที่ 3.10 แสดงสองเส้นทางที่มาพบกันที่เวลา t_5 ณ. สถานะ 00 ซึ่งจะต้องทำการพิจารณาเมตริกซ์ความแตกต่างของระยะแฮมมิงโดยรวมระหว่างสองเส้นทาง ซึ่งจะเป็นผลรวมของเมตริกซ์ความแตกต่างของระยะแฮมมิงในแต่ละช่วงเวลา t_i จะพบว่าจากรูปที่ 3.10 ในเส้นทางบนจะให้ผลรวมของเมตริกซ์ความแตกต่างของระยะแฮมมิงเท่ากับ 4 และเส้นทางล่างได้ผลรวมของเมตริกซ์ความแตกต่างของระยะแฮมมิงเท่ากับ 1 แสดงว่าเส้นทางด้านบนจะไม่ถูกนำมาพิจารณาอีก เนื่องจากให้ค่าเมตริกซ์ความแตกต่างของระยะแฮมมิงมากกว่าเส้นทางด้านล่าง

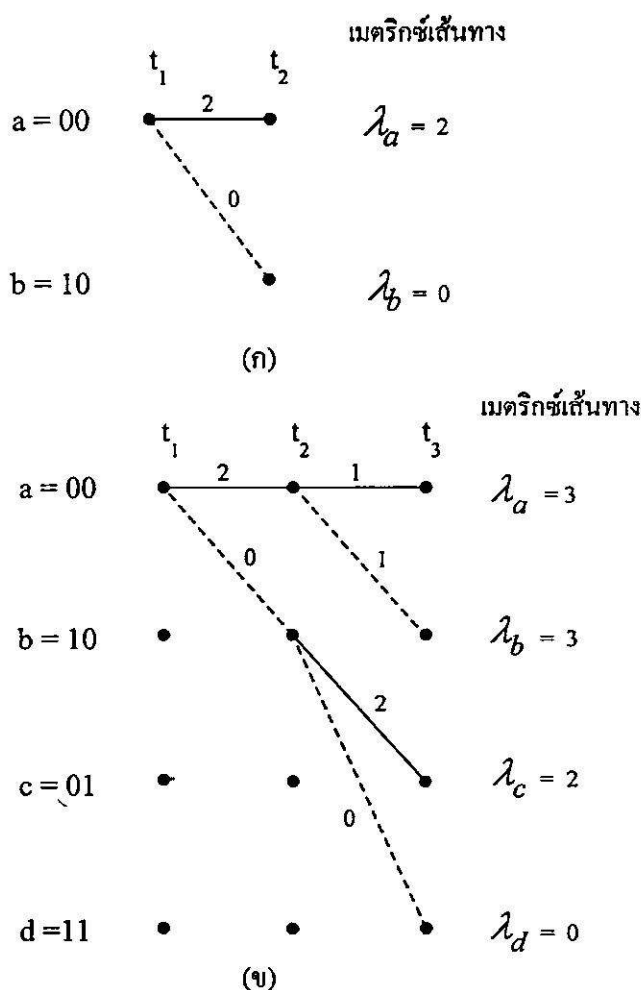


รูปที่ 3.10 เมตริกซ์เส้นทางสองเส้นทางที่มาพบกัน

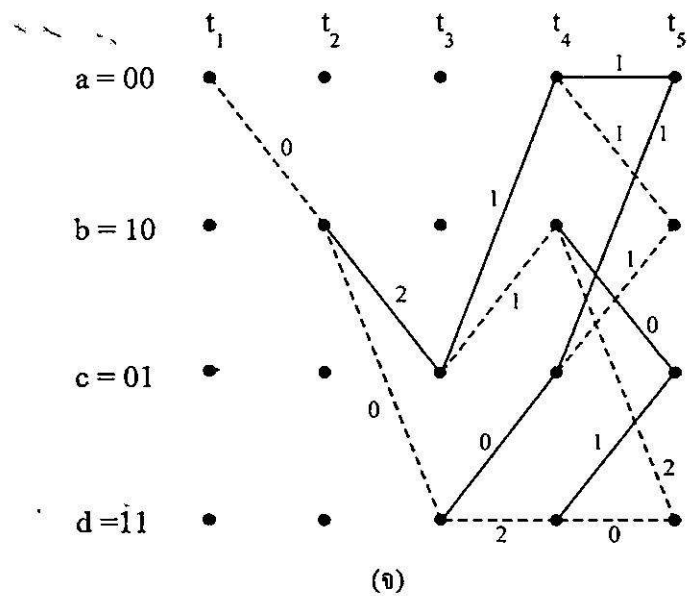
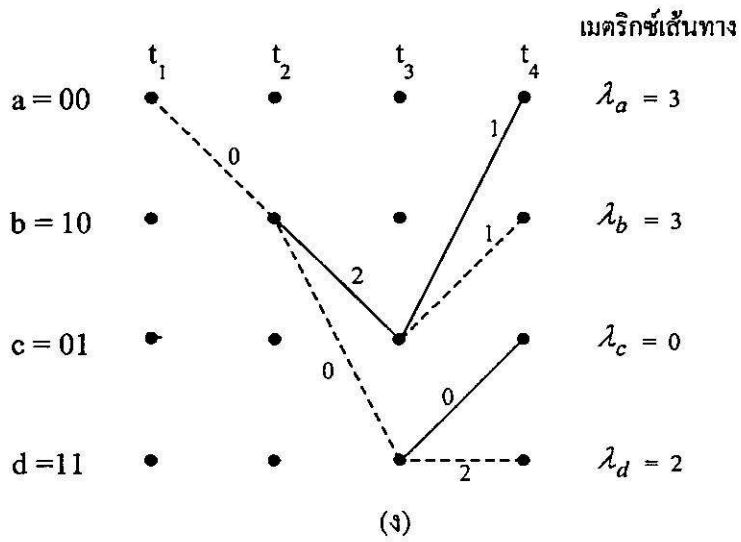
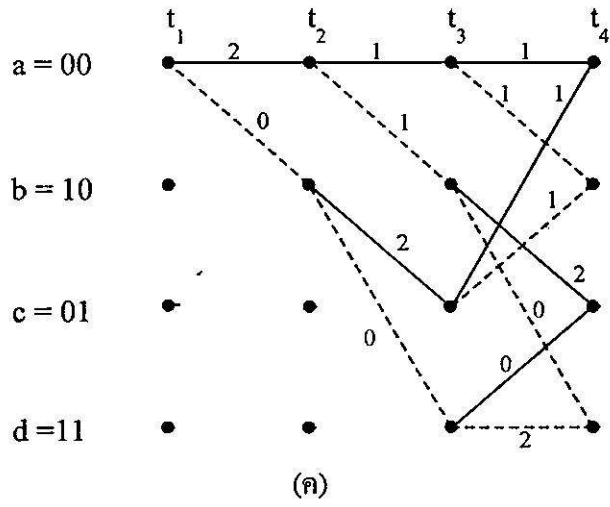
ในกระบวนการถอดรหัสด้วยวิธี Viterbi จะทำการคำนวณเมตริกซ์ระหว่างสองเส้นทางที่มาถึงสถานะเดียวกัน จากนั้นจะทำการกำจัดเส้นทางหนึ่งทิ้งไป โดยในการคำนวณดังกล่าวจะทำในแต่ละโหนด ณ.เวลา t_i จากนั้นจึงจะถอดรหัส ณ.เวลาถัดไปซึ่งจะทำกระบวนการดังกล่าวซ้ำอีก ซึ่งรูปที่ 3.11 แสดงขั้นตอนการถอดรหัสด้วยวิธี Viterbi โดยสมมติให้ข้อมูลอินพุตเป็น m รหัสคำเป็น U และลำดับที่รับได้ Z เช่นเดียวกับรูปที่ 3.9 เมื่อเวลา t_1 ด้านรับรับได้ 11 จากรูปที่ 3.11ก มีเปลี่ยนจากสถานะ $00 \rightarrow 00$ และ $00 \rightarrow 10$ ซึ่งจะมีเมตริกซ์สาขาเท่ากับ 2 และ 0 ตามลำดับ ต่อมาที่เวลา t_2 ในแต่ละสถานะจะมีสาขาอย่างละ 2 สาขาซึ่งแสดงได้ดังรูป 3.11ข โดยผลรวมของเมตริกซ์ของแต่ละสาขามีค่าเป็น $\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$ และ λ_d ที่เวลา t_3 ในแต่ละสถานะยังคงมีอีก 2 สาขา ซึ่งแสดงได้ดังรูป 3.11ค เป็นผลทำให้แต่ละโหนดจะมีเส้นทางที่มาถึง 2 เส้นทาง จากที่กล่าวไว้ในตอนต้น เส้นทางที่ให้ค่าผลเมตริกซ์เส้นทางมากที่สุดจะถูกกำจัดออกไป เส้นทางที่เหลืออยู่

แสดงได้ดังรูป 3.11g ซึ่งเมื่อถึงกระบวนการนี้จะพบว่าที่เวลาระหว่าง t_1 และ t_2 ตัวอครหัสจะเลือกเส้นทาง $00 \rightarrow 10$ เนื่องจากการเปลี่ยนสถานะดังกล่าวเกิดจากอินพุตที่มีค่าบิตเป็น 1 ดังนั้นตัวอครหัสจึงอครหัสได้บิตแรก คือ 1 จะพบว่าการอครหัสบิตแรกนั้นจะทำได้เมื่อเวลาผ่านไปช่วงเวลาหนึ่ง

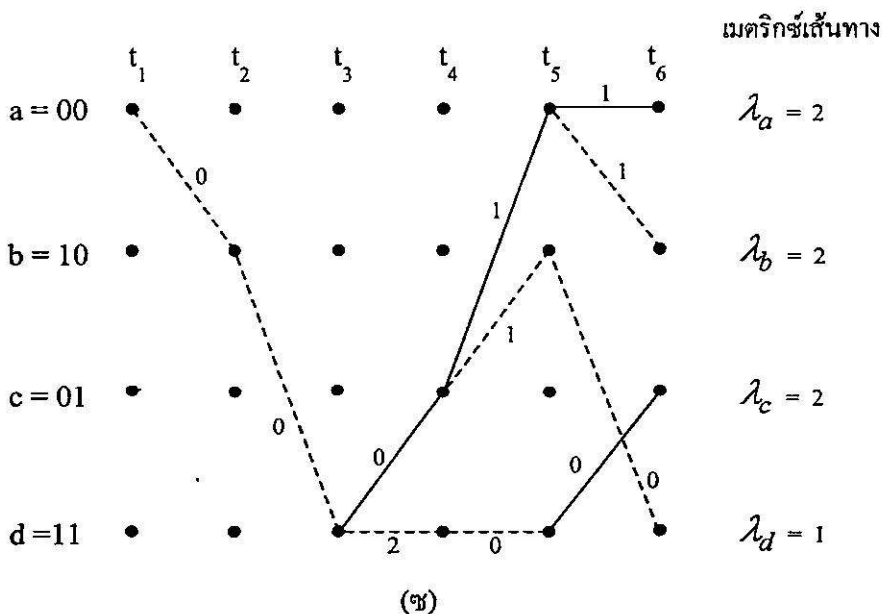
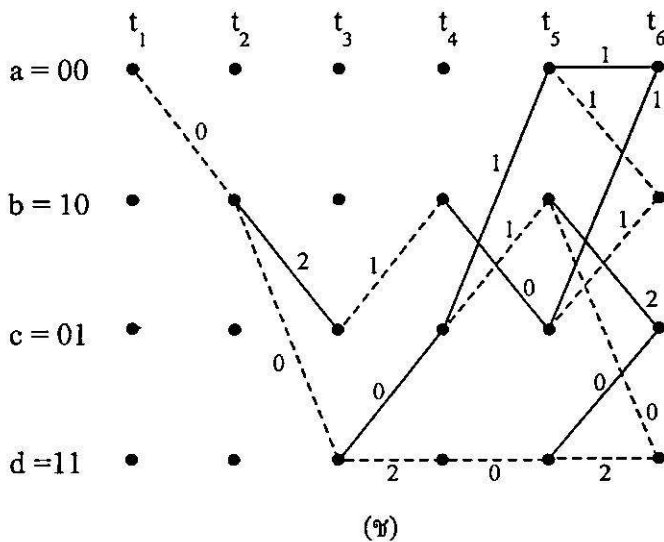
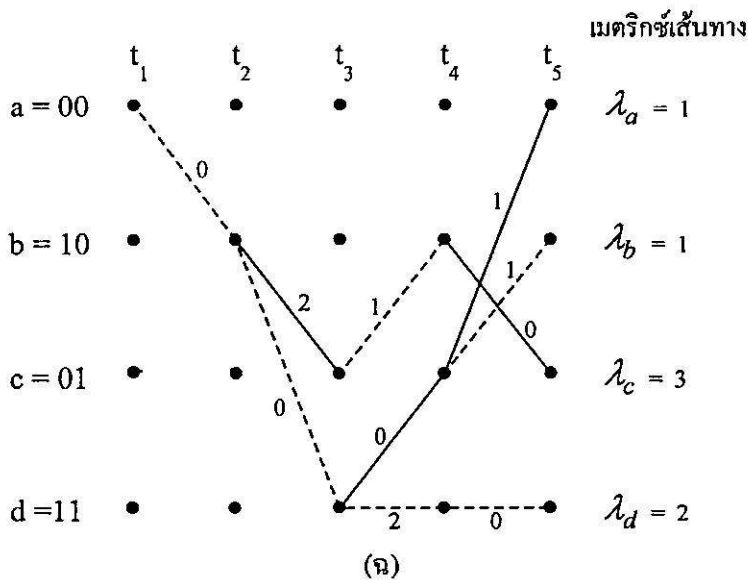
ในแต่ละกระบวนการอครหัสแต่ละโหนดจะมีเส้นทางที่มาถึง 2 เส้นทาง ซึ่งรูปที่ 3.11g แสดงเส้นทางที่มาถึงโหนดเมื่อเวลา t_5 ซึ่งจะเส้นทางหนึ่งถูกก้ำกั้ว เส้นทางที่เหลือแสดงได้ดังรูป 3.11ฉ จะเห็นได้ว่ายังไม่สามารถที่จะอครหัสบิตที่สองได้ รูปที่ 3.11ข และรูปที่ 3.11ค แสดงเส้นทางที่มาถึงโหนดและเส้นทางที่เหลือเมื่อเวลา t_6 พบว่าสามารถทำการอครหัสบิตที่สองได้ ซึ่งมีค่าเป็น 1 ซึ่งจะทำให้การอครหัสในลักษณะเช่นนี้ไปจนกว่าจะอครหัสได้ครบ



รูปที่ 3.11 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



รูปที่ 3.11 (ต่อ)

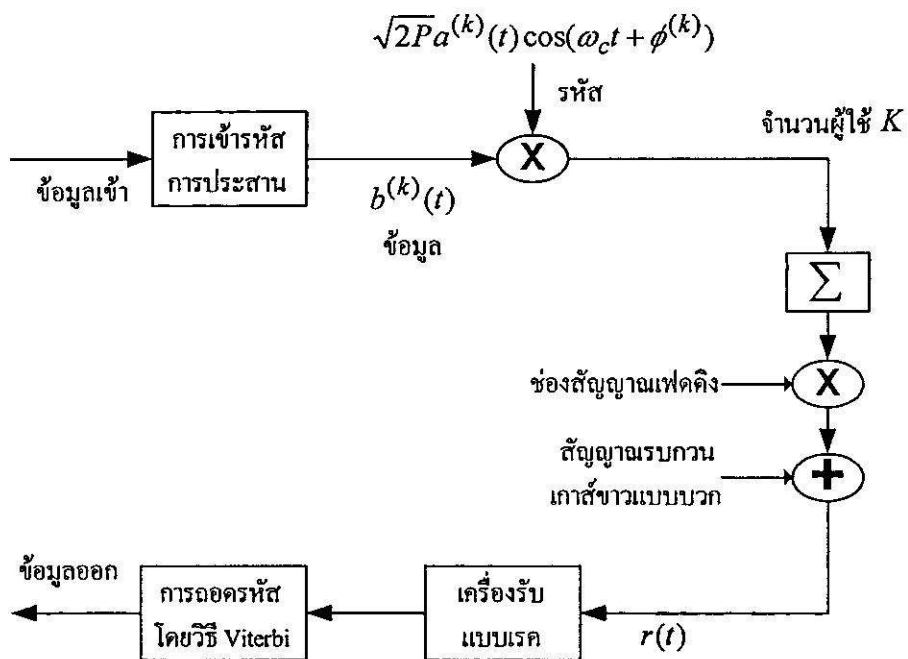


รูปที่ 3.11 (ต่อ)

บทที่ 4

อัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของระบบที่มีการเข้าถึงหลาย เส้นทางแบบการเข้ารหัสลำดับโดยตรงบนช่องสัญญาณเฟดดิ้ง Nakagami โดยใช้เทคนิคการเข้ารหัสการประสาน

ในการพิจารณาการทำงานในหัวข้อนี้ จะแบ่งการพิจารณาออกเป็น 2 ส่วนใหญ่ คือ ระบบที่การเข้าถึงหลายทางแบบการแบ่งรหัสลำดับโดยตรงในช่องสัญญาณเฟดดิ้ง Nakagami ที่ไม่ได้ทำการเข้ารหัสช่องสัญญาณ กับระบบที่ได้ทำการเข้ารหัสช่องสัญญาณ ซึ่งสามารถแบ่งระบบที่ทำการศึกษาได้เป็น 3 ส่วน คือ ด้านส่ง ช่องสัญญาณ ด้านรับซึ่งสามารถแสดงได้ด้วยบล็อกไดอะแกรม



รูปที่ 4.1 แบบจำลองระบบ DS-SSM ที่ศึกษา

4.1 แบบจำลองเครื่องส่ง

ระบบ CDMA ที่ทำการศึกษากำหนดให้มีจำนวนของผู้ใช้งานเท่ากับ K และกำหนดให้ข้อมูลกับรหัสที่พิจารณาเป็นแบบเลขฐานสอง หลักการของระบบ CDMA จะทำการคูณกันระหว่างลำดับรหัส (code sequence) กับลำดับข้อมูล (data sequence) และสัญญาณที่ได้จะถูกทำการมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสฐานสองแบบร่วมนัย (binary phase shift keying) ดังนั้นสัญญาณที่ส่งออกสำหรับผู้ใช้งานลำดับที่ k สามารถแสดงได้เป็น [6]

$$S^{(k)}(t) = \sqrt{2P}a^{(k)}(t)b^{(k)}(t)\cos(\omega_c t + \phi^{(k)}) \quad (4.1)$$

ในสมการที่ (4.1) ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณมีค่าเท่ากับ $\sqrt{2P}$

ซึ่ง P คือ กำลังงานเฉลี่ย ซึ่งจะมีค่าเท่ากันสำหรับผู้ใช้งานทุกคน

ω_c คือ ความถี่เชิงมุมของคลื่นพาห้

$\phi^{(k)}$ คือ มุมเฟสของการมอดูเลตสำหรับผู้ใช้งานลำดับที่ k ซึ่ง $\phi^{(k)}$ มีการแจกแจงสม่ำเสมอบนช่วง $[0, 2\pi]$

จากสมการที่ (4.1) $a^{(k)}(t)$ คือ ลำดับรหัส (code sequence) ของผู้ใช้งานลำดับที่ k ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$a^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_j^{(k)} p_a(t - jT_c) \quad , a_j^{(k)} \in \{-1, 1\} \quad (4.2)$$

และ $b^{(k)}(t)$ คือ ลำดับของข้อมูล (data sequence) ซึ่งแสดงได้ดังสมการ

$$b^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_j^{(k)} p_b(t - jT) \quad , b_j^{(k)} \in \{-1, 1\} \quad (4.3)$$

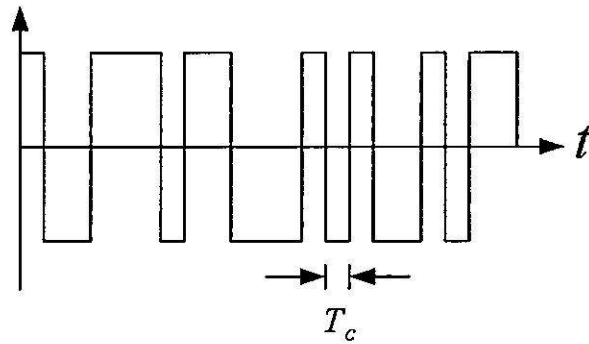
โดย $a^{(k)}(t)$ และ $b^{(k)}(t)$ เป็นสัญญาณพัลส์เลขฐานสอง โดยมีค่าแอมพลิจูดเป็น 1 และ -1 ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.2 โดย $p_a(t)$ และ $p_b(t)$ คือ สัญญาณพัลส์รูปสี่เหลี่ยมซึ่งสูง 1 หน่วย และมีความกว้างเท่ากับ T_c และ T ตามลำดับ

T_c คือ ความกว้างชิปของลำดับรหัส

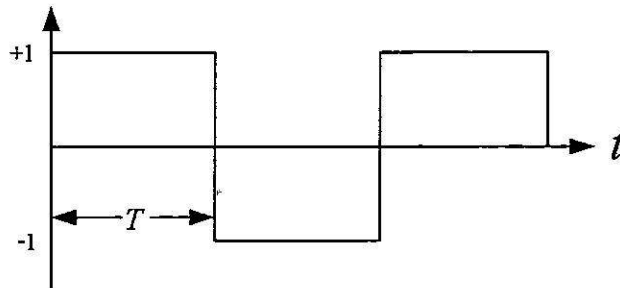
T คือ ความกว้างชิปของลำดับข้อมูล

$N = T/T_c$ คือ ค่าอัตราขยายการประมวลผล (processing gain) ของระบบ

สัญญาณรหัส (PN Signal)



สัญญาณข้อมูล



รูปที่ 4.2 สัญญาณรหัส และสัญญาณข้อมูล

4.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ

สัญญาณที่ทำการพิจารณาจะมีคุณสมบัติเป็นการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอย่างช้าๆ สัญญาณจะมีลักษณะของการเฟดของคลื่นในหลายวิถี (multipath fading) เช่น การสะท้อน การหักเห หรือ การรับสัญญาณได้โดยตรงภายในช่องสัญญาณ และวงจรกรองความถี่ต่ำซึ่งจะสอดคล้องกับผลตอบสนองอิมพัลส์ (impulse response) สำหรับผู้ใช้ลำดับที่ k แสดงได้ดังสมการ [6]

$$h_k(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} \beta_l^{(k)} e^{j\theta_l^{(k)}} \delta(\tau - \tau_l^{(k)}) \quad (4.4)$$

- โดย β_l คือ อัตราการลดทอนของแอมพลิจูด ซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มแบบไม่เจาะจง
 θ_l คือ มุมเฟสที่มีการหน่วงเวลา เป็นการแจกแจงแบบสม่ำเสมอในช่วง $[0, 2\pi]$
 τ_l คือ เวลาที่ถูกหน่วง ซึ่งเป็นการแจกแจงแบบสม่ำเสมอในช่วง $[0, T]$
 L คือ จำนวนเส้นทางของสัญญาณที่เดินทางในช่องสัญญาณผ่านมาถึงด้านรับซึ่งใช้เครื่องรับแบบเรด โดยมีค่าเท่ากับ

$$L = \left\lfloor \frac{T_m}{T_c} \right\rfloor + 1 \quad (4.5)$$

โดย T_m คือ เวลาที่ถูกหน่วงที่มากที่สุดของช่องสัญญาณ

T_c คือ ความกว้างชิปของลำดับรหัส

จากผลตอบสนองอิมพัลส์ ตัวแปรเสริมที่เราให้ความสนใจมากที่สุดคือ ตัวแปรเสริมของแอมพลิจูด (β_l) เนื่องจากทำการศึกษาระบบจำลอง Nakagami ทำให้สัญญาณที่รับได้ในวิถีที่ l โดยที่ $l=0,1,\dots,L-1$ สามารถแทนด้วยฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (probability density function : pdf) สำหรับวิถีที่ l คือ [7]

$$p_{\beta_l}(\beta) = 2 \left(\frac{m_l}{\Omega_l} \right)^{m_l} \frac{\beta^{2m_l-1}}{\Gamma(m_l)} \exp\left(-\frac{m_l}{\Omega_l} \beta^2\right) \quad (4.6)$$

โดย
$$m_l = \frac{\Omega_l^2}{E[(\beta_l^2 - \Omega_l)^2]} \geq 0.5 \quad , \quad \Omega_l = E[\beta_l^2]$$

โดยค่า m_l คือ การแจกแจงของแอมพลิจูดในช่องสัญญาณที่มีการเฟดในวิถีที่ l และมีค่าเท่ากับอัตราส่วนของค่าโมเมนต์อันดับที่สองยกกำลังสองต่อค่าของความแปรปรวน

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

Ω_l คือ โมเมนต์อันดับที่สอง (second moment)

เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่า m_l จะได้การแจกแจงในรูปแบบต่างๆ เมื่อ

$m = 1.0$ คือ การแจกแจงแบบ Rayleigh

$m = 0.5$ คือ การแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว

$m \rightarrow \infty$ คือ กรณีในอุดมคติที่ไม่มีการผิดเพี้ยนของสัญญาณ

4.3 แบบจำลองเครื่องรับ

สัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้งานหลายๆคน (multiuser) และมีการเฟดหลายวิถี ซึ่ง $L^{(k)}$ เป็นจำนวนของวิถีของผู้ใช้ลำดับที่ k เนื่องจากช่องสัญญาณเป็นฟังก์ชันของอัตราการลดทอนของแอมพลิจูด การหน่วงเวลาและเฟส ดังนั้นสัญญาณที่รับได้จะต้องมีการหน่วงเวลาจาก $a(t)$ เป็น $a(t - \tau)$ และแอมพลิจูดของช่องสัญญาณก็จะเปลี่ยนแปลงด้วยตัวคูณด้านอัตราการลดทอนของแอมพลิจูด (β_l) ดังนั้นสัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้งานหลายๆคนสามารถแสดงได้ดังสมการ [8]

$$r(t) = \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} a^{(k)}(t - \tau_l^{(k)}) b^{(k)}(t - \tau_l^{(k)}) \cos(\omega_c t + \phi_l^{(k)}) + n(t) \quad (4.7)$$

โดยที่ $r(t)$ คือ สัญญาณที่รับได้

$n(t)$ คือ สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก (additive white Gaussian noise : AWGN) ซึ่ง
มีค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณเท่ากับ $N_0/2$

$L^{(k)}$ คือ จำนวนวิถีของผู้ใช้ลำดับที่ k

$\phi_l^{(k)}$ คือ มุมเฟสของเฟดดิ้งวิถีที่ l ของผู้ใช้ลำดับที่ k ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$\phi_l^{(k)} = \phi^{(k)} + \theta_l^{(k)} - \omega_c \tau_l^{(k)}$$

ในการคำนวณจะกำหนดให้การเฟดของสัญญาณในแต่ละวิถีเป็นอิสระต่อกัน ในที่นี่จะกำหนด
ให้ $\phi_l^{(k)}$ มีการแจกแจงแบบสม่ำเสมอบนช่วง $[0, 2\pi]$ และการหน่วงเวลาของผู้ใช้ลำดับที่ k หรือ
 $\tau_0^{(k)}$ จะเป็นอิสระต่อกันและมีการแจกแจงแบบสม่ำเสมอบนช่วง $[0, T]$

ด้านเครื่องรับจะกำหนดให้ผู้ใช้งานที่เราสนใจคือผู้ใช้งานที่ 1 ($k=1$) เป็นผู้ใช้งานอ้างอิง ด้วย
การใช้เครื่องรับแบบเรดซิงซิงโครไนซ์กับสัญญาณที่ต้องการ และเอาต์พุตของเครื่องรับแบบเรดที่
เวลาสุ่ม (sampling time) สามารถแสดงได้ว่า [8]

$$U = \sum_{n=0}^{L_r-1} \int_{nT_c}^{T+nT_c} r(t) \beta_n^{(1)} a^{(1)}(t - nT_c) \cos(\omega_c t + \phi_n^{(1)}) dt \quad (4.8)$$

สมการที่ (4.8) คือ เอาต์พุตของเครื่องรับแบบเรด ซึ่งตัวถูกอินทิเกรตแสดงโครงสร้างของตัว
กรองแมตซ์ที่มีการหน่วงเวลาออกไปที่แต่ละเวลาสุ่ม ตัวแปร $r(t)$ คือสัญญาณที่รับได้และเป็น
สัญญาณอินพุตของเครื่องรับแบบเรด พจน์ $\beta_n^{(1)}$ เรียกว่า น้ำหนักจุดแยก (tapped weight) ซึ่งเป็น
ตัวชดเชยของด้านแอมพลิจูด แทนสมการ (4.7) ลงในสมการที่ (4.8) จะได้

$$U = \sum_{n=0}^{L_r-1} \int_{nT_c}^{T+nT_c} [\sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} a^{(k)}(t - \tau_l^{(k)}) b^{(k)}(t - \tau_l^{(k)}) \cos(\omega_c t + \phi_l^{(k)}) + n(t)] \beta_n^{(1)} a^{(1)}(t - nT_c) \cos(\omega_c t + \phi_n^{(1)}) dt \quad (4.9)$$

เมื่อพิจารณาเฉพาะส่วนของการอินทิเกรตสามารถแบ่งได้เป็น

4.3.1 ส่วนของสัญญาณ (Signal)

โดยพิจารณาผู้ใช้ $k = 1$

$$S^{(n)} = \int_{nT_c}^{T+nT_c} \sqrt{2P} \beta_l^{(1)} a^{(1)}(t - \tau_l^{(1)}) b_0^{(1)}(t - \tau_l^{(1)}) \cos(\omega_c t + \varphi_l^{(1)}) \\ \cdot \beta_n^{(1)} a^{(1)}(t - nT_c) \cos(\omega_c t + \varphi_n^{(1)}) dt \quad (4.10)$$

เนื่องจากในการพิจารณาสัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณ เมื่อสัญญาณมาถึงเครื่องรับเรคเส็นทางที่ผ่านช่องสัญญาณจะสัมพันธ์กับสาขาของเครื่องรับเรค นั้นคือ $l = n$ จากสมการที่ (4.10) ได้

$$S^{(n)} = \sqrt{2P} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \int_{nT_c}^{T+nT_c} b^{(1)}(t) \cos^2(\omega_c t + \varphi_l^{(1)}) dt \\ = \sqrt{2P} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \int_{nT_c}^{T+nT_c} b^{(1)}(t) \left(\frac{1 + \cos(2\omega_c t + 2\varphi_l^{(k)})}{2} \right) dt \quad (4.11)$$

เนื่องจากพจน์ของ 2 เท่าของความถี่จะไม่ถูกนำมาคำนวณ [9] สมการที่ (4.11) เขียนได้เป็น

$$S^{(n)} = \sqrt{2P} \{\beta_n^{(1)}\}^2 b_0^{(1)}(t) \frac{T}{2} \\ = \sqrt{\frac{P}{2}} \{\beta_n^{(1)}\}^2 b_0^{(1)}(t) T \quad (4.12)$$

- เมื่อ P คือ กำลังของสัญญาณ
 T คือ เวลาของการสุ่ม
 $b_0^{(1)}$ คือ บิตข้อมูลปัจจุบัน
 $b_{-1}^{(1)}$ คือ บิตข้อมูลก่อนหน้า

4.3.2 ส่วนของการรบกวนระหว่างผู้ใช้ (multiple access interference)

$$\begin{aligned}
 I_{mai}^{(n)} &= \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \int_{nT_c}^{T+nT_c} \{\beta_l^{(k)} a^{(k)}(t-\tau_l^{(k)}) b^{(k)}(t-\tau_l^{(k)}) \\
 &\quad \cos(\omega_c t + \varphi_l^{(k)})\} \{\beta_n^{(1)} a^{(1)}(t-nT_c) \cos(\omega_c t + \varphi_n^{(1)})\} dt \\
 &= \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} \beta_n^{(1)} \left(\frac{1}{2} \cos(\varphi_l^{(k)} - \varphi_n^{(1)}) \right) \\
 &\quad \int_{nT_c}^{T+nT_c} a^{(k)}(t-\tau_l^{(k)}) a^{(1)}(t-nT_c) b^{(k)}(t-\tau_l^{(k)}) dt \tag{4.13}
 \end{aligned}$$

กำหนดให้ มุมเฟส $\varphi_{nl}^{(k)} = \varphi_l^{(k)} - \varphi_n^{(1)}$

การหน่วงเวลา $\tau_{nl}^{(k)} = \tau_l^{(k)} - \tau_n^{(1)}$

พจน์ของการอินทิเกรต $\int_{nT_c}^{T+nT_c} a^{(k)}(t-\tau_l^{(k)}) a^{(1)}(t-nT_c) dt$ คือ ค่าสหสัมพันธ์สัมพันธ์ (auto

correlation) ของสัญญาณ และจาก [9]

$$R_{kl}(\tau_{nl}^{(k)}) = \int_0^{\tau} a^{(k)}(t-\tau_l^{(k)}) a^{(1)}(t-nT_c) dt \tag{4.14}$$

$$\hat{R}_{kl}(\tau_{nl}^{(k)}) = \int_{\tau}^T a^{(k)}(t-\tau_l^{(k)}) a^{(1)}(t-nT_c) dt \tag{4.15}$$

ดังนั้น

$$I_{mai}^{(n)} = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_n^{(1)} \beta_l^{(k)} \{b_{-1}^{(k)} R_{kl}(\tau_{nl}^{(k)}) + b_0^{(k)} \hat{R}_{kl}(\tau_{nl}^{(k)})\} \cos(\varphi_{nl}^{(k)}) \tag{4.16}$$

4.3.3 ส่วนของการรบกวนกันระหว่างกัน (self interference)

สัญญาณรบกวนนี้เกิดจากผลของสหสัมพันธ์สัมพันธ์ ในการคำนวณกคิผู้ใช้งานที่ $k = 1$

$$\begin{aligned}
 I_{si}^{(n)} &= \sqrt{2P} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L^{(k)}-1} \int_{nT_c}^{T+nT_c} \{\beta_l^{(1)} a^{(1)}(t-\tau_l^{(1)}) b^{(1)}(t-\tau_l^{(1)}) \\
 &\quad \cos(\omega_c t + \varphi_l^{(1)})\} \{\beta_n^{(1)} a^{(1)}(t-nT_c) \cos(\omega_c t + \varphi_n^{(1)})\} dt \\
 &= \sqrt{2P} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(1)} \beta_n^{(1)} \int_{nT_c}^{T+nT_c} a^{(1)}(t-\tau_l^{(1)}) a^{(1)}(t-nT_c) b^{(1)}(t-\tau_l^{(1)}) \\
 &\quad \left(\frac{1}{2} \cos(\varphi_l^{(1)} - \varphi_n^{(1)}) \right) dt \\
 &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(1)} \beta_n^{(1)} \cos(\varphi_{nl}^{(1)}) \int_{nT_c}^{T+nT_c} a^{(1)}(t-\tau_l^{(1)}) a^{(1)}(t-nT_c) b^{(1)}(t-\tau_l^{(1)}) dt \\
 I_{si}^{(n)} &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(1)} \beta_n^{(1)} \cos(\varphi_{nl}^{(1)}) \\
 &\quad \left[\int_0^{\tau} a^{(1)}(t-\tau_l^{(1)}) a^{(1)}(t-nT_c) b_{-1}^{(1)} dt + \int_{\tau}^T a^{(1)}(t-\tau_l^{(1)}) a^{(1)}(t-nT_c) b_0^{(1)} dt \right] \\
 I_{si}^{(n)} &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(1)} \beta_n^{(1)} \cos(\varphi_{nl}^{(1)}) \{b_{-1}^{(1)} R_{ll}(\tau_{nl}^{(1)}) + b_0^{(1)} \hat{R}_{ll}(\tau_{nl}^{(1)})\} \tag{4.17}
 \end{aligned}$$

4.3.4 ส่วนของสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก (additive white Gaussian noise)

$$I_{ni}^{(n)} = \int_{nT_c}^{T+nT_c} [n(t)\beta_n^{(1)} a^{(1)}(t-nT_c) \cos(\omega_c t + \phi_n^{(1)})] dt \quad (4.18)$$

ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตที่ได้หลังจากผ่านเครื่องรับเรดในแต่ละเวลาการสุ่มแสดงได้เป็น

$$U = \sum_{n=0}^{L_r-1} \{S^{(n)} + I_{mai}^{(n)} + I_{si}^{(n)} + I_{ni}^{(n)}\} \quad (4.19)$$

โดย $S^{(n)}$ คือ สัญญาณข้อมูลที่ต้องการ

$I_{mai}^{(n)}$ คือ สัญญาณรบกวนเนื่องจากผู้ใช้คนอื่นที่ใช้งานในระบบ

$I_{si}^{(n)}$ คือ สัญญาณรบกวนเนื่องจากอัตรสหสัมพันธ์

$I_{ni}^{(n)}$ คือ สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก

4.4 กำลังของสัญญาณ

เนื่องจากการวิเคราะห์สมรรถภาพของระบบจะอยู่ในรูปแบบสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องคำนวณหากำลังของสัญญาณต่างๆ ซึ่งสามารถแบ่งออกได้เป็น

4.4.1 กำลังของสัญญาณรบกวนจากนิพจน์ต่างๆ

ในการหาค่ากำลังของสัญญาณหาได้จาก $Var[Z] = E[Z^2] - E^2[Z]$ แต่เนื่องจากเป็นสัญญาณรบกวนเกาส์ ซึ่งจะมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ นั่นคือ

4.4.1.1 กำลังสัญญาณรบกวนในส่วนของการรบกวนระหว่างผู้ใช้งาน

$$Var[I_{mai}] = E[I_{mai}^2]$$

$$= E\left[\left\{\sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_n^{(l)} \beta_l^{(k)} \{b_{-1}^{(k)} R_{kl}(\tau_{nl}^{(k)}) + b_0^{(k)} \hat{R}_{kl}(\tau_{nl}^{(k)})\} \cos(\phi_{nl}^{(k)})\right\}^2\right]$$

$$= \frac{P}{2} \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} E[\{\beta_n^{(l)}\}^2] E[\{\beta_l^{(k)}\}^2] E[\{b_{-1}^{(k)} R_{kl}(\tau_{nl}^{(k)}) + b_0^{(k)} \hat{R}_{kl}(\tau_{nl}^{(k)})\}^2]$$

$$.E[\cos^2(\phi_{nl}^{(k)})]$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{P}{2} E \left[\frac{1 + \cos 2\varphi_{nl}^{(k)}}{2} \right] E[\{\beta_n^{(1)}\}^2] \sum_{k=2}^K E[\{b_{-1}^{(k)} R_{kl}(\tau_{nl}^{(k)}) + b_0^{(k)} \hat{R}_{kl}(\tau_{nl}^{(k)})\}^2] \\
&\quad \cdot \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} E[\{\beta_l^{(k)}\}^2] \\
&= \frac{P}{4} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \sum_{k=2}^K E[\{b_{-1}^{(k)} R_{kl}(\tau_{nl}^{(k)}) + b_0^{(k)} \hat{R}_{kl}(\tau_{nl}^{(k)})\}^2] \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} E[\{\beta_l^{(k)}\}^2]
\end{aligned}$$

จาก [8]

$$E[\{b_{-1}^{(k)} R_{kl}(\tau_{nl}^{(k)}) + b_0^{(k)} \hat{R}_{kl}(\tau_{nl}^{(k)})\}^2] = \frac{2T^2}{3N} \quad (4.20)$$

กำหนดให้ $E_b = PT$ เป็นพลังงานสัญญาณต่อบิต (signal energy per bit)

$$\begin{aligned}
\text{Var}(I_{mai}) &= \frac{P}{4} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \sum_{k=2}^K \frac{2T^2}{3N} \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} E[\{\beta_l^{(k)}\}^2] \\
&= \frac{P}{4} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \frac{2T^2}{3N} \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} E[\{\beta_l^{(k)}\}^2] \\
&= \frac{E_b T}{6N} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} E[\{\beta_l^{(k)}\}^2]
\end{aligned}$$

กำหนดให้ $\Omega_l^{(k)} = E[\{\beta_l^{(k)}\}^2]$

$$\text{ดังนั้น} \quad \sigma_{mai,n}^2 = \frac{E_b T}{6N} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \Omega_l^{(k)} \quad (4.21)$$

4.4.1.2 กำลังสัญญาณรบกวนในส่วนของการกวนกันระหว่างกัน

จากสมการ (4.17) หมายกำลังสอง และกำหนดให้สัญญาณรบกวนเป็นแบบเกาส์ ซึ่งมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์

$$\begin{aligned}
 \text{Var}[I_{si}] &= E[I_{si}^2] \\
 &= E\left[\sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L^{(k)}-1} \beta_n^{(1)} \beta_l^{(1)} \{b_{-1}^{(1)} R_{ll}(\tau_{nl}^{(1)}) + b_0^{(1)} \hat{R}_{ll}(\tau_{nl}^{(1)})\} \cos(\varphi_{nl}^{(1)})\}^2\right] \\
 &= \frac{P}{2} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L^{(1)}-1} E[\{\beta_n^{(1)}\}^2] E[\{\beta_l^{(1)}\}^2] E[\{b_{-1}^{(1)} R_{ll}(\tau_{nl}^{(1)}) + b_0^{(1)} \hat{R}_{ll}(\tau_{nl}^{(1)})\}^2] \\
 &\quad \cdot E[\cos^2(\varphi_{nl}^{(1)})] \\
 &= \frac{P}{2} E\left[\frac{1 + \cos 2\varphi_{nl}^{(1)}}{2}\right] \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L^{(1)}-1} E[\{\beta_l^{(1)}\}^2] E[\{b_{-1}^{(1)} R_{ll}(\tau_{nl}^{(1)}) + b_0^{(1)} \hat{R}_{ll}(\tau_{nl}^{(1)})\}^2] \\
 &\quad \cdot E[\{\beta_n^{(1)}\}^2] \\
 &= \frac{P}{4} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L^{(1)}-1} E[\{\beta_l^{(1)}\}^2] E[\{b_{-1}^{(1)} R_{ll}(\tau_{nl}^{(1)}) + b_0^{(1)} \hat{R}_{ll}(\tau_{nl}^{(1)})\}^2]
 \end{aligned}$$

กำหนดให้ $\Omega_l^{(1)} = E[\{\beta_l^{(1)}\}^2]$ และจาก [10]

$$\begin{aligned}
 \text{Var}(I_{si}) &= \frac{PT^2}{4N} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L^{(1)}-1} E[\{\beta_l^{(1)}\}^2] \\
 &= \frac{E_b T}{4N} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L^{(1)}-1} \Omega_l^{(1)}
 \end{aligned}$$

ดังนั้น
$$\sigma_{si,n}^2 = \frac{E_b T}{4N} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \sum_{l=1}^{L^{(1)}-1} \Omega_l^{(1)} \quad (4.22)$$

4.4.1.3 กำลังสัญญาณรบกวนในส่วนของสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวกรวม
จากสมการที่ (4.18) และกำหนดให้เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์ ซึ่งมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์

$$\text{Var}[I_{ni}] = E[I_{ni}^2]$$

$$= E\left[\int_{nT_c}^{T+nT_c} [n^2(t) \{\beta_n^{(1)}\}^2 \{a^{(1)}(t-nT_c) \cos(\omega_c t + \varphi_n^{(1)})\}^2] dt \right]$$

$$= E\left[\int_{nT_c}^{T+nT_c} [n^2(t) \{\beta_n^{(1)}\}^2 (1) \left(\frac{1 + \cos 2(\omega_c t + \varphi_n^{(1)})}{2} \right)] dt \right]$$

$$= E\left[\frac{1}{2} T \{\beta_n^{(1)}\}^2 \frac{\eta_0}{2} \right]$$

$$\sigma_{ni,n}^2 = \frac{T}{4} \eta_0 \{\beta_n^{(1)}\}^2 \quad (4.23)$$

เมื่อ $n(t)$ คือ สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวกรวม ซึ่งมีความหนาแน่นของสเปกตรัม 2 ข้างเท่ากับ $\eta_0/2$

4.4.2 กำลังของสัญญาณ

จากสมการ (4.12) นำมาจัดรูปใหม่ได้

$$S^{(n)} = \sqrt{\frac{P}{2}} \{\beta_n^{(1)}\}^2 b_0^{(1)}(t) T$$

$$U_s = \sqrt{\frac{E_b T}{2}} \sum_{n=0}^{L_r-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \quad (4.24)$$

จากสมการ (4.21), (4.22) และ (4.23) สามารถหาค่ากำลังของสัญญาณรบกวนทั้งหมดได้เป็น

$$\begin{aligned}\sigma_T^2 &= \sum_{n=0}^{L_r-1} (\sigma_{mai,n}^2 + \sigma_{si,n}^2 + \sigma_{ni,n}^2) \\ &= E_b T \left[\frac{\sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \Omega_l^{(k)}}{6N} + \frac{\sum_{l=1}^{L^{(1)}-1} \Omega_l^{(1)}}{4N} + \frac{\eta_0}{4E_b} \sum_{n=0}^{L_r-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \right] \quad (4.25)\end{aligned}$$

กำหนดให้ช่องสัญญาณเป็นการเฟดหลายวิถีและแสดงด้วยคุณลักษณะของโพโรไฟล์ความเข้มของสัญญาณหลายวิถี (Multipath Intensity Profile : MIP) แสดงได้ว่าค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณจะเป็นฟังก์ชันของการหน่วงวิถี (path delay) แสดงได้ดังสมการ

$$\Omega_l = \Omega_0 e^{-l\delta} \quad (4.26)$$

โดยที่ Ω_0 เป็นค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณที่มาในวิถีแรก
 δ เป็นอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ

ดังนั้นกำลังของสัญญาณรบกวนตามสมการ (4.21), (4.22) และ (4.23) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned}\sigma_{mai,n}^2 &= \frac{E_b T}{6N} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \Omega_l^{(k)} \\ &= \frac{E_b T}{6N} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \Omega_0 e^{-l\delta} \\ &= \frac{E_b T}{6N} \Omega_0 \{\beta_n^{(1)}\}^2 \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} e^{-l\delta} \\ &= \frac{E_b T}{6N} \Omega_0 \{\beta_n^{(1)}\}^2 (K-1) \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} e^{-l\delta}\end{aligned}$$

$$\text{กำหนดให้ } q(L, \delta) = \sum_{l=0}^{L-1} e^{-l\delta} = \frac{1-e^{-L\delta}}{1-e^{-\delta}}$$

$$\sigma_{mai,n}^2 = \frac{E_b T}{6N} \Omega_0 (K-1) q(L, \delta) \{\beta_n^{(1)}\}^2 \quad (4.27)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{si,n}^2 &= \frac{E_b T}{4N} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \sum_{l=1}^{L^{(1)}-1} \Omega_l^{(1)} \\ &= \frac{E_b T}{4N} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \sum_{l=1}^{L^{(1)}-1} \Omega_0 e^{-l\delta} \\ &= \frac{E_b T}{4N} \Omega_0 \{\beta_n^{(1)}\}^2 \sum_{l=1}^{L^{(1)}-1} e^{-l\delta} \\ &= \frac{E_b T}{4N} \Omega_0 \{q(L, \delta) - 1\} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \end{aligned} \quad (4.28)$$

ดังนั้นสมการ (4.25) จึงสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\sigma_T^2 = E_b T \Omega_0 \left[\frac{(K-1)q(L, \delta)}{6N} + \frac{q(L, \delta) - 1}{4N} + \frac{\eta_0}{4E_b \Omega_0} \right] \sum_{n=0}^{L_r-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \quad (4.29)$$

อัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวน (SNR) ที่เครื่องรับ คือ [8]

$$\begin{aligned} SNR &= \frac{U_s^2}{2\sigma_T^2} \\ &= \frac{E_b T}{2} \left[\sum_{n=0}^{L_r-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \right]^2 \frac{1}{2E_b T \Omega_0} \left[\frac{(K-1)q(L, \delta)}{6N} + \frac{q(L, \delta) - 1}{4N} + \frac{\eta_0}{4E_b \Omega_0} \right]^{-1} \\ &\quad \left[\sum_{n=0}^{L_r-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \right]^{-1} \\ &= \frac{1}{4\Omega_0} \left[\frac{(K-1)q(L, \delta)}{6N} + \frac{q(L, \delta) - 1}{4N} + \frac{\eta_0}{4E_b \Omega_0} \right]^{-1} \sum_{n=0}^{L_r-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \end{aligned} \quad (4.30)$$

ดังนั้นสามารถเขียน SNR อยู่ในรูปของ $\sigma_0 S$ ดังนี้

โดย
$$S = \frac{1}{\Omega_0} \sum_{n=0}^{L_r-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \quad (4.31)$$

$$\sigma_0 = \left[\frac{2(K-1)q(L, \delta)}{3N} + \frac{q(L, \delta) - 1}{N} + \frac{\eta_0}{E_b \Omega_0} \right]^{-1} \quad (4.32)$$

4.5 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส

4.5.1 ฟังก์ชันความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของกำลังสัญญาณ

ค่าของกำลังสัญญาณที่เอาต์พุตของเครื่องรับแบบเรค เป็นฟังก์ชันของผลรวมของตัวประกอบ การลดทอนของแอมพลิจูด (amplitude distortion factor : β_l) ยกกำลังสองและเรียกการรวมแบบนี้ ว่า การรวมอัตราส่วนสูงสุด (Maximal Ratio Combining : MRC) จะกำหนดด้วยความสัมพันธ์ [11]

$$\gamma = \sum_{l=0}^{L-1} \beta_l^2 \quad (4.33)$$

โดยที่ β_l สอดคล้องกับการแจกแจงแบบ Nakagami [7]

กำหนดให้การเฟดในแต่ละวิถีเป็นอิสระต่อกัน ดังนั้นฟังก์ชันคุณลักษณะ (characteristic function) สามารถแสดงตามดังสมการใน [8] คือ

$$\varphi_r(t) = \prod_{l=0}^{L-1} \left(1 - \frac{jt}{\lambda_l} \right)^{-m_l} \quad (4.34)$$

โดยที่ $\lambda_l = m_l / \Omega_l$ และ $l = 0, 1, \dots, L-1$ และ กำหนดให้การเฟดของช่องสัญญาณ Nakagami มีอัตราส่วนของ λ_l เท่ากันทุกวิถี ดังนั้นค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็น (pdf) ของ γ ในสมการ (4.33) สามารถเขียนได้เป็น [8]

$$p(\gamma) = \left(\frac{m_T}{\Omega_T} \right)^{m_T} \frac{\gamma^{m_T-1}}{\Gamma(m_T)} \exp\left(-\frac{m_T}{\Omega_T} \gamma \right) \quad (4.35)$$

โดย
$$m_T = \sum_{l=0}^{L-1} m_l \quad (4.36)$$

$$\Omega_T = \sum_{l=0}^{L-1} \Omega_l \quad (4.37)$$

4.5.2 การวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ

ในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบจะแสดงอยู่ในรูปของค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน โดยเมื่อพิจารณาระบบการคิ่มอดูเลตแบบร่วมนัย ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาด (probability of error) ขณะใดๆ ของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสามารถแสดงได้เป็น [8]

$$P_e(S) = \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2}, \sigma_0 S\right)}{2\sqrt{\pi}} \quad (4.38)$$

โดย $\Gamma(b, x) = \int_x^\infty y^{b-1} e^{-y} dy$ เป็นแกมมาฟังก์ชันแบบไม่สมบูรณ์ (imcomplete gamma function)

เนื่องจากค่า S เป็นค่าแบบไม่เจาะจง ดังนั้นจึงต้องหาค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดเฉลี่ย (average error probability) ซึ่งค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดเฉลี่ยมีค่าเท่ากับ

$$\overline{P_e} = \int_0^\infty P_e(S) p(S) dS \quad (4.39)$$

แทนสมการที่ (4.35) และ (4.38) ลงใน (4.39)

$$\begin{aligned} \overline{P_e} &= \int_0^\infty \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2}, \sigma_0 S\right)}{2\sqrt{\pi}} \left(\frac{m_T}{\Omega_T}\right)^{m_T} \frac{S^{m_T-1}}{\Gamma(m_T)} \exp\left(-\frac{m_T}{\Omega_T} S\right) dS \\ &= \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \frac{1}{\Gamma(m_T)} \left(\frac{m_T}{\Omega_T}\right)^{m_T} \int_0^\infty \Gamma\left(\frac{1}{2}, \sigma_0 S\right) S^{m_T-1} \exp\left(-\frac{m_T}{\Omega_T} S\right) dS \end{aligned} \quad (4.40)$$

จาก [12] และ [13]

$$\int_0^{\infty} x^{\mu-1} e^{-\beta x} \Gamma(v, \alpha x) dx = \frac{\alpha^v \Gamma(\mu+v)}{\mu(\alpha+\beta)^{\mu+v}} {}_2F_1\left(1, \mu+v; \mu+1; \frac{\beta}{\alpha+\beta}\right) \quad (4.41)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (4.40) เขียนใหม่ได้

$$\int_0^{\infty} \Gamma\left(\frac{1}{2}, \sigma_0 S\right) S^{m_T-1} \exp\left(-\frac{m_T}{\Omega_T} S\right) dS = \frac{\sqrt{\sigma_0} \Gamma\left(m_T + \frac{1}{2}\right)}{m_T \left(\sigma_0 + \frac{m_T}{\Omega_T}\right)^{m_T + \frac{1}{2}}} \cdot {}_2F_1\left(1, m_T + \frac{1}{2}; m_T + 1; \frac{m_T}{\sigma_0 \Omega_T + m_T}\right) \quad (4.42)$$

$$\bar{P}_e = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \frac{1}{\Gamma(m_T)} \left(\frac{m_T}{\Omega_T}\right)^{m_T} \left[\frac{\sqrt{\sigma_0} \Gamma\left(m_T + \frac{1}{2}\right)}{m_T \left(\sigma_0 + \frac{m_T}{\Omega_T}\right)^{m_T + \frac{1}{2}}} {}_2F_1\left(1, m_T + \frac{1}{2}; m_T + 1; \frac{m_T}{\sigma_0 \Omega_T + m_T}\right) \right] \quad (4.43)$$

จากสมการ (4.26) และ (4.37)

$$\Omega_T = \Omega_0 \sum_{l=0}^{L-1} e^{-l\delta} \quad (4.44)$$

และ

$$\sum_{l=0}^{L-1} e^{-l\delta} = q(L, \delta) = \frac{1 - e^{-L\delta}}{1 - e^{-\delta}}$$

ดังนั้น

$$\Omega_T = \Omega_0 q(L, \delta) \quad (4.45)$$

จากสมการ (4.36) และการคำนวณเป็นแต่ละครั้งค่า m_l จะมีค่าคงที่ดังนั้น

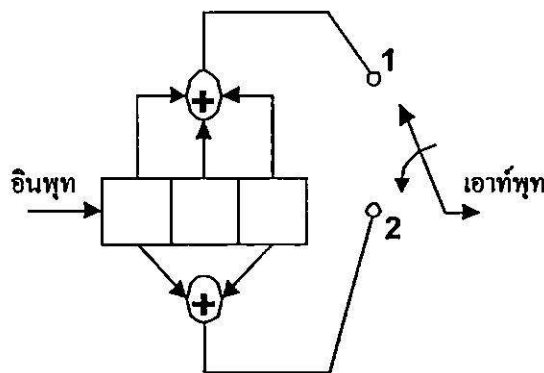
$$m_T = \sum_{l=0}^{L-1} m_l = m_l L \quad (4.46)$$

แทนสมการ (4.45) และ (4.46) ลงในสมการ (4.43)

$$\bar{P}_e = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \frac{1}{\Gamma(m_l L)} \left(\frac{m_l L}{\Omega_0 q(L, \delta)} \right)^{m_l L} \left[\frac{\sqrt{\sigma_0} \Gamma(m_l L + \frac{1}{2})}{m_l L \left(\sigma_0 + \frac{m_l L}{\Omega_0 q(L, \delta)} \right)^{m_l L + \frac{1}{2}}} {}_2F_1 \left(1, m_l L + \frac{1}{2}; m_l L + 1; \frac{m_l L}{\sigma_0 \Omega_0 q(L, \delta) + m_l L} \right) \right] \quad (4.47)$$

4.6 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบที่เข้ารหัสการประสาน

สัญญาณข้อมูลทางด้านส่งจะถูกเข้ารหัสแบบการประสาน ซึ่งในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะทำการศึกษาการเข้ารหัสการประสานโดยมีอัตราเข้ารหัสในรูปแบบต่างๆ เช่น แบบ 1/2 คือ อินพุต 1 บิต เอาท์พุต 2 บิต แบบ 1/3 เป็นต้น นอกจากนี้ยังได้ทำการศึกษาผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงค่าความยาวคอนสเตรินท์ (constraint length) สัญญาณทางด้านรับ หลังจากผ่านเครื่องรับแบบเรคจะถูกทำการถอดรหัสด้วยวิธี Viterbi [14] ซึ่งจะเลือกสัญญาณที่มีความเป็นไปได้มากที่สุดที่จะเป็นสัญญาณซึ่งส่งมาจากด้านส่ง โดยสามารถแสดงภาพการเข้ารหัส [8] ดังนี้



รูปที่ 4.3 แสดงการเข้ารหัสการประสาน อัตราการเข้ารหัส 1/2 ความยาวคอนสเตรินท์เท่ากับ 3

สัญญาณทางด้านส่งและด้านรับจะมีค่าเช่นเดียวกับสมการที่ (4.1) และ (4.7) ตามลำดับ แต่เนื่องจากข้อมูลแต่ละบิตจะถูกทำการเข้ารหัสการประสาน ดังนั้นสัญญาณข้อมูลที่ส่งออกมาจะมีค่าเท่ากับ

$$S^{(k)}(t) = \sqrt{2P_c} a^{(k)}(t)b^{(k)}(t) \cos(\omega_c t + \phi^{(k)}) \quad (4.48)$$

โดย
$$P_c = E_c / T = R_c E_b / T \quad (4.49)$$

E_c คือ พลังงานสัญญาณต่อสัญลักษณ์ (signal energy per symbol)

R_c คือ อัตราส่วนการเข้ารหัส (code rate)

ส่วนสัญญาณทางภาครับที่รับได้มีค่าเท่ากับ

$$r(t) = \sqrt{2P_c} \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} a^{(k)}(t - \tau_l^{(k)}) b^{(k)}(t - \tau_l^{(k)}) \cos(\omega_c t + \phi_l^{(k)}) + n(t) \quad (4.50)$$

สัญญาณที่รับได้จะผ่านเครื่องรับเรคเช่นเดียวกับระบบที่ไม่ได้ทำการเข้ารหัสที่แสดงในสมการ (4.9) ดังนั้นสามารถเขียนสัญญาณที่ได้หลังผ่านเครื่องรับเรคได้เป็น

$$U = \sum_{n=0}^{L_r-1} \int_{nT_c}^{T+nT_c} [\sqrt{2P_c} \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} a^{(k)}(t - \tau_l^{(k)}) b^{(k)}(t - \tau_l^{(k)}) \cos(\omega_c t + \phi_l^{(k)}) + n(t)] \beta_n^{(1)} a^{(1)}(t - nT_c) \cos(\omega_c t + \phi_n^{(1)}) dt \quad (4.51)$$

4.6.1 กำจัดสัญญาณของระบบที่ทำการเข้ารหัสการประสาน

สัญญาณที่ได้สามารถจะแบ่งสัญญาณที่รับได้ออกได้เป็น ส่วนของสัญญาณ และส่วนของสัญญาณรบกวน ซึ่งส่วนของสัญญาณรบกวนก็สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 อย่าง เช่นเดียวกับระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส นั่นคือ

4.6.1.1 สัญญาณรบกวนอันเนื่องจากผู้ใช้อื่น (multiple access interference)

เช่นเดียวกันกับสมการ (4.16) ดังนั้นสามารถเขียนสมการสัญญาณรบกวนอันเนื่องจากผู้ใช้อื่น ของระบบที่ได้ทำการเข้ารหัสได้เป็น

$$I_{mai}^{(n)} = \sqrt{\frac{P_c}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_n^{(1)} \beta_l^{(k)} \{b_{-1}^{(k)} R_{kl}(\tau_{nl}^{(k)}) + b_0^{(k)} \hat{R}_{kl}(\tau_{nl}^{(k)})\} \cos(\varphi_{nl}^{(k)}) \quad (4.52)$$

เช่นเดียวกับสมการ (4.27) กำลังสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากผู้ใช้อื่นของระบบที่เข้ารหัสสามารถเขียนได้เป็น

$$\sigma_{mai,n}^2 = \frac{E_c T}{6N} \Omega_0 (K-1) q(L, \delta) \{\beta_n^{(1)}\}^2 \quad (4.53)$$

4.6.1.2 สัญญาณรบกวนอันเนื่องจากการกวนกันระหว่างกัน (self interference)

เช่นเดียวกันกับสมการ (4.17) ดังนั้นสามารถเขียนสมการสัญญาณรบกวนอันเนื่องจากการกวนกันระหว่างกันของระบบที่ได้ทำการเข้ารหัสได้เป็น

$$I_{si}^{(n)} = \sqrt{\frac{P_c}{2}} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(1)} \beta_n^{(1)} \cos(\varphi_{nl}^{(1)}) \{b_{-1}^{(1)} R_{1l}(\tau_{nl}^{(1)}) + b_0^{(1)} \hat{R}_{1l}(\tau_{nl}^{(1)})\} \quad (4.54)$$

เช่นเดียวกับสมการ (4.28) กำลังสัญญาณรบกวนอันเนื่องจากการกวนกันระหว่างกันของระบบที่เข้ารหัสสามารถเขียนได้เป็น

$$\sigma_{si,n}^2 = \frac{E_c T}{4N} \Omega_0 \{q(L, \delta) - 1\} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \quad (4.55)$$

4.6.1.3 สัญญาณรบกวนแกว่งแบบบวก

สัญญาณและกำลังสัญญาณรบกวนแกว่งแบบบวกของระบบที่เข้ารหัสจะมีค่าเท่ากับระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสซึ่งแสดงดังสมการที่ (4.18) และ (4.23) ตามลำดับ

ผลรวมของสัญญาณรบกวนทั้งหมดมีค่าเช่นเดียวกันกับสมการ (4.29) เท่ากับ

$$\begin{aligned} \sigma_T^2 &= \sum_{n=0}^{L_r-1} (\sigma_{mai,n}^2 + \sigma_{si,n}^2 + \sigma_{ni,n}^2) \\ &= E_c T \Omega_0 \left[\frac{(K-1)q(L, \delta)}{6N} + \frac{q(L, \delta) - 1}{4N} + \frac{\eta_0}{4E_c \Omega_0} \right] \sum_{n=0}^{L_r-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \quad (4.56) \end{aligned}$$

4.6.1.4 กำลังสัญญาณ

จากสมการ (4.24) ดังนั้นกำลังสัญญาณของระบบที่เข้ารหัสมีค่าเท่ากับ

$$U_s = \sqrt{\frac{E_c T}{2}} \sum_{n=0}^{L_r-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \quad (4.57)$$

อัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวน (SNR) ที่เครื่องรับ เช่นเดียวกับสมการ (4.30) คือ

$$\begin{aligned} SNR &= \frac{U_s^2}{2\sigma_T^2} \\ &= \frac{1}{4\Omega_0} \left[\frac{(K-1)q(L, \delta)}{6N} + \frac{q(L, \delta) - 1}{4N} + \frac{\eta_0}{4E_c \Omega_0} \right]^{-1} \sum_{n=0}^{L_r-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \end{aligned} \quad (4.58)$$

เช่นเดียวกับสมการ (4.31) และ (4.32) สามารถเขียน SNR อยู่ในรูปของ $\sigma_0 S$ ดังนี้

$$\text{โดย} \quad S = \frac{1}{\Omega_0} \sum_{n=0}^{L_r-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \quad (4.59)$$

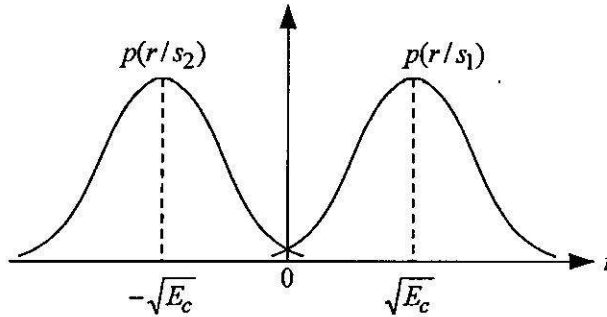
$$\sigma_0 = \left[\frac{2(K-1)q(L, \delta)}{3N} + \frac{q(L, \delta) - 1}{N} + \frac{\eta_0}{E_c \Omega_0} \right]^{-1} \quad (4.60)$$

เนื่องจากการพิจารณาจะอยู่ในรูปของกำลังบิตสัญญาณต่อกำลังบิตสัญญาณรบกวน จากสมการ (4.49) เขียนสมการ (4.60) ได้เป็น

$$\sigma_0 = \left[\frac{2(K-1)q(L, \delta)}{3N} + \frac{q(L, \delta) - 1}{N} + \frac{\eta_0}{R_c E_b \Omega_0} \right]^{-1} \quad (4.61)$$

4.6.2 ความผิดพลาดเนื่องจากช่องสัญญาณ

ในการส่งสัญญาณความผิดพลาดที่เกิดขึ้น เนื่องจากช่องสัญญาณมีการเฟด และในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้ศึกษาการส่งสัญญาณด้วยวิธีการมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสฐานสองแบบร่วมนัย ซึ่งความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวมก็มีค่าเท่ากับ [6]



รูปที่ 4.4 ฟังก์ชันเงื่อนไขความหนาแน่นความน่าจะเป็นของสัญญาณ 2 สัญญาณ

$$\begin{aligned}
 p(e/s_1) &= \int_{-\infty}^0 p(r/s_1) dr \\
 &= \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-(r-m_x)^2/2\sigma^2} dr
 \end{aligned} \tag{4.62}$$

โดย r คือ สัญญาณที่รับได้

m_x คือ ค่ากลางของสัญญาณ (mean)

σ^2 คือ ค่าความแปรปรวน (variance)

จากสมการ (4.51) และ [8] ค่า

$$m_x = \sqrt{\frac{E_c T}{2}} \sum_{n=0}^{L_r-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \tag{4.63}$$

$$\sigma = \sqrt{E_c T \Omega_0} \left[\frac{(K-1)q(L, \delta)}{6N} + \frac{q(L, \delta) - 1}{4N} + \frac{\eta_0}{4E_c \Omega_0} \right]^{1/2} \left[\sum_{n=0}^{L_r-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \right]^{1/2} \tag{4.64}$$

จากสมการ (4.64) ทำโน้ส่วนของอินทิเกรตให้อยู่ในรูปของ Q ฟังก์ชัน เพื่อสะดวกต่อการคำนวณ

โดยกำหนดให้

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

ดังนั้น (4.62) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} p(e/s_1) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{-m_x/\sigma} e^{-x^2/2} dx \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{m_x}{\sigma}}^{\infty} e^{-x^2/2} dx \\ &= Q\left(\frac{m_x}{\sigma}\right) \end{aligned}$$

เนื่องจากความน่าจะเป็นในการส่งสัญญาณ $s_1(t)$ และ $s_2(t)$ มีค่าเท่ากัน ดังนั้นค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดเฉลี่ยมีค่าเท่ากับ [6]

$$\begin{aligned} p_e &= \frac{1}{2} p(e/s_1) + \frac{1}{2} p(e/s_2) \\ &= Q\left(\frac{m_x}{\sigma}\right) \end{aligned} \quad (4.65)$$

แทนค่าสมการ (4.63) และ (4.64) ลงในสมการ (4.65)

$$p_e = Q\left(\frac{1}{\sqrt{2\Omega_0}} \left[\sum_{n=0}^{L_r-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \right]^{1/2} \left[\frac{(K-1)q(L, \delta)}{6N} + \frac{q(L, \delta) - 1}{4N} + \frac{\eta_0}{4E_c \Omega_0} \right]^{-1/2} \right) \quad (4.66)$$

จากสมการ (4.59) และ (4.61) สามารถลดรูปสมการ (4.66) ได้เป็น

$$p_e = Q(\sqrt{2S\sigma_0}) \quad (4.67)$$

เช่นเดียวกับระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส เนื่องจากค่า S เป็นค่าแบบไม่เจาะจง ดังนั้นจึงต้องหาค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดเฉลี่ย (average error probability) ซึ่งค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดเฉลี่ยมีค่าเท่ากับ

$$\bar{p} = \int_0^{\infty} p_e(S) p(S) dS \quad (4.68)$$

แทนค่าจากสมการ (4.35) และ (4.67) ลงในสมการ (4.68)

$$\bar{p} = \int_0^{\infty} Q(\sqrt{2S\sigma_0}) \left(\frac{m_T}{\Omega_T}\right)^{m_T} \frac{S^{m_T-1}}{\Gamma(m_T)} \exp\left(-\frac{m_T}{\Omega_T} S\right) dS \quad (4.69)$$

จาก [6]
$$Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$$

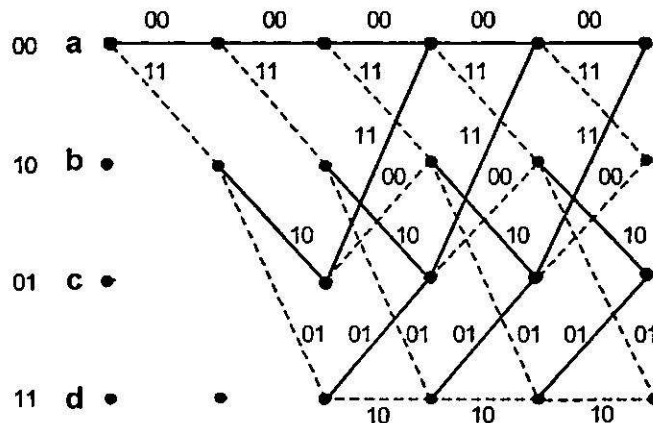
$$Q(\sqrt{2S\sigma_0}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{S\sigma_0}) \quad (4.70)$$

แทนสมการ (4.70) ลงในสมการ (4.69)

$$\bar{p} = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \operatorname{erfc}(\sqrt{S\sigma_0}) \left(\frac{m_T}{\Omega_T}\right)^{m_T} \frac{S^{m_T-1}}{\Gamma(m_T)} \exp\left(-\frac{m_T}{\Omega_T} S\right) dS \quad (4.71)$$

4.6.3 การวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ

ในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบจะแสดงอยู่ในรูปของค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน เช่นเดียวกับระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยเมื่อพิจารณาระบบการคิโมดูลิตแบบร่วมนัย และผ่านการถอดรหัสด้วยวิธี Viterbi ซึ่งอธิบายได้โดยโคอะแกรม Trellis ดังบทที่ 2



รูปที่ 4.5 แสดงแผนภาพ Trellis ของการเข้ารหัสการประสานด้วยอัตราเข้ารหัส 1/2

ในขั้นตอนการถอดรหัสแบบ Viterbi จะทำการพิจารณาเส้นทาง 2 เส้นทาง โดยสมมติว่าด้านส่งส่งข้อมูลที่มีค่าเป็นศูนย์หมด พิจารณาสัญญาณที่มาถึงทางด้านรับสองเส้นทางที่มีค่าที่แตกต่างกันทั้งหมด d ตำแหน่ง เนื่องจากทางด้านรับมีความสามารถในการแก้ไขข้อมูลที่ผิดพลาดได้ใน

กรณีที่เกิดผิดพลาดไม่เกิน $d/2$ ตำแหน่ง [6] ดังนั้นค่าความน่าจะเป็นที่ด้านรับจะเลือกเส้นทางผิดพลาดในครั้งแรก (first-event error probability) สามารถแบ่งได้เป็นกรณีที่ d เป็นเลขคี่

$$P_e = \sum_{k=\frac{d+1}{2}}^d \binom{d}{k} \bar{p}^k (1-\bar{p})^{d-k} \quad (4.72)$$

กรณีที่ d เป็นเลขคู่

$$P_e = \frac{1}{2} \binom{d}{d/2} \bar{p}^{d/2} (1-\bar{p})^{d/2} + \sum_{k=\frac{d}{2}+1}^d \binom{d}{k} \bar{p}^k (1-\bar{p})^{d-k} \quad (4.73)$$

โดย \bar{p} เป็นค่าความน่าจะเป็นของบิตที่ผิดพลาดบนช่องสัญญาณมีค่าคงสมการ (4.71)

d จำนวนตำแหน่งที่แตกต่างกันทางด้านรับระหว่างสัญญาณ 2 สัญญาณที่มีเส้นทางแตกต่างกัน โดยจะมีสัญญาณจากเส้นทางหนึ่งเป็นสัญญาณอ้างอิง ซึ่งคือ เส้นทางที่ถอดรหัสได้สัญญาณด้านรับมีค่าเป็นศูนย์หมด

เมื่อแทนค่า \bar{p} ลงในสมการที่ (4.72) และ (4.73) ค่าที่ได้คือ ขอบเขตบนของความน่าจะเป็นที่จะทำการเลือกเส้นทางผิดพลาดในครั้งแรก ในความเป็นจริงสัญญาณที่เดินทางผ่านช่องสัญญาณมีเส้นทางเดินทางหลายเส้นทาง ซึ่งแต่ละเส้นทางจะให้ค่า d แตกต่างกัน ดังนั้นการคำนวณต้องคำนวณเส้นทางที่จะมาถึงทางด้านรับทั้งหมด โดยจะพิจารณาอยู่ในรูปความน่าจะเป็นของกำลังสัญญาณบิตที่ผิดพลาดต่อกำลังสัญญาณรบกวน (bit error probability) ซึ่งเกิดจากการถอดรหัสที่ทำการเลือกเส้นทางผิดพลาดซึ่งเป็นผลทำให้การถอดรหัสผิด โดยจำนวนของบิตข้อมูลที่ผิดพลาดสามารถดูได้จากแผนภาพ Trellis ดังนั้น ความน่าจะเป็นของกำลังสัญญาณบิตที่ผิดพลาดต่อกำลังสัญญาณรบกวนของระบบที่ทำการเข้ารหัสแบบการประสานมีค่าเท่ากับ [6]

$$P_b \leq \sum_{d=d_{free}}^{\infty} \beta_d P_e \quad (4.74)$$

โดย d_{free} จำนวนความแตกต่างของตำแหน่งของข้อมูลต่ำสุดของเส้นทางสัญญาณ 2 เส้นทางที่เดินทางมาถึงยังด้านรับ

β_d เป็นจำนวนบิตข้อมูลซึ่งที่มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ โดยเกิดจากเส้นทางที่มีความแตกต่างกันของข้อมูล d ตำแหน่ง โดยค่า β_d ที่อัตราการเข้ารหัส และความยาวคอนสเตรินท์ที่ค่าต่างๆ รวมทั้งค่า d_{free} แสดงใน [15]

บทที่ 5

ผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลข

ในบทนี้จะทำการวิเคราะห์เชิงตัวเลขโดยใช้โปรแกรม Matlab เพื่อเลียนแบบการทำงาน โดยค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่ไม่เข้ารหัสสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4-47) ซึ่งแทนความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย ส่วนระบบที่ทำการเข้ารหัสโดยวิธีการเข้ารหัสการประสาน ซึ่งแทนอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4-71), (4-72), (4-73) และ (4-74) ซึ่งแทนความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยของระบบที่ใช้การถอดรหัสด้วยวิธี Viterbi ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาผลของตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบ Nakagami การเข้ารหัสแบบการประสาน จำนวนชุดของเครื่องรับแบบเรค ค่าอัตราการเข้ารหัส และความยาวคอนสเตรินท์ ตามสมการที่กล่าวไว้ข้างต้น โดยในการวิเคราะห์นั้นจะแสดงอยู่ในรูปของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต (เดซิเบล) และค่าอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับจำนวนผู้ใช้งานในระบบ ซึ่งสามารถแบ่งตามหัวข้อได้ดังนี้

5.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบ Nakagami (m)

5.1.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบ Nakagami (m) ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส

5.1.2 ผลของตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบ Nakagami (m) ของระบบที่เข้ารหัส

5.2 ผลของการเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค (L)

5.2.1 ผลของการเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค (L) ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส

5.2.2 ผลของการเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค (L) ของระบบที่เข้ารหัส

5.3 ผลการเปรียบเทียบระหว่างระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสกับระบบที่ได้เข้ารหัส

5.4 ผลของค่าอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ (δ)

5.4.1 ผลของค่าอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ (δ) ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส

5.4.2 ผลของค่าอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ (δ) ของระบบที่เข้ารหัส

5.5 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ

5.5.1 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส

5.5.2 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบที่เข้ารหัส

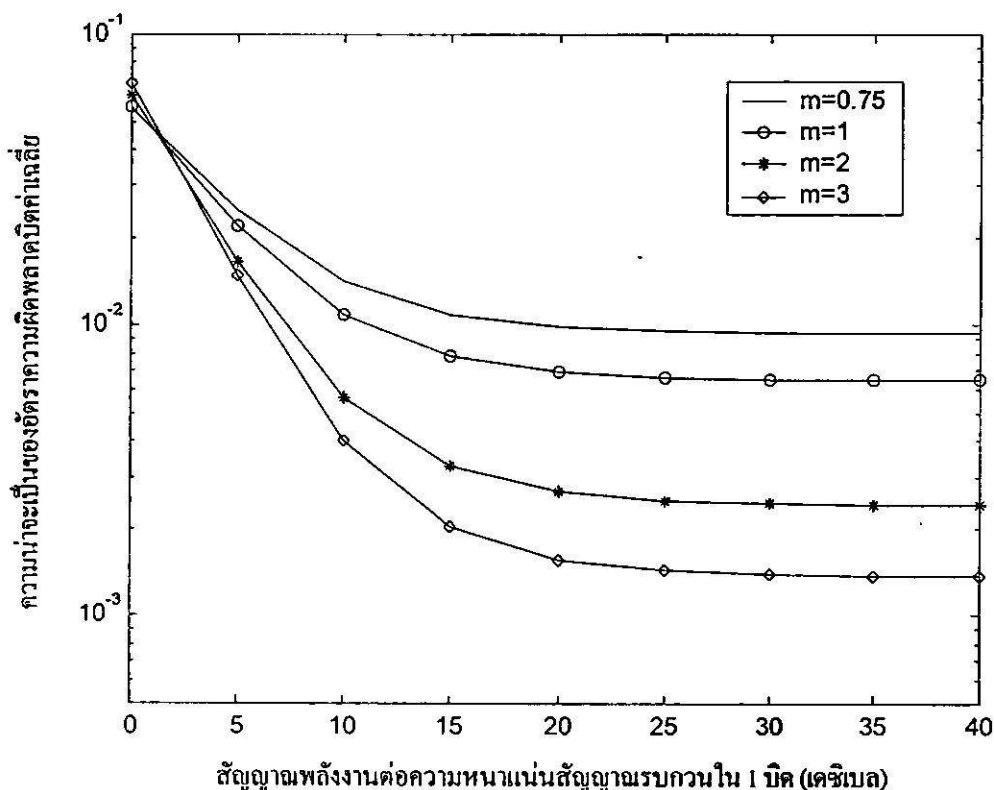
5.6 ผลของการใช้อัตราการเข้ารหัส (code rate) ที่อัตราต่างๆ

5.7 ผลของการใช้ความยาวคอนสเตรินท์ (constraint length) ในระบบการเข้ารหัสแบบประสาน

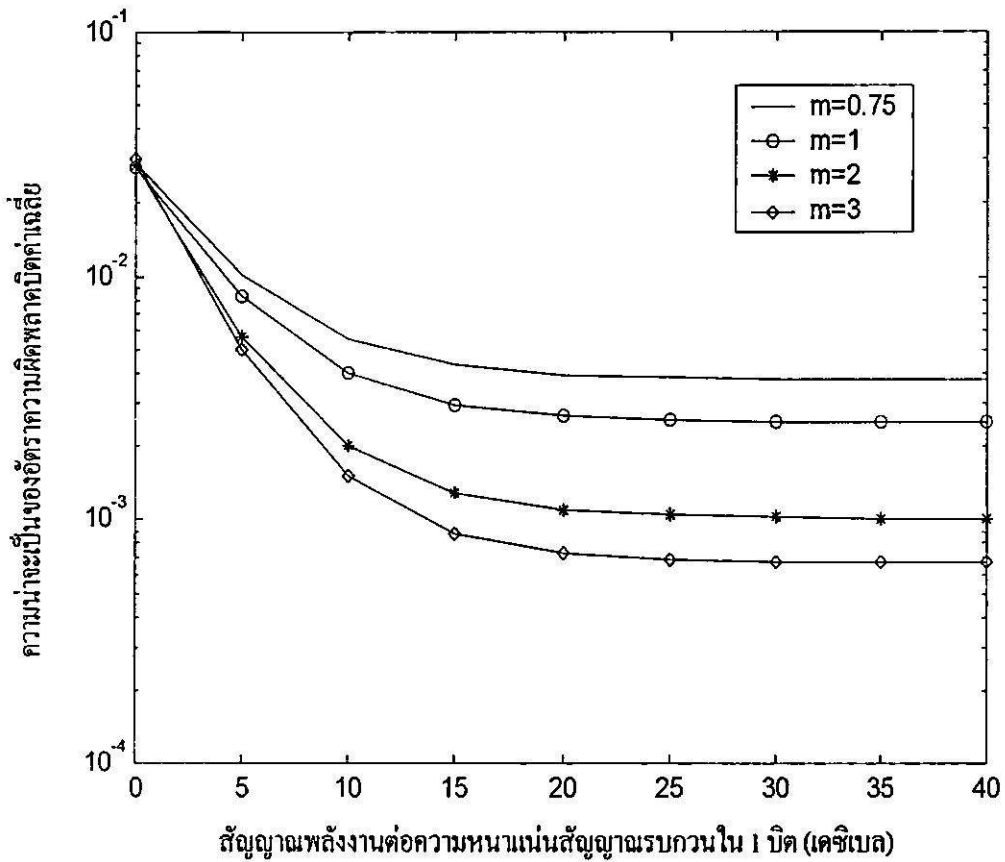
5.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m)

5.1.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส

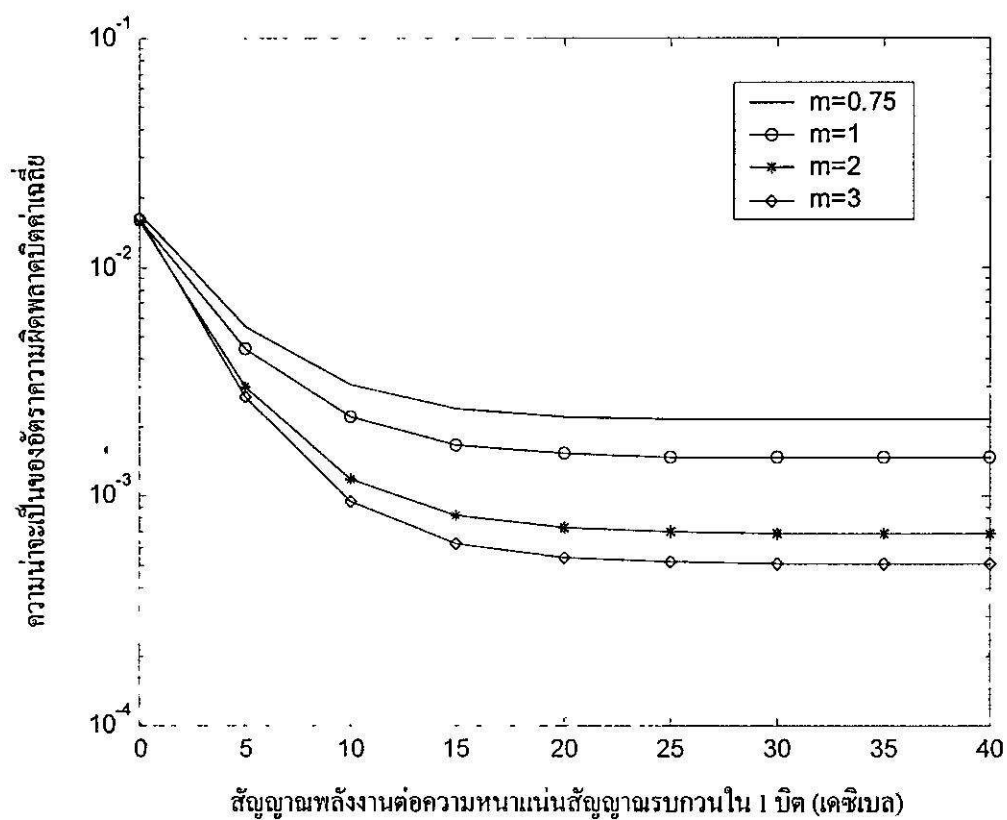
รูปที่ 5.1-5.3 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม อัตราการขยายประมวลผล 127 จำนวนผู้ใช้งาน 25 จำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด เท่ากับ 2, 4 และ 6 สาขา อัตราการลดทอนของสัญญาณเป็น 0 ผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขแสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตมีค่าเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 5.1 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $\delta = 0$, $L = 2$ และตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.75, 1, 2 และ 3



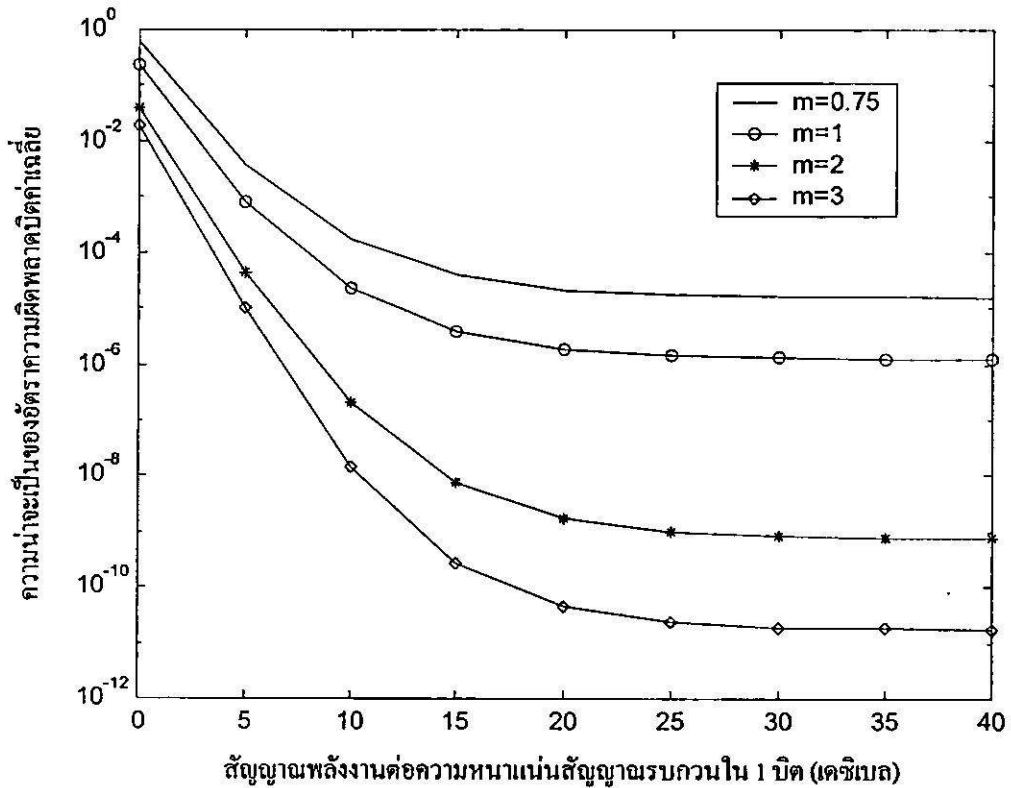
รูปที่ 5.2 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสโดยมีตัวแปรเสริม $N=127$, $K=25$, $\delta=0$, $L=4$ และตัวแปรเสริมเฟดคิง Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.75, 1, 2 และ 3



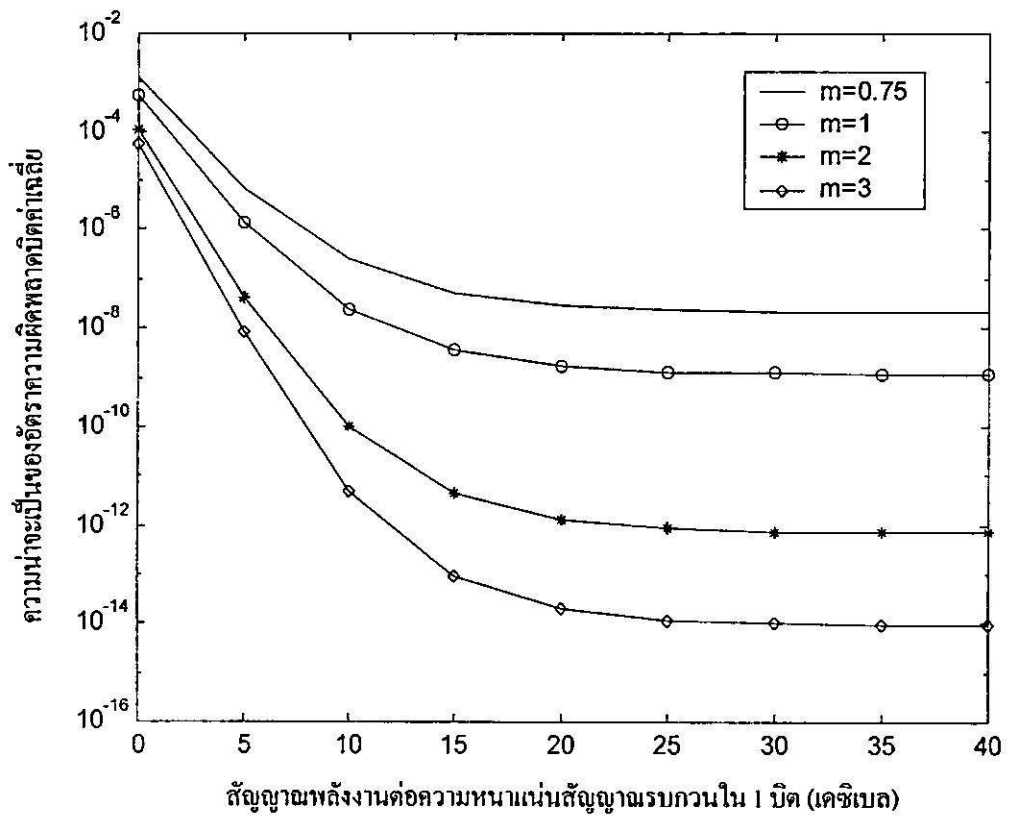
รูปที่ 5.3 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสโดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $\delta = 0$, $L = 6$ และตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.75, 1, 2 และ 3

5.1.2 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ของระบบที่เข้ารหัส

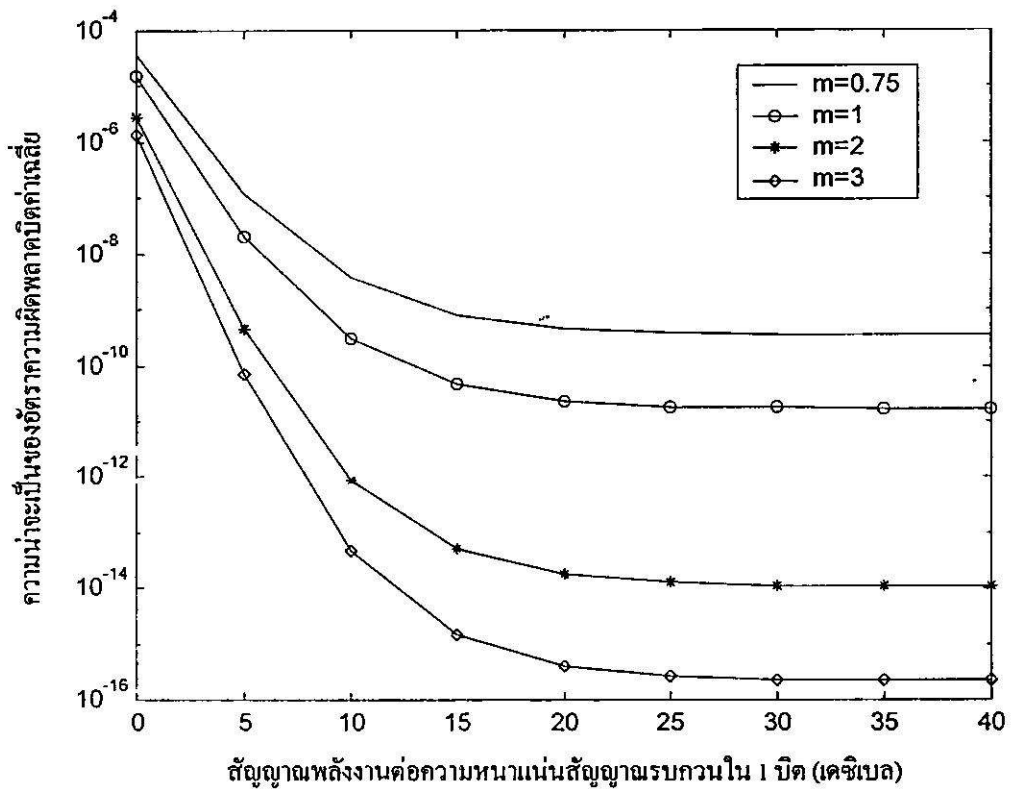
รูปที่ 5.4-5.6 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่เข้ารหัส โดยระบบที่ทำการเข้ารหัสนั้นมีอัตราการเข้ารหัส (code rate) เท่ากับ $1/2$ ความยาวคอนสเตรนซ์เท่ากับ 3 ตัวแปรเสริม อัตราการขยายประมวลผล 127 จำนวนผู้ใช้งาน 25 จำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรดเท่ากับ 2, 4 และ 6 สาขา อัตราการลดทอนของสัญญาณมีค่าเท่ากับ 0 ผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขแสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตมีค่าเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 5.4 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัสโดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $\sigma = 0$, $L = 2$ และตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.75, 1, 2 และ 3



รูปที่ 5.5 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัสโดย มีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $\delta = 0$, $L = 4$ และตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.75, 1, 2 และ 3

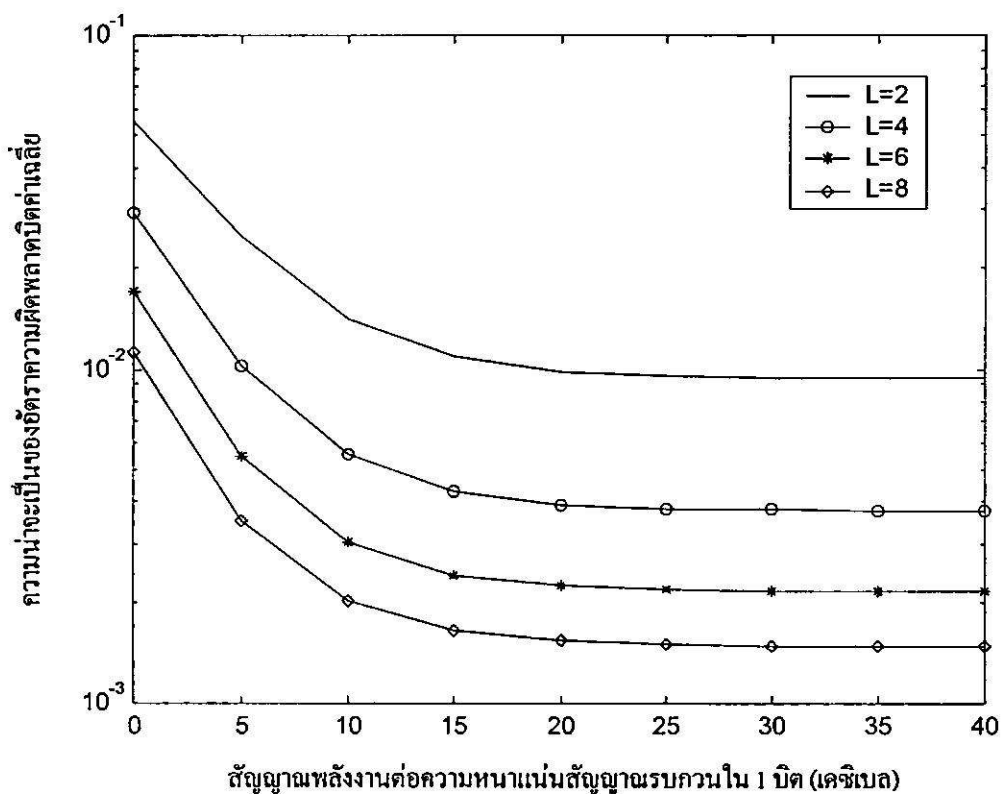


รูปที่ 5.6 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัสโดย มีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $\delta = 0$, $L = 6$ และตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.75, 1, 2 และ 3

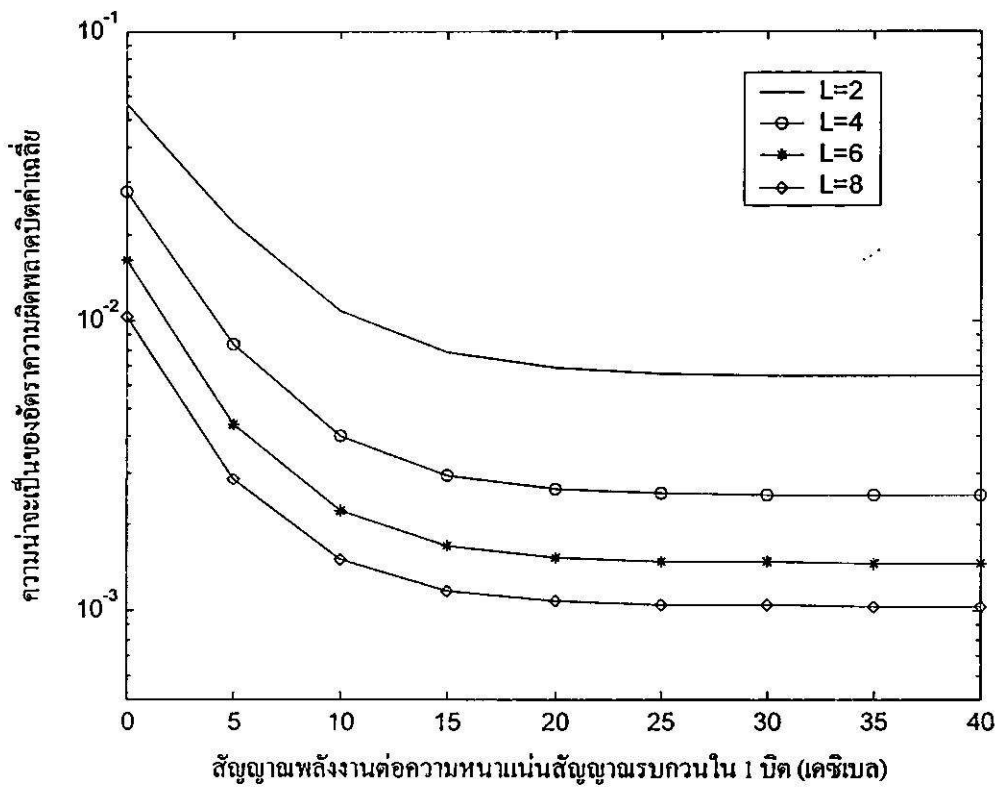
5.2 ผลของการเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L)

5.2.1 ผลของการเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส

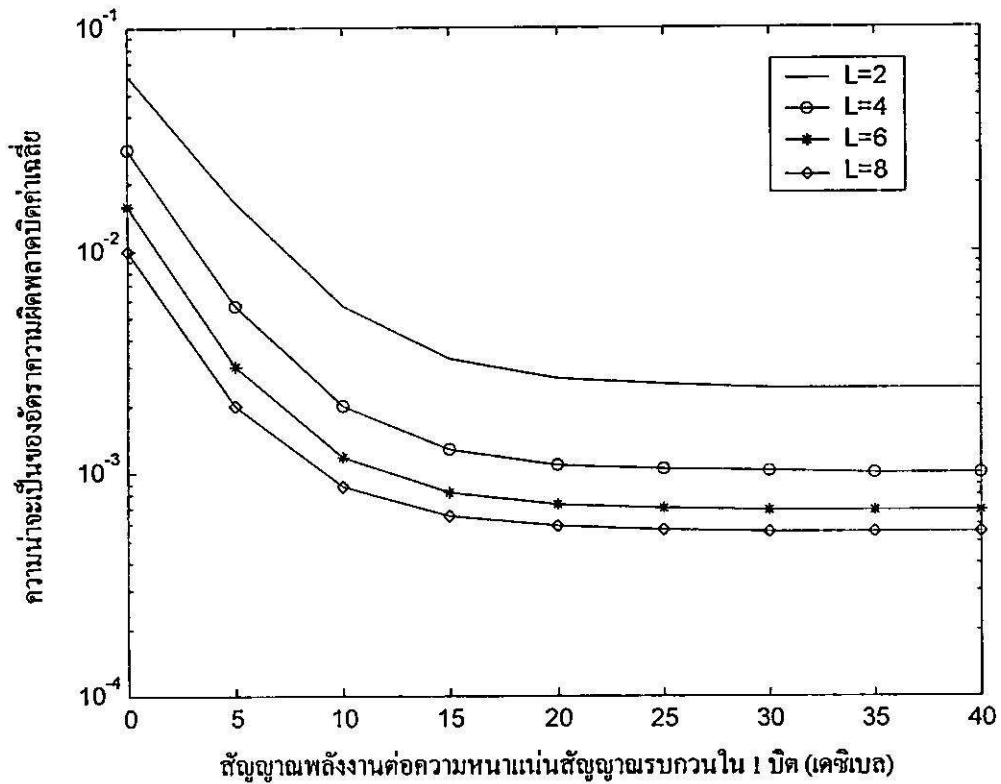
รูปที่ 5.7-5.9 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่ไม่เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม อัตราการขยายประมวลผล 127 จำนวนผู้ใช้งาน 25 ตัวแปรเสริมเฟคคิงแบบ Nakagami มีค่าเท่ากับ 0.75, 1 และ 2 อัตราการลดทอนของสัญญาณเป็น 0 ผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขแสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรดทำให้อัตราความผิดพลาดบิตมีค่าเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 5.7 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $\delta = 0$, $m = 0.75$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 4, 6, และ 8



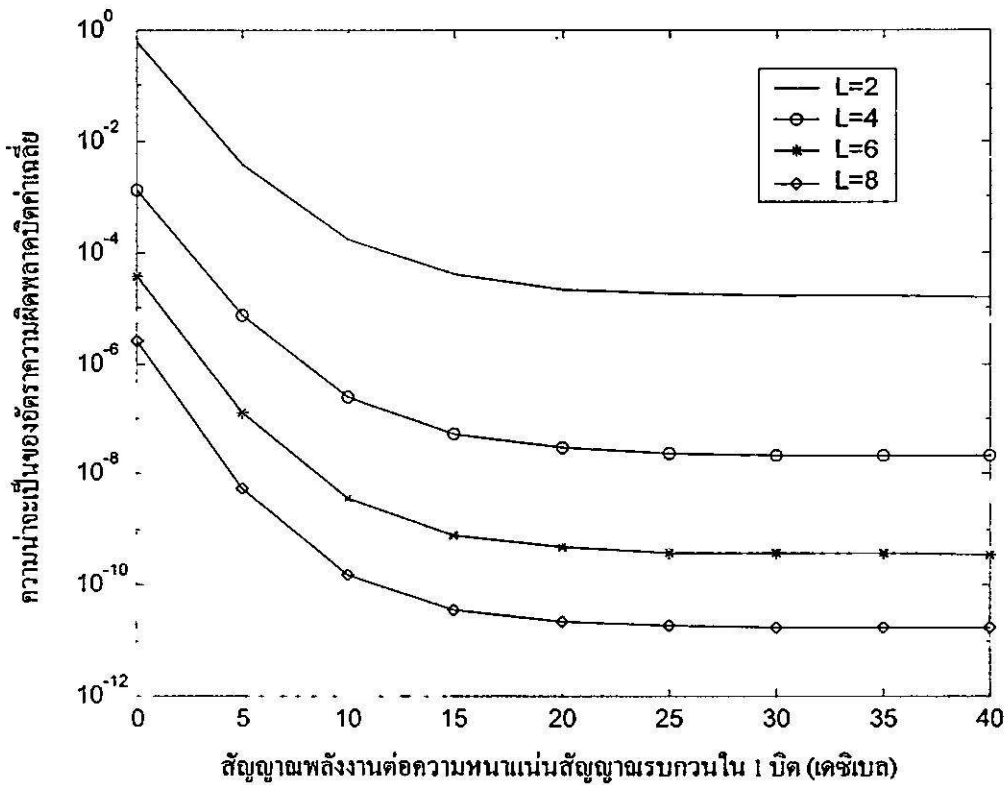
รูปที่ 5.8 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $\delta = 0$, $m = 1$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 4, 6, และ 8



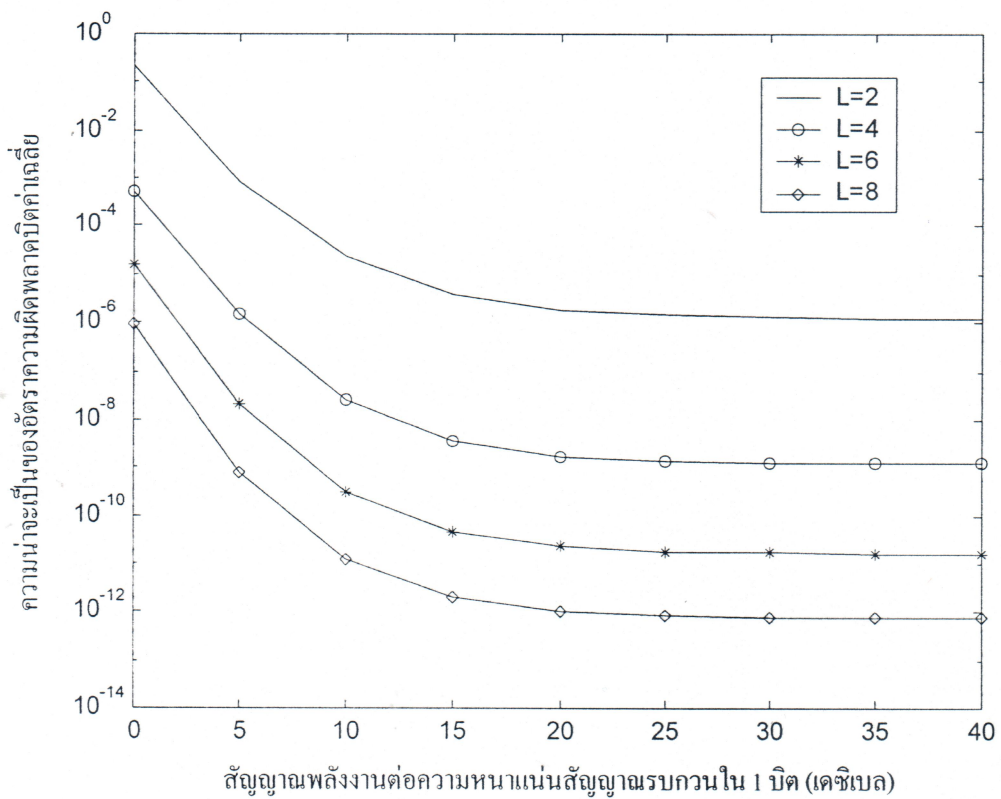
รูปที่ 5.9 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสโดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $\delta = 0$, $m = 2$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 4, 6, และ 8

5.2.2 ผลของการเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค (L) ของระบบที่เข้ารหัส

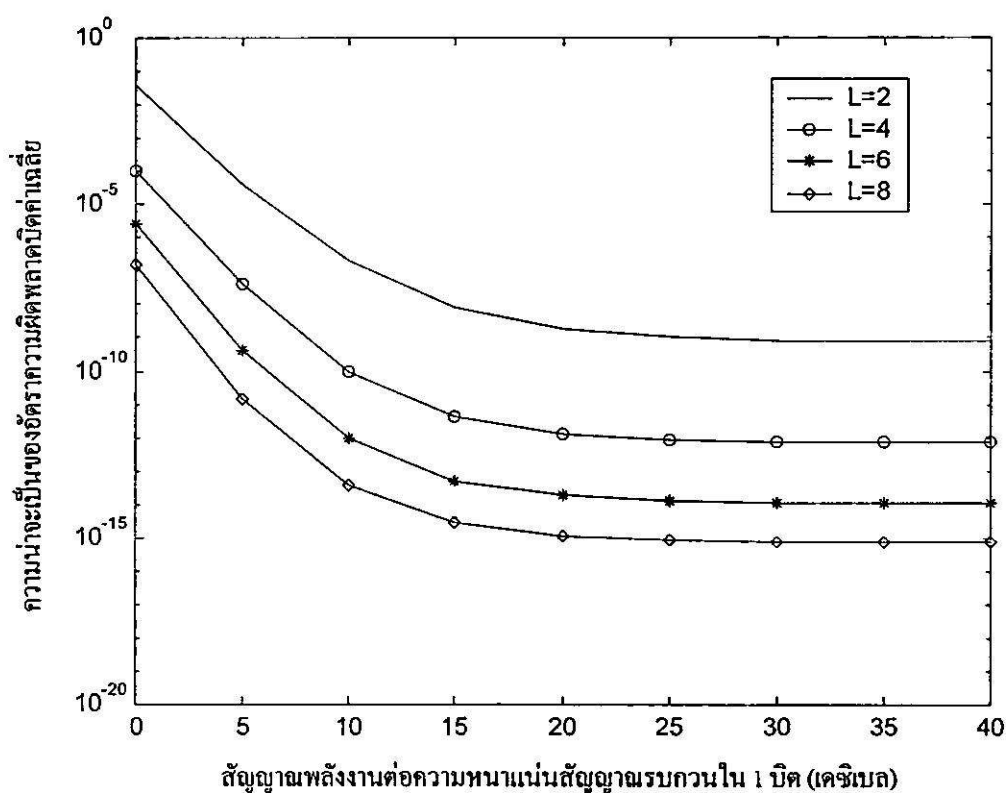
รูปที่ 5.10-5.12 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่เข้ารหัส โดยระบบที่ทำการเข้ารหัส นั้นมีอัตราการเข้ารหัส (code rate) เท่ากับ $1/2$ และความยาวคอนสเตรนซ์เท่ากับ 3 และตัวแปร เสริม อัตราการขยายประมวลผล 127 จำนวนผู้ใช้งาน 25 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami มีค่า เท่ากับ 0.75, 1 และ 2 อัตราการลดทอนของสัญญาณเป็น 0 ผลการวิเคราะห์จึงตัวเลขแสดงให้เห็น ว่าการเปลี่ยนแปลงจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรคทำให้อัตราความผิดพลาดบิตมีค่าเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 5.10 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัสโดย มีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $\delta = 0$, $m = 0.75$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบ เรค (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 4, 6, และ 8



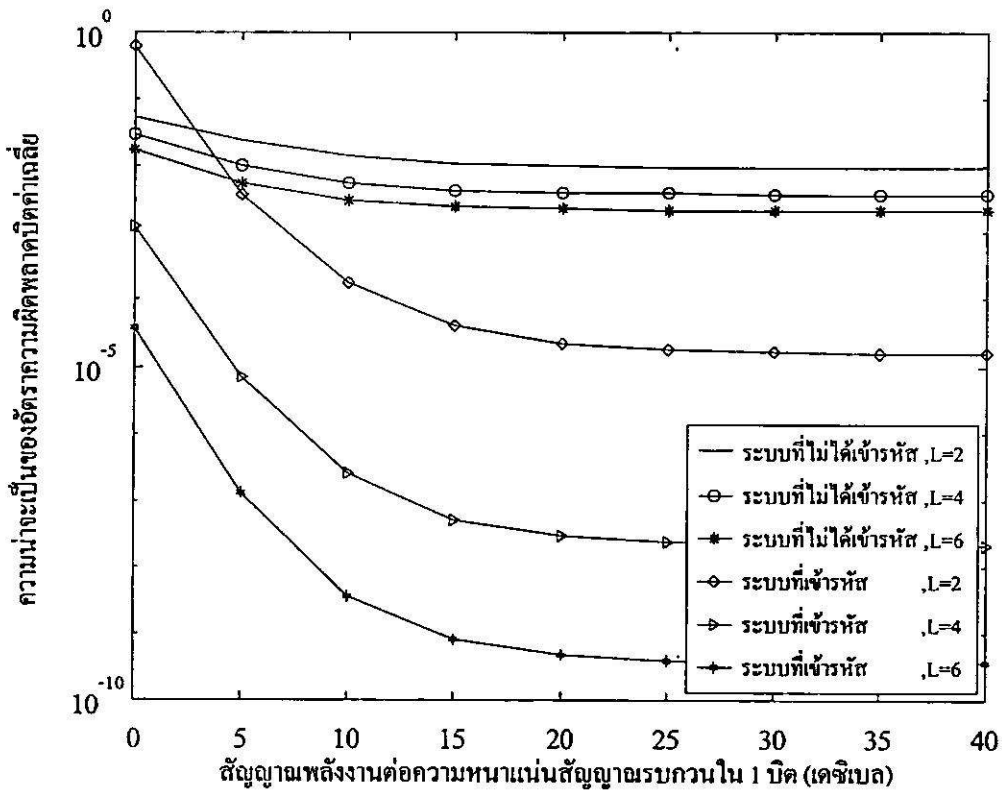
รูปที่ 5.11 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัสโดย มีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $\delta = 0$, $m = 1$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 4, 6, และ 8



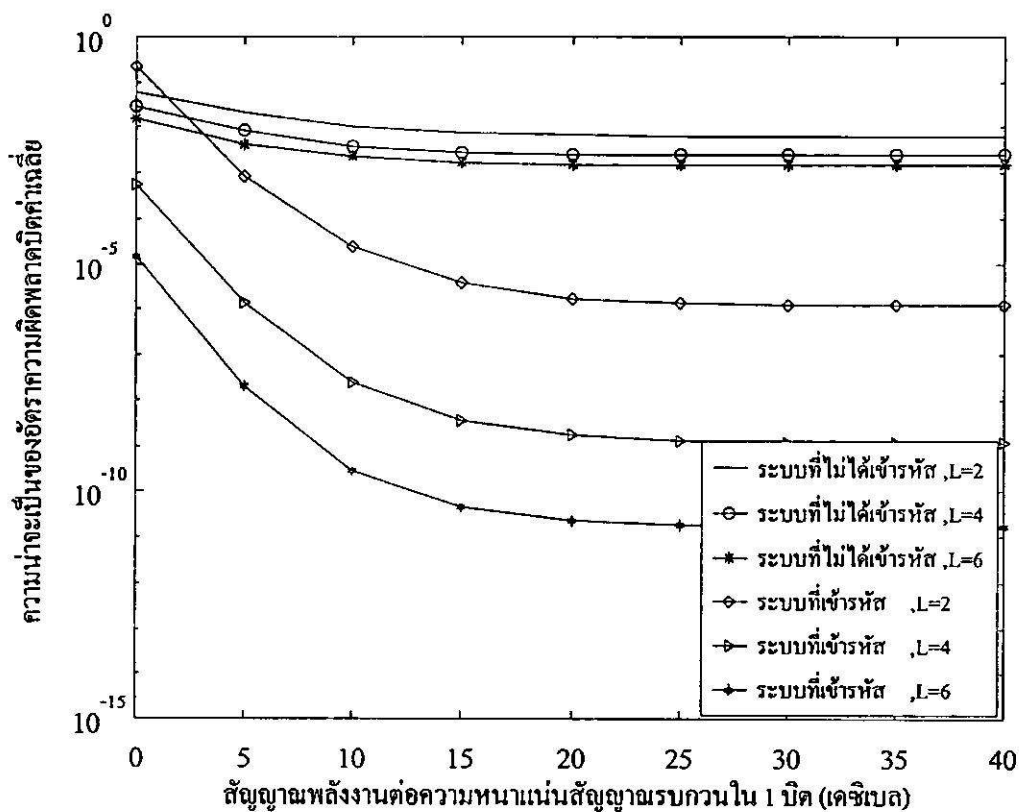
รูปที่ 5.12 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัสโดย มีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $\delta = 0$, $m = 2$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 4, 6, และ 8

5.3 ผลการเปรียบเทียบระหว่างระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสกับระบบที่ได้เข้ารหัส

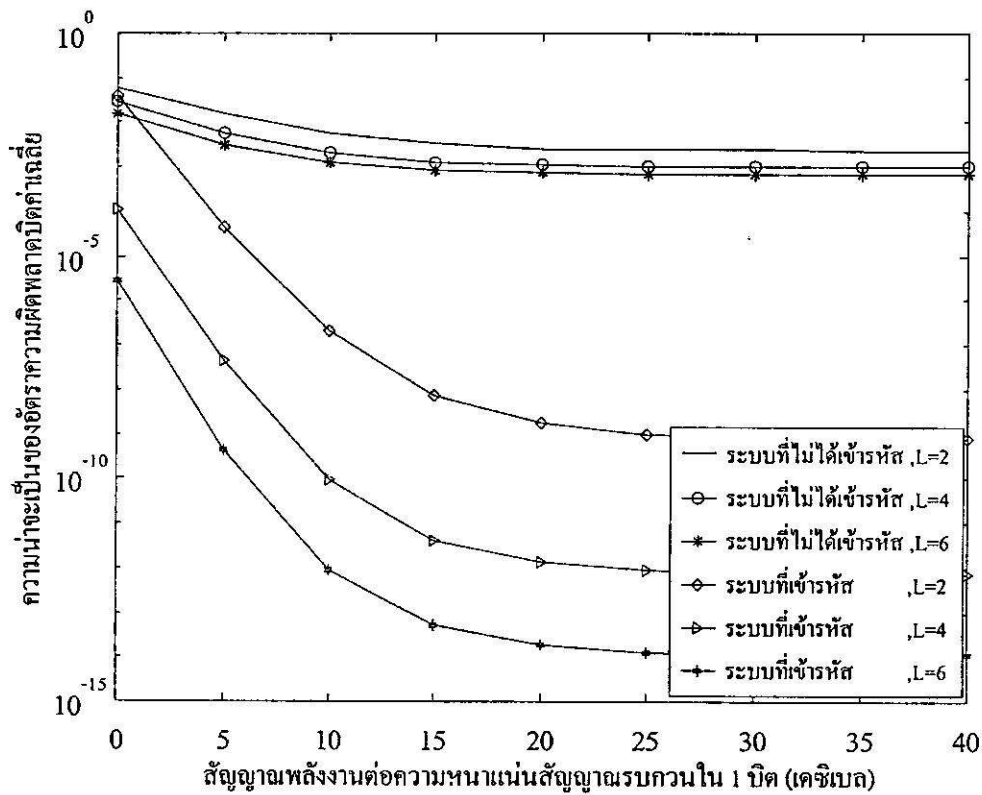
รูปที่ 5.13-5.15 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิต โดยการเปรียบเทียบระหว่างระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสกับระบบเข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม อัตราการขยายประมวลผล 127 จำนวนผู้ใช้งาน 25 ตัวแปรเสริมเฟคคิงแบบ Nakagami มีค่าเท่ากับ 0.75, 1 และ 2 อัตราการลดทอนของสัญญาณเป็น 0 และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรคมี่ค่าเท่ากับ 2, 4 และ 6 โดยระบบที่ทำการเข้ารหัสนั้นมีอัตราการเข้ารหัส (code rate) เท่ากับ $1/2$ และความยาวคอนสเตรนซ์เท่ากับ 3 ผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของระบบที่ดีขึ้นเมื่อมีการเข้ารหัส



รูปที่ 5.13 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสเปรียบเทียบกับระบบที่เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $\delta = 0$, $m = 0.75$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 4, และ 6



รูปที่ 5.14 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสเปรียบเทียบกับระบบที่เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $\delta = 0$, $m = 1$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรก (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 4, และ 6

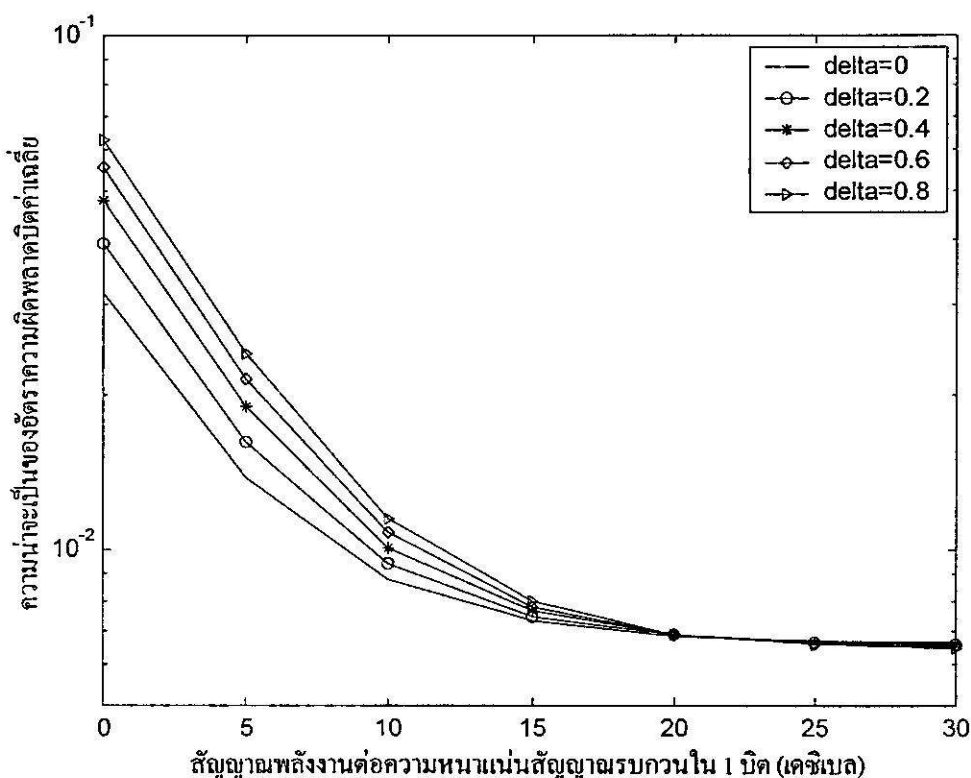


รูปที่ 5.15 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสเปรียบเทียบกับระบบที่เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $\delta = 0$, $m = 2$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 4, และ 6

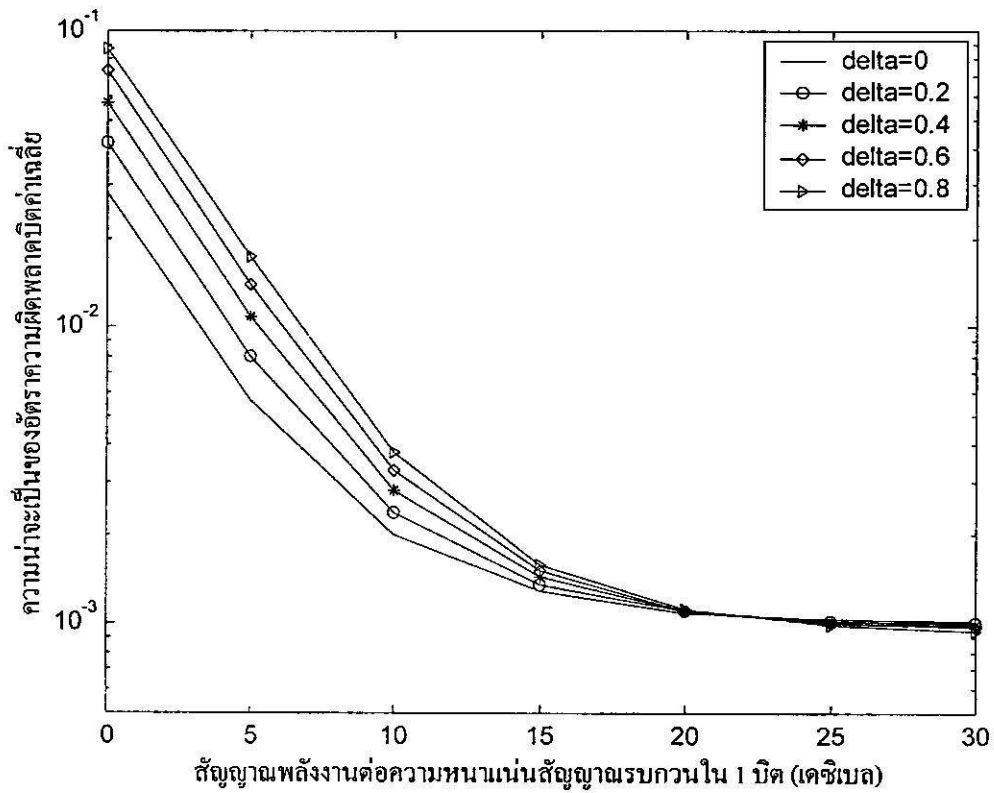
5.4 ผลของค่าอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ (δ)

5.4.1 ผลของค่าอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ (δ) ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส

รูปที่ 5.16-5.17 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่ไม่เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม อัตราการขยายประมวลผล 127 จำนวนผู้ใช้งาน 25 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami มีค่าเท่ากับ 0.5 และ 2 จำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรคมมีค่าเท่ากับ 4 ผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขแสดงให้เห็นว่าอัตราการลดทอนของสัญญาณมีผลต่ออัตราความผิดพลาดบิต



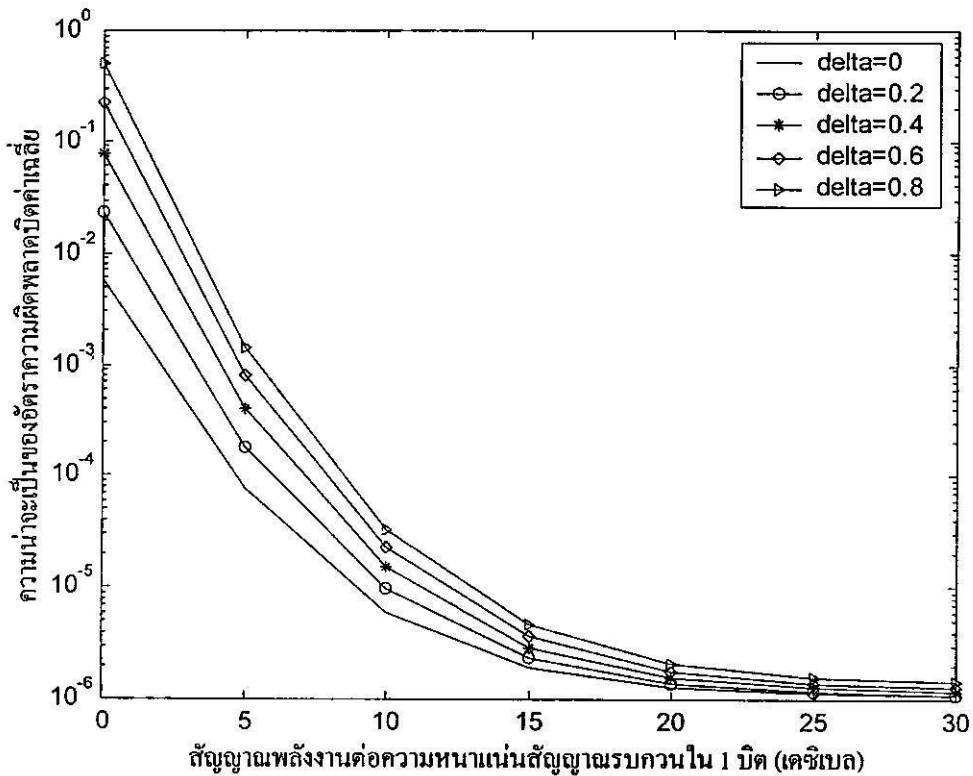
รูปที่ 5.16 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $m = 0.5$, $L = 4$ และอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ (δ) ที่ค่าต่างๆ คือ 0, 0.2, 0.4, 0.6 และ 0.8



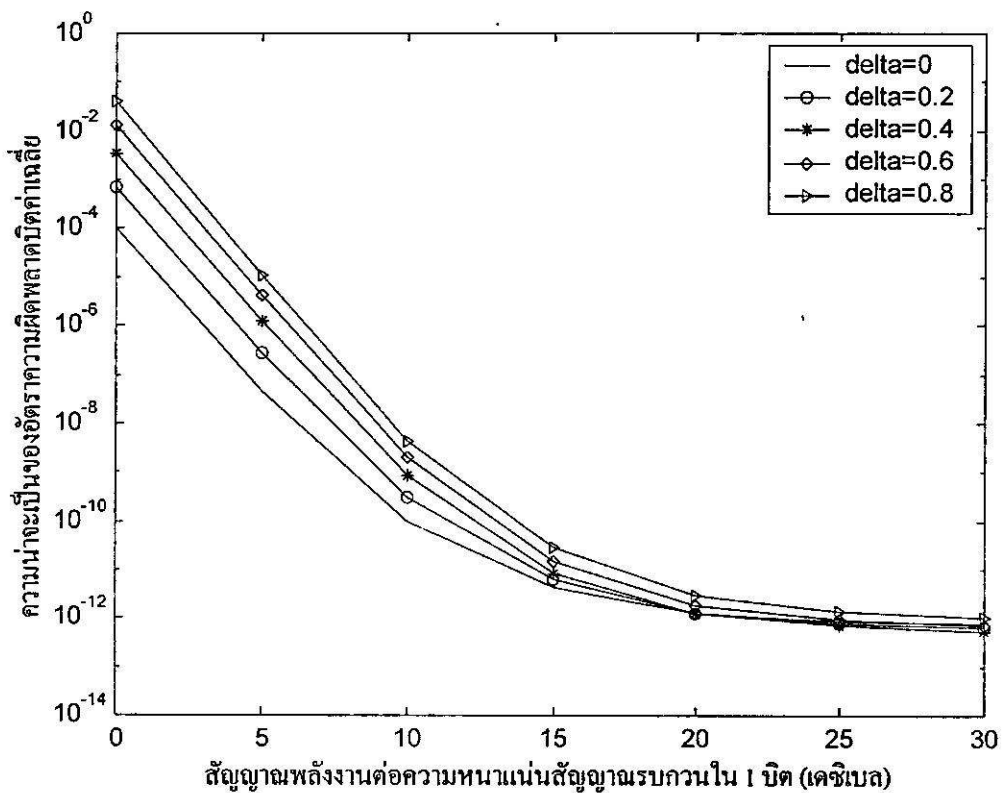
รูปที่ 5.17 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $m = 2$, $L = 4$ และอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ (δ) ที่ค่าต่างๆ คือ 0, 0.2, 0.4, 0.6 และ 0.8

5.4.2 ผลของค่าอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ (δ) ของระบบที่เข้ารหัส

รูปที่ 5.18-5.19 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่เข้ารหัส โดยมีอัตราการเข้ารหัส (code rate) เท่ากับ $1/2$ และความยาวคอนสแตนต์เท่ากับ 3 โดยมีตัวแปรเสริม อัตราการขยายประมวลผล 127 จำนวนผู้ใช้งาน 25 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami มีค่าเท่ากับ 0.5 และ 2 จำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรคมี่ค่าเท่ากับ 4 ผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขแสดงให้เห็นว่าอัตราการลดทอนของสัญญาณมีผลต่ออัตราความผิดพลาดบิต



รูปที่ 5.18 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $m = 0.5$, $L = 4$ และอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ (δ) ที่ค่าต่างๆ คือ 0, 0.2, 0.4, 0.6 และ 0.8

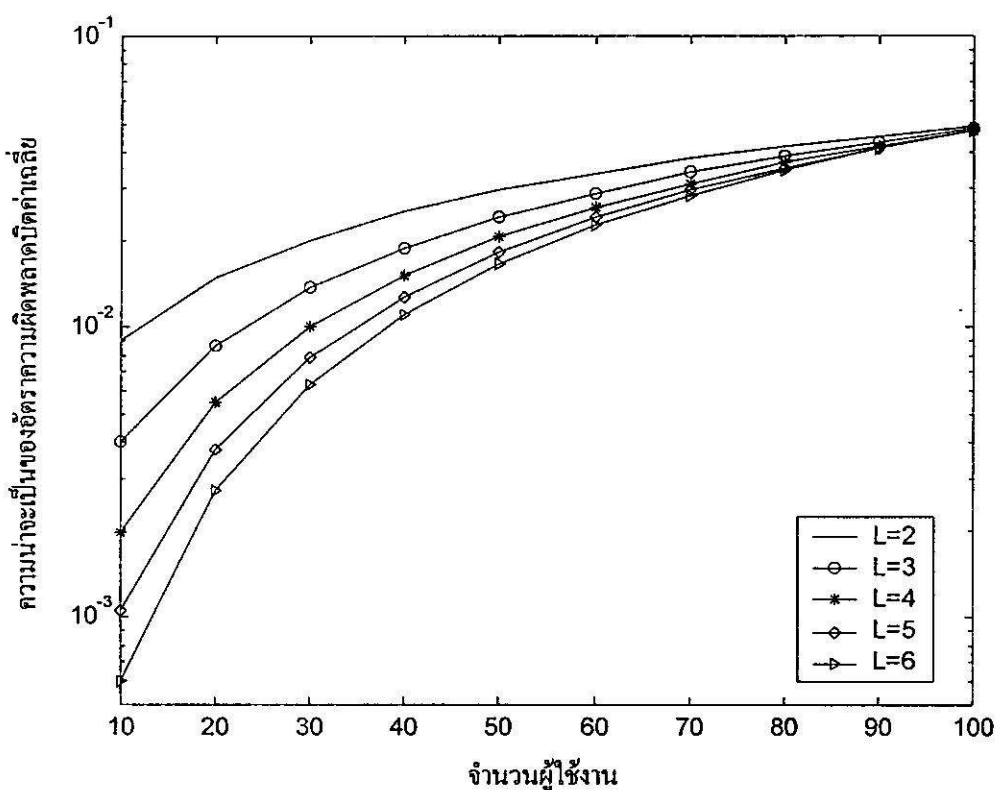


รูปที่ 5.19 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $m = 2$, $L = 4$ และอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ (δ) ที่ค่าต่างๆ คือ 0, 0.2, 0.4, 0.6 และ 0.8

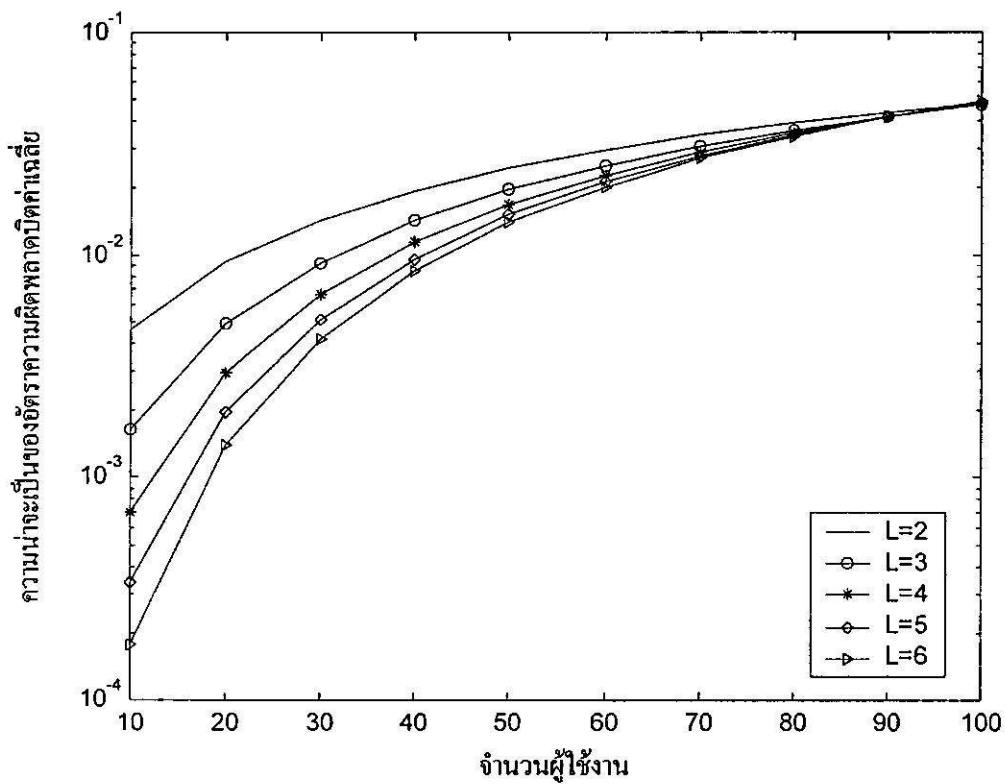
5.5 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ

5.5.1 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ (K) ของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส

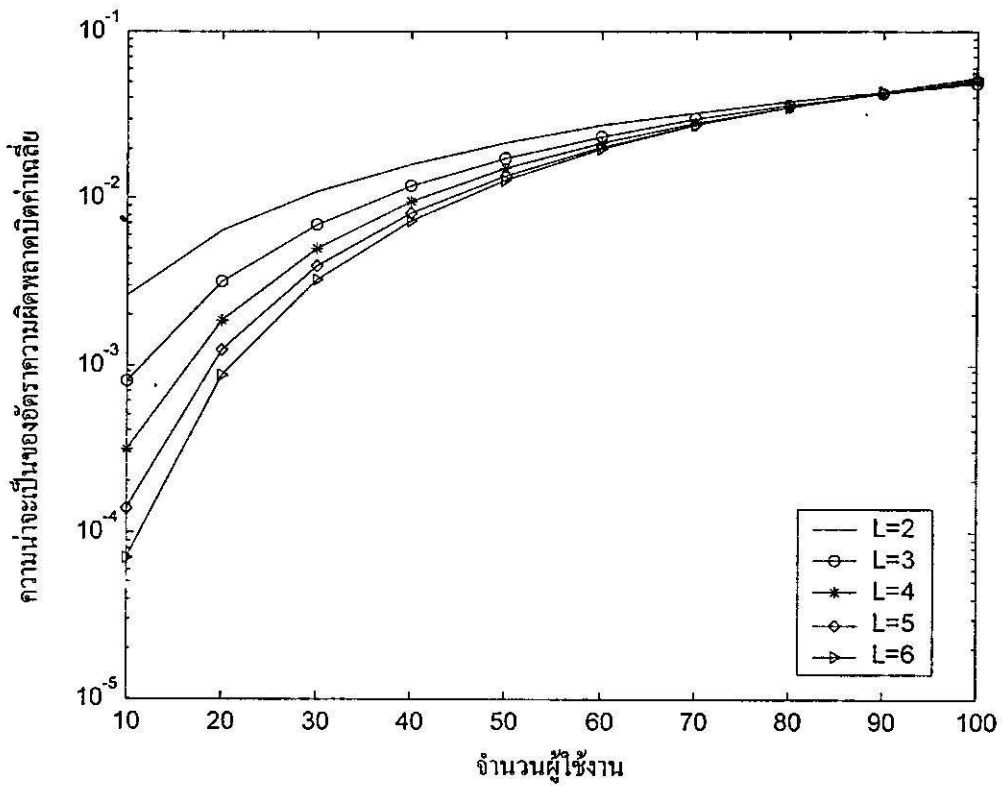
รูปที่ 5.20-5.22 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม อัตราการขยายประมวลผล 127 สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตเท่ากับ 20 ตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบ Nakagami มีค่าเท่ากับ 0.5, 0.75 และ 1 อัตราการลดทอนของสัญญาณเป็น 0 จำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรกมีค่าเท่ากับ 2, 3, 4, 5 และ 6 ผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขแสดงให้เห็นว่าจำนวนผู้ใช้งานมีผลต่ออัตราความผิดพลาดบิต



รูปที่ 5.20 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับจำนวนผู้ใช้งานของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $E_b = 20$, $\delta = 0$, $m = 0.5$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรก (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5 และ 6



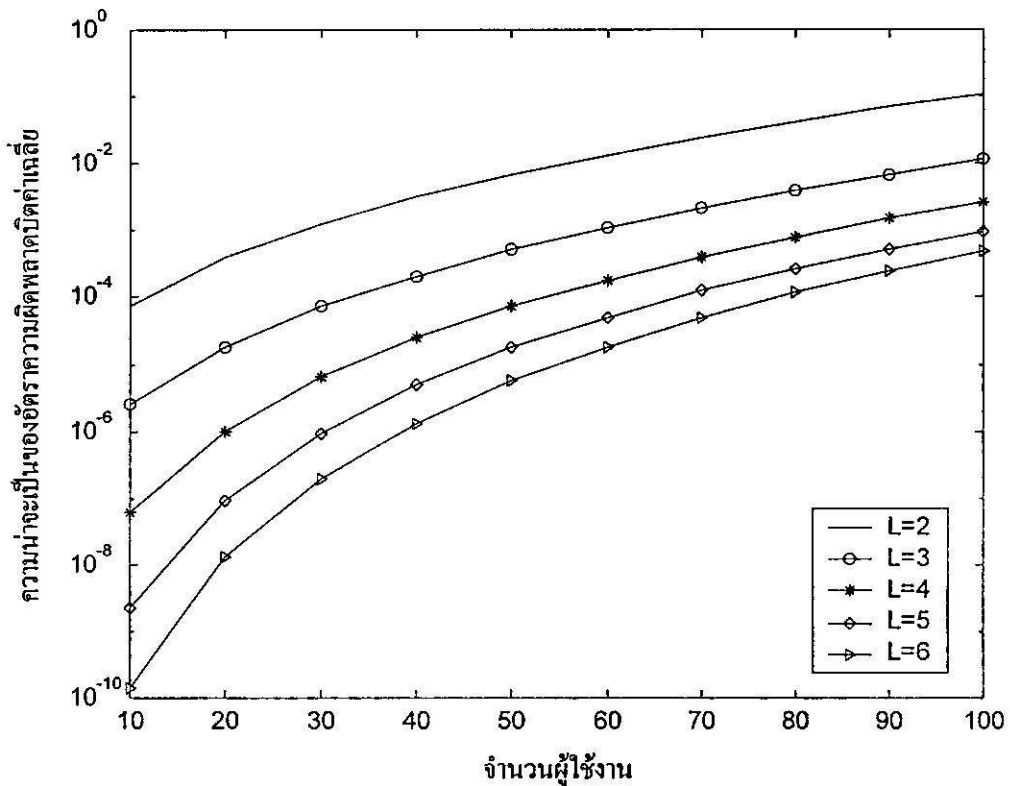
รูปที่ 5.21 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับจำนวนผู้ใช้งานของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $E_b = 20$, $\delta = 0$, $m = 0.75$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5 และ 6



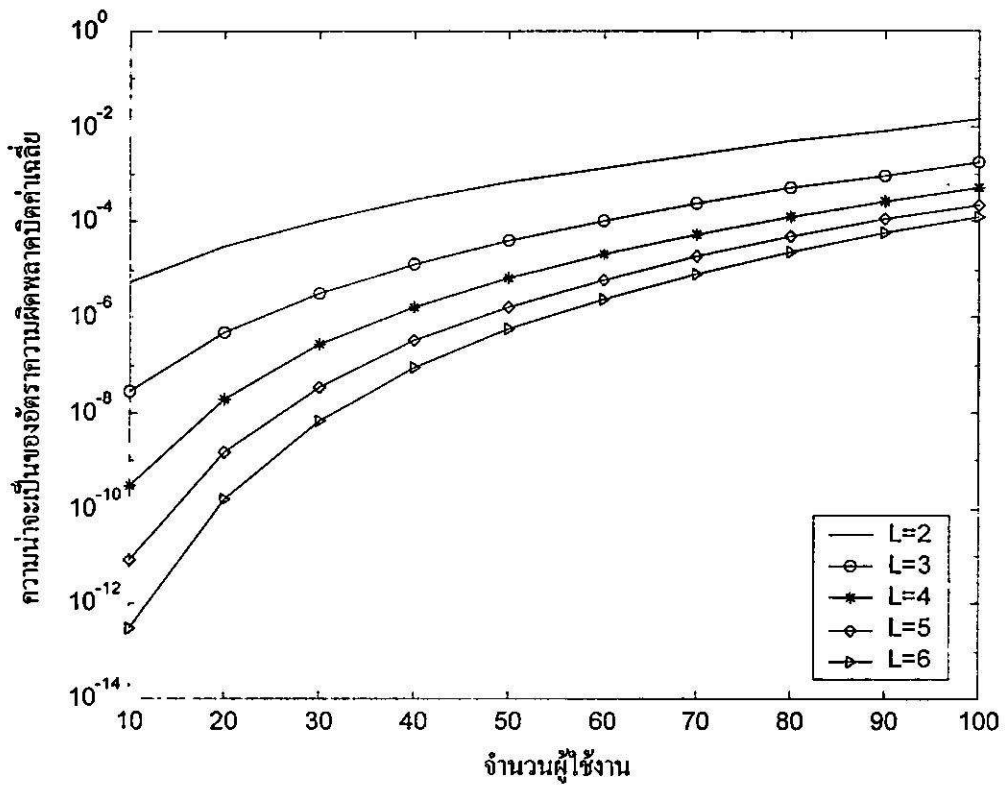
รูปที่ 5.22 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับจำนวนผู้ใช้งานของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสโดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $E_b = 20$, $\delta = 0$, $m = 1$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5 และ 6

5.5.2 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ (K) ของระบบที่เข้ารหัส

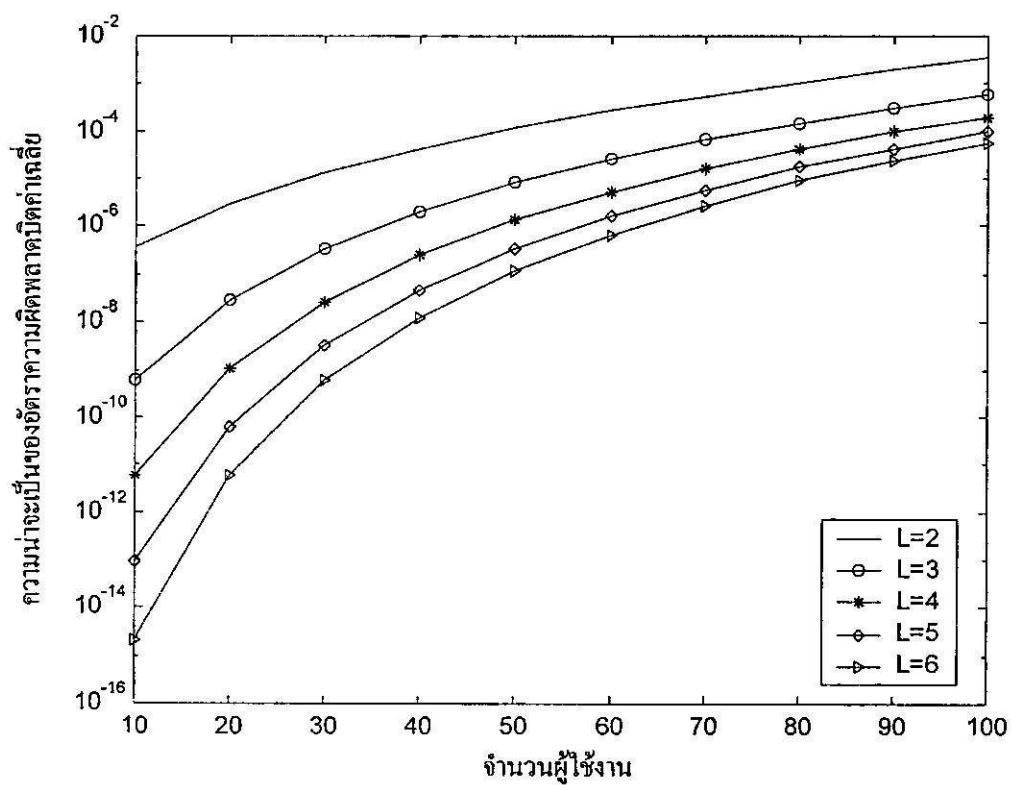
รูปที่ 5.23-5.25 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่เข้ารหัส โดยมีอัตราการเข้ารหัส (code rate) เท่ากับ $1/2$ และความยาวคอนสเตรนต์เท่ากับ 3 และตัวแปรเสริม อัตราการขยายประมวลผล 127 สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตเท่ากับ 20 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami มีค่าเท่ากับ 0.5, 0.75 และ 1 อัตราการลดทอนของสัญญาณเป็น 0 จำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรคมีค่าเท่ากับ 2, 3, 4, 5 และ 6 ผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขแสดงให้เห็นว่าจำนวนผู้ใช้งานมีผลต่ออัตราความผิดพลาดบิต



รูปที่ 5.23 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งานของระบบที่เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $E_b = 20$, $\delta = 0$, $m = 0.5$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5 และ 6



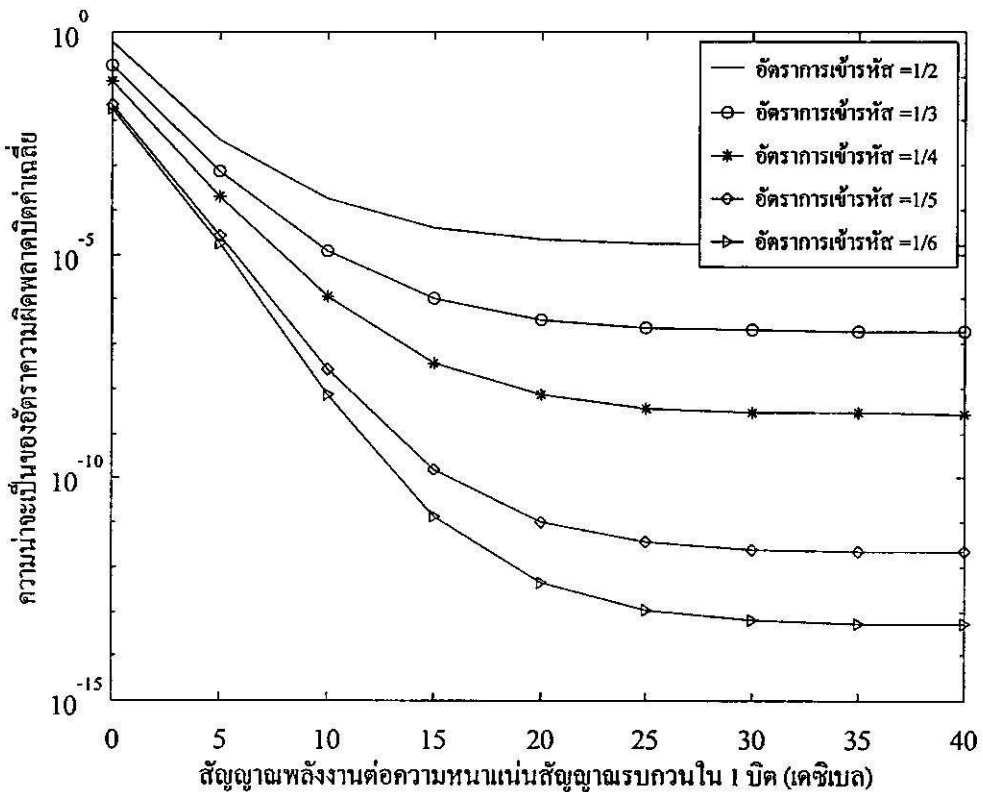
รูปที่ 5.24 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับจำนวนผู้ใช้งานของระบบที่เข้ารหัสโดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $E_b = 20$, $\delta = 0$, $m = 0.75$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5 และ 6



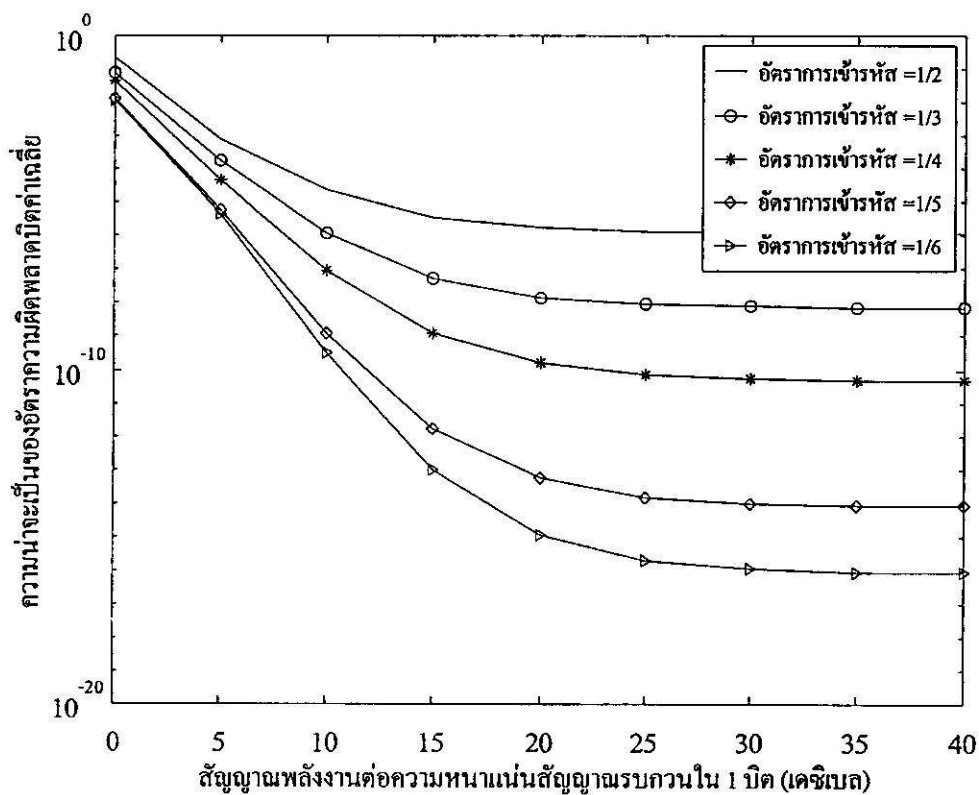
รูปที่ 5.25 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับจำนวนผู้ใช้งานของระบบที่เข้ารหัสโดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $Eb = 20$, $\delta = 0$, $m = 1$ และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5 และ 6

5.6 ผลของการใช้อัตราการเข้ารหัส (code rate) ที่อัตราต่างๆ

รูปที่ 5.26-5.27 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบเข้ารหัส โดยระบบที่ทำการเข้ารหัส นั้นมีความยาวคอนสเตรนต์เท่ากับ 3 โดยมีตัวแปรเสริม อัตราการขยายประมวลผล 127 จำนวนผู้ใช้งาน 25 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami มีค่าเท่ากับ 0.75 และ 1 อัตราการลดทอนของ สัญญาณเป็น 0 และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรคมี่ค่าเท่ากับ 2 ผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขแสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงอัตราการเข้ารหัสมีผลต่ออัตราความผิดพลาดบิต



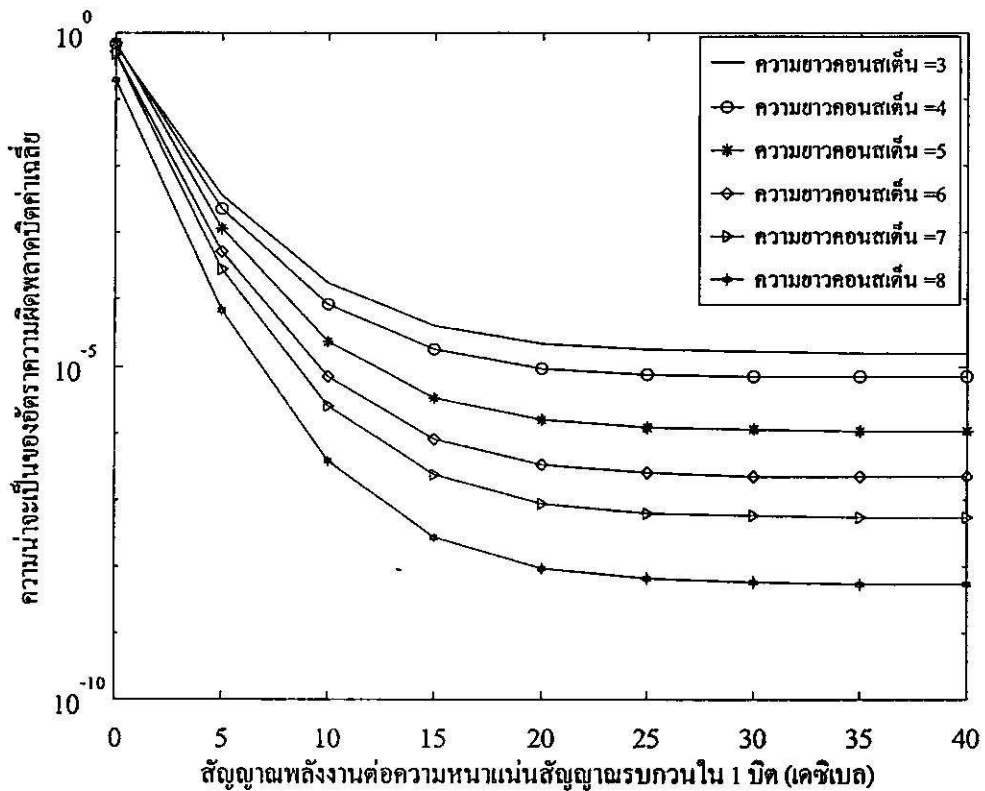
รูปที่ 5.26 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $m = 0.75$, $L = 2$, $\delta = 0$ และอัตราการเข้ารหัสที่ค่าต่างๆ คือ 1/2, 1/3, 1/4, 1/5 และ 1/6



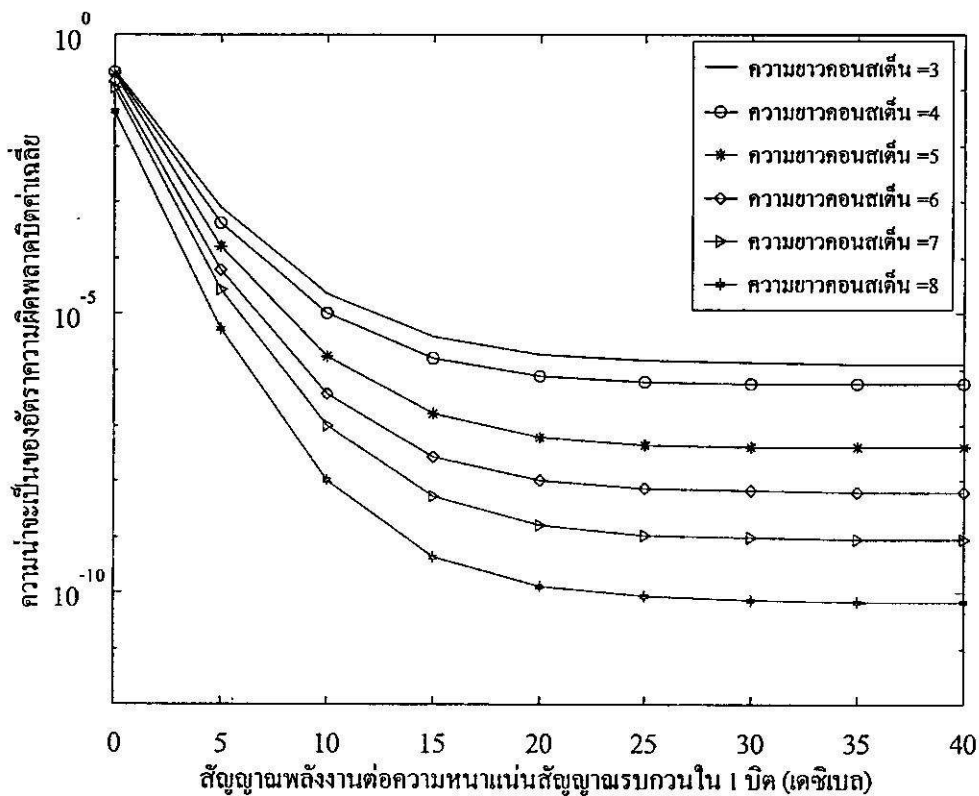
รูปที่ 5.27 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $m = 1$, $L = 2$, $\delta = 0$ และอัตราการเข้ารหัสที่ค่าต่างๆ คือ $1/2$, $1/3$, $1/4$, $1/5$ และ $1/6$

5.7 ผลของการใช้ความยาวคอนสเตรินท์ (constraint length) ในระบบการเข้ารหัสแบบประสาน

รูปที่ 5.28-5.29 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบเข้ารหัส โดยระบบที่ทำการเข้ารหัสนั้นมีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ $1/2$ โดยมีตัวแปรเสริม อัตราการขยายประมวลผล 127 จำนวนผู้ใช้งาน 25 ตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบ Nakagami มีค่าเท่ากับ 0.75 และ 1 อัตราการลดทอนของสัญญาณเป็น 0 และจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรซีมีค่าเท่ากับ 2 ผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขแสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงความยาวคอนสเตรินท์ที่มีผลต่ออัตราความผิดพลาดบิต



รูปที่ 5.28 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N=127$, $K=25$, $m=0.75$, $L=2$, $\delta=0$ และความยาวคอนสเตรินท์ที่ค่าต่างๆ คือ 3, 4, 5, 6, 7 และ 8



รูปที่ 5.29 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ของระบบที่เข้ารหัส โดยมีตัวแปรเสริม $N = 127$, $K = 25$, $m = 1$, $L = 2$, $\delta = 0$ ความยาวคอนสแตนต์ที่ค่าต่างๆ คือ 3, 4, 5, 6, 7 และ 8

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัย

ระบบการเข้าถึงหลายทางแบบการแบ่งรหัส (CDMA) เป็นระบบที่มีคุณสมบัติสามารถแยกสัญญาณรบกวนออกไปได้ และป้องกันการดักฟัง ทำให้ข้อมูลมีความปลอดภัย ซึ่งระบบดังกล่าวมีอยู่หลายรูปแบบ แต่ที่เป็นที่นิยมและวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้ทำการศึกษาได้แก่ วิธีจัดลำดับโดยตรง หรือ Direct Sequence CDMA (DS-SS) โดยระบบที่ทำการศึกษานี้จะประกอบด้วย เครื่องส่งช่องสัญญาณ และเครื่องรับ โดยเครื่องส่งจะประกอบด้วยลำดับข้อมูล และทำการคูณด้วยลำดับรหัสแบบสุ่มเทียม ซึ่งมีรูปแบบเป็นเลขฐานสอง สัญญาณที่ได้จะนำไปมอดูเลตเพื่อส่งข้อมูลให้ได้ระยะทางที่ไกลขึ้น และมีความปลอดภัยจากสัญญาณรบกวนต่างๆ ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้รูปแบบการมอดูเลตเชิงเลขฐานสอง จากนั้นสัญญาณจะส่งผ่านช่องสัญญาณซึ่งก็คืออากาศ เนื่องจากการสื่อสารจะมีสัญญาณรบกวน ซึ่งกำหนดให้เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก และจากลักษณะของช่องสัญญาณทำให้สัญญาณเกิดการเฟดหลายวิธี เป็นผลให้ขนาดและเฟสของสัญญาณมีการผันแปรไป โดยในวิทยานิพนธ์นี้ใช้แบบจำลองช่องสัญญาณ Nakagami เนื่องจากเป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลอง สอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในเมือง ชนบท และเมืองใหญ่ เป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับการแจกแจงของแอมพลิจูด ซึ่งสามารถอธิบายการเฟดแบบอื่นๆ ได้ด้วยค่าการเปลี่ยนตัวแปรเสริมเฟดคิง (m) เช่น กรณีที่ตัวแปรเสริมเฟดคิงมีค่าเท่ากับ 0.5 คือการแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว กรณีที่ตัวแปรเสริมเฟดคิงมีค่าเท่ากับ 1 คือการแจกแจงแบบ Rayleigh และกรณีที่ตัวแปรเสริมเฟดคิงมีค่าเข้าใกล้อนันต์คือ สภาวะที่ไม่มีกรลดทอนของสัญญาณ จากนั้นสัญญาณจะถูกส่งไปยังเครื่องรับโดยในวิทยานิพนธ์นี้ใช้เครื่องรับแบบเรค ซึ่งใช้การรวมแบบการรวมอัตราส่วนสูงสุด (MRC) ทำให้อัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงสุด โดยที่เครื่องรับแบบเรคจะมีตัวชดเชยผลของการประวิงเวลา เฟส และอัตราการลดทอนทางด้านแอมพลิจูด เป็นผลให้การวิเคราะห์ระบบที่ทำการศึกษานี้ จะประกอบด้วยส่วนของสัญญาณและส่วนของสัญญาณรบกวน ซึ่งแบ่งออกเป็น 3 ประเภท คือ สัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ การรบกวนกันระหว่างกัน และสัญญาณรบกวนเนื่องมาจากช่องสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก ในการวิเคราะห์นั้นใช้ตัวแปรเสริมคือค่าอัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ทำการวิเคราะห์ระบบโดยใช้การคิมอดูเลตแบบร่วมนัยทำให้ได้ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาด แต่จากผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขพบว่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบมีค่ามาก จึงทำการปรับปรุงสมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบให้ดีขึ้น ซึ่งสามารถทำได้หลายวิธี แต่ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้วิธีการเข้ารหัสช่องสัญญาณ โดยใช้การเข้ารหัสแบบการประสาน (Convolutional code) โดยทำการเปลี่ยน

แปลงค่าตัวแปรต่างๆ ผลที่ได้ถูกนำมาเปรียบเทียบสมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ ที่ทำการศึกษาคือระบบที่ไม่เข้ารหัส

ผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขของระบบที่ทำการเข้ารหัสกับระบบที่ไม่ได้ทำการเข้ารหัสพบว่าการเปลี่ยนแปลงตัวแปรเสริมเฟดคิงของระบบมีผลกับค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาด โดยเมื่อตัวแปรเสริมเฟดคิงมีค่าเพิ่มมากขึ้น ทำให้ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดมีค่าลดลง ซึ่งสอดคล้องกับทฤษฎีที่เมื่อค่าตัวแปรเสริมเฟดคิงเข้าใกล้อนันต์คือ ไม่มีการลดทอนสัญญาณ ทำให้การรับส่งข่าวสารไม่มีความผิดพลาด นอกจากนี้การเปลี่ยนแปลงจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคยังมีผลกับระบบ โดยเมื่อจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรคมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดมีค่าลดลง

จากการวิเคราะห์ในส่วนที่ 3 ทำการเปรียบเทียบระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสกับระบบที่เข้ารหัส พบว่าเมื่อระบบทำการเข้ารหัส ทำให้ประสิทธิภาพของระบบดีขึ้นอย่างเห็นได้ชัด โดยสังเกตจากค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดมีค่าลดลง เมื่อเปรียบเทียบที่อัตราส่วนของสัญญาณและสัญญาณรบกวนที่ค่าเดียวกัน นอกจากนั้นพบว่าทั้งระบบที่ไม่ได้เข้ารหัสกับระบบที่เข้ารหัส เมื่อค่าอัตราการลดทอนมีค่าเพิ่มขึ้น โดยไม่เท่ากับ 0 เป็นผลให้ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของระบบมีค่าเพิ่มมากขึ้น

นอกจากทำการวิเคราะห์ในรูปแบบของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนแล้ว ยังทำการวิเคราะห์เพื่อศึกษาผลกระทบของจำนวนผู้ใช้งานกับประสิทธิภาพของระบบ ซึ่งผลที่ได้จากการวิเคราะห์ในส่วนที่ 5 พบว่า ทั้งระบบที่ทำการเข้ารหัสและระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส เมื่อจำนวนผู้ใช้งานมีจำนวนเพิ่มขึ้นทำให้ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดมีค่าเพิ่มขึ้น เนื่องจากเมื่อจำนวนผู้ใช้งานเพิ่มขึ้นเป็นผลให้สัญญาณรบกวนจากผู้ใช้งานคนอื่นมีจำนวนเพิ่มขึ้นด้วย

ในส่วนของระบบที่ทำการเข้ารหัส สามารถแบ่งการวิเคราะห์ได้เป็น การเปลี่ยนแปลงอัตราการเข้ารหัส และการเปลี่ยนแปลงความยาวคอนสเตรนต์ ซึ่งแสดงผลในส่วนที่ 6 และ 7 โดยเมื่ออัตราการเข้ารหัสมีค่าลดลงเป็นผลให้ ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดมีค่าลดลง รวมถึงการเปลี่ยนแปลงความยาวคอนสเตรนต์ที่เพิ่มขึ้น ทำให้ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดมีค่าลดลง แต่เนื่องจากการลดลงของอัตราการเข้ารหัส และการเพิ่มขึ้นของความยาวคอนสเตรนต์สามารถทำได้ลำบาก เนื่องจากการถอดรหัสโดยวิธีของ Viterbi นั้นมีข้อจำกัดทางด้านอัตราการเข้ารหัส และความยาวคอนสเตรนต์ โดยขั้นตอนการถอดรหัสนั้น จำนวนขั้นตอนในการประมวลนั้นมีค่าเท่ากับ 2^{M-1} ดังนั้นเมื่อเพิ่มความยาวคอนสเตรนต์ทำให้การคำนวณเพื่อเลือกเส้นทางที่ถูกต้องในแต่ละขั้นตอนจะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นเอ็กโปเนนเชียล

บรรณานุกรม

1. G. L. Turin, "The Effects of Multipath and Fading on the Performance of Direct Sequence CDMA Systems," IEEE J. Select Areas Communication., Vol. COMM-35, 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, pp.592-606, June 1976.
3. Y. L. Chen and C. H. Wei, "On the Performance of Rate $\frac{1}{2}$ Convolutional Codes with QPSK on Rician Fading Channels," IEEE Trans. Vehicular Technology., Vol. COMM-39, NO.2, pp.161-170, May 1990.
4. J. Belzile, F. Gagnon and D. Haccoun, "Analysis and performance of Bidirectional Decoding of Convolutional Codes over Fading Channels," IEEE Trans. Communication., Vol. COMM-46, NO.10, pp.1292-1300, Oct 1998.
5. P. J. Crepeau, "Uncoded and Coded Performance of MFSK and DPSK in Nakagami Fading Channels," IEEE Trans. Communication., Vol. COMM-40, NO.3, pp.487-493, Mar 1992.
6. J. G. Proakis, Digital Communications. New York; McGraw Hill, 1995.
7. 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, pp.3-36, 1960.
8. G. Efthymoglou and V. Aalo, "Performance analysis of Coherent DS-CDMA Systems in a Nakagami Fading Channel with Arbitrary Parameters," IEEE Trans. Vehicular Technology., Vol.46, No.2, pp.289-297, May 1997.
9. M. B. Pursley, "Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication-Part I: System Analysis," IEEE Trans. Communication., Vol. COMM-25, pp.795-799, 1977.
10. E. Thomas and L. B. Milstein, "Coherent DS-CDMA Performance in Nakagami Multipath Fading," IEEE Trans. Communication., Vol. COMM-43, No.2/3/4, pp.1134-1143, 1995.
11. E. K. Al-Hussaini and A. M. Al-Bassiouni, "Performance of MRC Diversity Systems for the Detection of Signals with Nakagami fading," IEEE Trans. Communication., Vol. COMM-33, pp.1315-1319, 1985.

12. I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, Table of Integrals Series and Products; Academic Press Inc, 1980.
13. A. H. Wojnar, "Unknown bounds on performance in Nakagami channels," IEEE Trans. Communication., Vol. COMM-34, pp.22-24, 1986.
14. A. J. Viterbi, Principles of Digital Communication and Coding, New York; McGraw Hill, 1979.
15. K. H. Li, "Computing Weight Spectra of Convolutional Codes with MAPLE," Proc. ICCS/ISITA, Singapore 1992.

ภาคผนวก

ภาคผนวก

ก. สูตรทั่วไปของการแจกแจงความเข้มของสัญญาณแบบ Nakagami

การแจกแจงแบบ Nakagami เสนอแนวคิดและหลักการทั่วไปของการศึกษาด้านความเข้มของสัญญาณและการเกิดการเฟดดิ้งสัญญาณ วิธีในการได้มาของการแจกแจงนี้ได้จากการทดลองย่านความถี่สูง การแจกแจงนี้จะเหมาะกับชั้นบรรยากาศไอโอโนสเฟียร์ และ โทรโพสเฟียร์ สามารถยืนยันได้ว่ามาจากการทดลองและการสังเกต โดยทฤษฎีของการแจกแจงแบบล็อกนอร์มัลเป็นรูปแบบหนึ่งของการแจกแจงแบบ Nakagami นอกจากนี้วิธีการที่น่าเสนอจะปรับปรุงเป็นสูตรทั่วไปในการอธิบายการแจกแจงแบบอื่นๆ สุดท้ายแสดงความสัมพันธ์ของการแจกแจงแบบอื่นๆ กับการแจกแจงแบบ Nakagami ด้วยสูตรของ m และอธิบายค่าตัวแปรเสริมของการแจกแจงแบบ Nakagami

1. บทนำ

ปัจจุบันวิศวกรสื่อสารได้ศึกษาและเน้นความสำคัญไม่เพียงแต่ด้านความเข้มของสัญญาณ แต่ยังเน้นผลของกระทบของการเฟดดิ้งของสัญญาณทั้งในชั้นบรรยากาศไอโอโนสเฟียร์ และ โทรโพสเฟียร์ ซึ่งมีการศึกษาทดลองไว้เป็นจำนวนมาก และมีการเสนอทฤษฎีทางด้านความเข้มของสัญญาณภายใต้การเกิดเฟดดิ้งของสัญญาณในเงื่อนไขต่างๆ ซึ่งได้มีการอธิบายการแจกแจงด้านความเข้มของสัญญาณ ดังนี้

1.1 การแจกแจงแบบ Rayleigh

$$p(R) = \frac{2R}{\Omega} \exp(-R^2 / \Omega) \quad (ก1)$$

โดยที่ $\Omega = \overline{R^2}$ เป็นค่าเฉลี่ยของ R^2 ซึ่งค้นพบโดย Lord Rayleigh ในปี 1880 และการทดลองของ Pawsey ในปี 1935 พิสูจน์ด้วยการทดลองยืนยันการแจกแจงแบบ Rayleigh ในโหมดของการแจกแจงและการกระจายคลื่น

1.2 การแจกแจงแบบล็อกนอร์มอล

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_X} e^{-(x-\bar{x})^2 / 2\sigma_X^2} \quad (ก2)$$

โดยที่ x คือความเข้มของสัญญาณในเทอมเดซิเบล (dB) ค้นพบโดย Grosskopf ในปี 1953 ซึ่งได้มาจากการสังเกตในช่วงเวลาที่นานๆ โดยมีค่าทางทฤษฎีสันนิษฐานได้ว่าเป็นการแจกแจงซึ่งมีคุณสมบัติของล็อกการวิถีมของจำนวนเต็มบวกค่าต่างๆกัน และการแจกแจงแบบ m ได้นำเสนอโดย

Nakagami ซึ่งอธิบายการแจกแจงของสัญญาณในเทอมของค่าเฉลี่ยความเข้มของสัญญาณซึ่งอธิบายการศึกษาของ Grosskopf และใช้ได้ในช่วงที่กว้างกว่า มีสมการดังนี้

$$p(R) = \frac{2m^m R^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} e^{-(m/\Omega)R^2} \quad (ก3)$$

โดยที่ $\Omega = \overline{R^2}$ และ

$$m = \frac{(\overline{R^2})^2}{(R^2 - \overline{R^2})^2} \geq \frac{1}{2} \quad (ก4)$$

เมื่อ m เป็นค่าส่วนกลับของค่าออร์มัลไลซ์ของค่าความแปรปรวน ของ R^2 ซึ่งสมการที่ (ก3) ถูกค้นพบโดย Nakagami ในปี 1943 โดยใช้ในช่วงกว้างของการทดลองย่านความถี่สูง และซึ่งได้ยืนยันผลการศึกษาโดย Wambeck และ Ross โดยช่วงที่เหมาะสมในการใช้งานคือ ในช่วง 200 mc – 4000 mc และตั้งแต่ช่วง 4000 mc ขึ้นไป ภายใต้การค้นพบนี้ทำให้ยืนยันได้ว่า การแจกแจงแบบ Rayleighเหมือนการแจกแจงแบบ Nakagami เมื่อ $m = 1$ และแสดงได้ในรูปแบบดังนี้

$$p(R) = \frac{2R}{\sigma} e^{-(R^2 + R_0^2)/\sigma} I_0\left(\frac{2RR_0}{\sigma}\right) \quad (ก5)$$

และ

$$p(R) = \frac{2R}{\sqrt{\alpha\beta}} e^{-(R^2/2)\left(\frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\beta}\right)} I_0\left[\frac{R^2}{2}\left(\frac{1}{\beta} - \frac{1}{\alpha}\right)\right] \quad (ก6)$$

ค้นพบโดย Nakagami ในปี 1940 และ Nakagami กับ Sasaki ในปี 1942 ตามลำดับ ซึ่งได้ถูกค้นพบว่าทฤษฎีที่อธิบายการเฟดดิ้งทั้งสองถูกนำมาใช้อธิบายปัญหาทางด้านการแทรกแซงแบบสุ่ม (random interference) ซึ่งเป็นปัญหาหลักของการเฟดของสัญญาณ ในทางวิศวกรรมสื่อสารแล้วเรียกการแจกแจงแบบ m และการแจกแจงแบบ q ตามลำดับ นอกจากนี้แล้ว Nakagami, Wada และ Fujimura ได้พิสูจน์ว่าการแจกแจงแบบ m จะเป็นผลเฉลยทั่วไปในการแก้ปัญหาทางเวกเตอร์สุ่ม นอกจากนี้แล้วการแจกแจงแบบ Nakagami m สามารถอธิบายการแจกแจงแบบ n และ q ได้ โดยที่การแจกแจงแบบ m จะเป็นฟังก์ชันการแจกแจงร่วม (joint distribution) ของตัวแปร 2 ค่า และเป็นไปตามการแจกแจงแบบ m

2. การได้มาซึ่งการแจกแจงแบบ m และคุณสมบัติพื้นฐาน

2.1 การได้มาซึ่งการแจกแจงแบบ m

2.1.1 ช่วงเวลาของการสังเกต

การสังเกตผลของการเกิดเฟดดิ้งของสัญญาณตามลำพัง ตัวอย่างเช่นการไม่คิดผลของการเกิดเฟดดิ้งอย่างซ้ำๆ ระยะเวลาของการสังเกต ควรจะเลือกให้เหมาะสม เนื่องจากผลของ เฟดดิ้งอย่างซ้ำๆ จะมีลักษณะเด่นเมื่อเวลาในการศึกษามีค่ามากๆ ดังนั้นในทางสถิติควรจะเลือกช่วงเวลาให้มีค่าน้อยๆ ซึ่งทางปฏิบัติต้องพยายามเลือกช่วงเวลาให้เหมาะสม และความยาวของช่วงเวลานี้จะขึ้นอยู่กับหลายปัจจัยเช่น ความถี่ เส้นทาง ช่วงเวลาในวันนั้นๆ หลังจากทำการศึกษาแล้วจะพบว่าในการทดลองหนึ่งๆ ค่าของช่วงเวลาที่เหมาะสม คือ 3 – 7 นาที

2.1.2 เครื่องมือ

ในการทดลองใช้สายอากาศแนวตั้งซึ่งมีความยาว 1.5 เมตร ผลที่ได้ หลังการขยาย การบีบอัดตัวแบบล็อก และการตรวจจับขอบด้วยแผ่นบ่ายเบน (deflecting plate) ของหลอดรังสีแคโทด (cathode ray tube) ซึ่งจะมีการเคลื่อนตำแหน่งของจุดบนจอฟลูออเรสเซนต์ ซึ่งก็คือการแปรผันของสัญญาณ และทำการบันทึกบนแผ่นของจอภาพด้านหน้าของจอ และการแจกแจงแบบนี้ได้มาจากการวัดค่าความหนาแน่นของน้ำยาเคลือบฟิล์มของแผ่น จะได้ค่าคงตัวทางเวลาซึ่งมีค่ามากที่สุดเท่ากับ 2 ms ตัวอย่าง ผลการสังเกตและการทดลองแสดงดังตาราง

ตารางที่ ก.1 ผลการสังเกตและการทดลองของ Nakagami

สถานี	ระยะทาง (km)	สัญญาณ	ความถี่ (kHz)	วันที่	จำนวน แผ่น	จำนวนแผ่น $m < 0.5$
Changehun	1,500	JMP2	10,065	Apr. 1941	34	0
Pulau	3,200	JRAK	11,740	Oct. 1941	15	0
San Francisco	3,240	KNY/	19,080	Nov. 1940- Oct. 1941	67	1
		KGEN/	9,670	Oct. 1941	17	0
		KWU	15,355	Oct. 1941	14	0
Berlin	8,900	DFZ	20,020	Apr. 1941	19	0
Taipei	2,200	JIB	10,535	Oct. 1940 – Dec. 1941	265	0

2.1.3 ตัวอย่าง

ตัวอย่างของการบันทึกผลจะประกอบด้วย 2 แกนคือ พิกัดที่หนึ่ง (abscissa) และพิกัดที่สอง (ordinate) โดยแสดงค่าเอาต์พุต ในหน่วยของเดซิเบล ผลการบันทึกแสดงได้เป็น

- การประมาณผลของความแตกต่างไคเวอซิติ แสดงได้ในพจน์ของสัมประสิทธิ์ของความสัมพันธ์ระหว่างเอาต์พุตทั้งสอง
- ผลของฟังก์ชันจากความเข้มของสัญญาณ

2.1.4 การได้มาของฟังก์ชันการแจกแจง

จากผลการทดลองนำไปแสดงความสัมพันธ์ด้วยกราฟในแกนล็อก-ล็อก ซึ่งก็คือพิกัดที่หนึ่ง และพิกัดที่สอง ซึ่งแทนด้วยเส้นตรงที่มีความชันเป็นค่า m ต่างๆ ดังรูปที่ 1 ซึ่งแสดงฟังก์ชันได้ดังนี้

$$p'(x) = \exp \left[m \left(1 + \frac{2x}{m} - e^{2x/m} \right) \right] \quad (ก7)$$

โดยที่ x คือ ความเข้มของสัญญาณเป็น dB

M คือ $20 \log_{10} e = 8.686$

ทำการนอร์มัลไลซ์สมการที่ (7) แล้วแปลงเป็น dB จะได้

$$p'(x) = \frac{2m^m}{M\Gamma(m)} \exp \left(m \left(\frac{2x}{M} - e^{2x/m} \right) \right) \quad (ก8)$$

จากตารางที่ ก.1 จะเห็นได้ว่ามีค่า m ที่เป็นไปตามเงื่อนไขคือ $m \geq \frac{1}{2}$

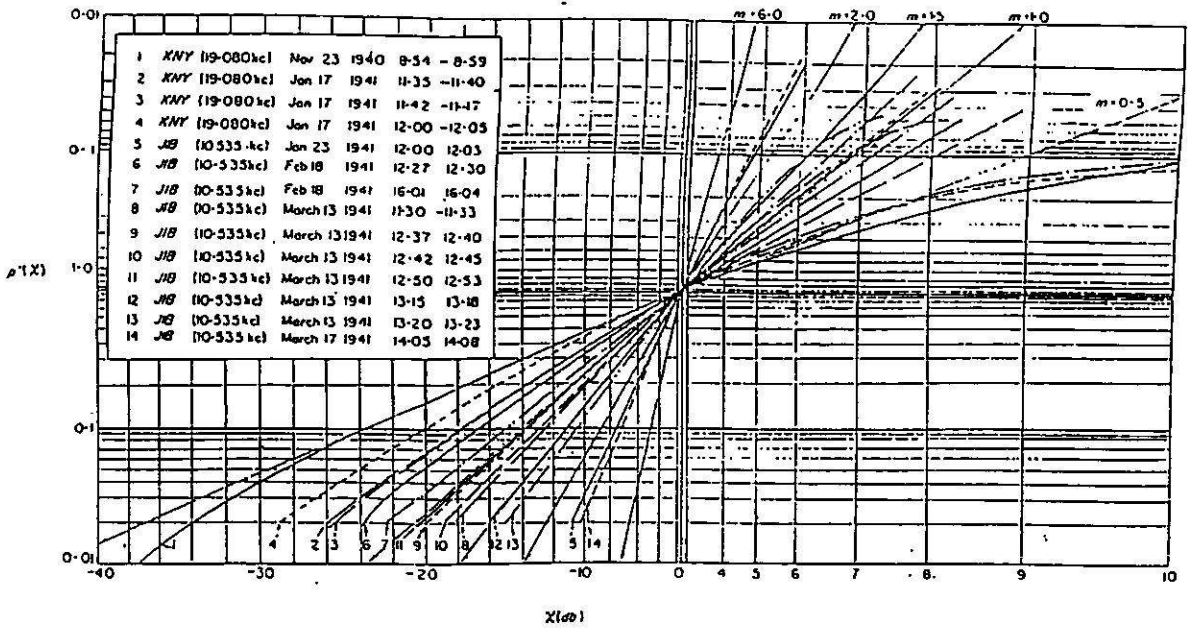
โดยการแปลงจาก $e^{x/M} = X = \frac{R}{\sqrt{\Omega}}$ ซึ่ง $\Omega = \overline{R^2}$ เป็นค่าเฉลี่ยของค่ากำลังสองของความเข้มของสัญญาณ สุดท้ายจะได้การแจกแจงดังนี้

$$p'(x) = \frac{2m^m x^{2m-1} e^{-mx^2}}{\Gamma(m)} = \mu(x, m, 1) \quad (ก9)$$

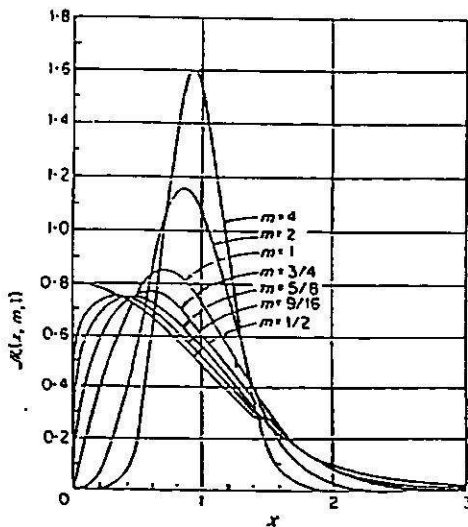
หรือจัดรูปใหม่ได้ว่า

$$p'(x) = \frac{2m^m R^{2m-1} e^{-\left(\frac{m}{\Omega}\right)R^2}}{\Gamma(m)\Omega^m} = \mu(R, m, \Omega) \tag{ก10}$$

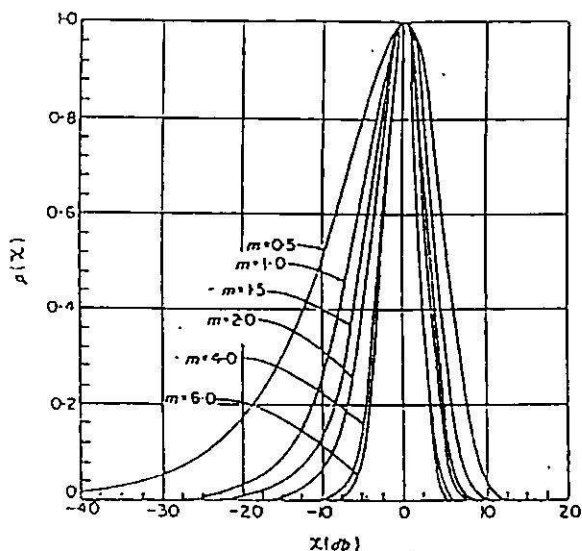
จากสมการข้างต้น คือ การกระจายแบบ m ซึ่งรวมกรณีที่เป็นการแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว เมื่อ $m = 0.5$ และการแจกแจงแบบ Rayleigh เมื่อ $m = 1$ ค่า $p(x)$ และ $p(x)/p(0)$ แสดงดังกราฟรูปที่ ก.2 และ ก.3



รูปที่ ก.1 การแจกแจงแบบ m



รูปที่ ก.2 การแจกแจงแบบ Nakagami กำลังสอง และการแจกแจงแบบแกมมา



รูปที่ 3 ฟังก์ชันการแจกแจงแบบ Nakagami

2.1.5 การแจกแจงแบบ m

บางครั้งอาจมีความสับสนระหว่างการแจกแจงแบบ Nakagami การแจกแจงกำลังสอง และการแจกแจงแบบแกมมา รูปร่างของฟังก์ชันจะคล้ายคลึงกัน แต่ค่าของช่วงของตัวแปรเสริมจะแตกต่างกัน โดยที่การแจกแจงกำลังสองใช้กับจำนวนเต็มบวก แต่การแจกแจงแบบแกมมาใช้กับจำนวนบวก และการแจกแจงแบบ m ใช้เงื่อนไขที่ m มีค่าจาก 0.5 ถึงอนันต์

2.2 คุณสมบัติของการแจกแจงแบบ m

2.2.1 ค่ามากที่สุดของ $\mu_x(x, m, 0)$ ซึ่งจะมีค่ามากที่สุดคือ

$$p(0) = \frac{2m^m}{M\Gamma(m)e^m} = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{2m}{\pi}} \quad (ก11)$$

ที่ $x=0$ หรือ $R = \sqrt{\Omega}$ เมื่อ $x \leq M$ ทำให้ $\mu_x(x, m, 0)$ มีค่าใกล้เคียงการแจกแจงแบบล็อกนอร์มัล

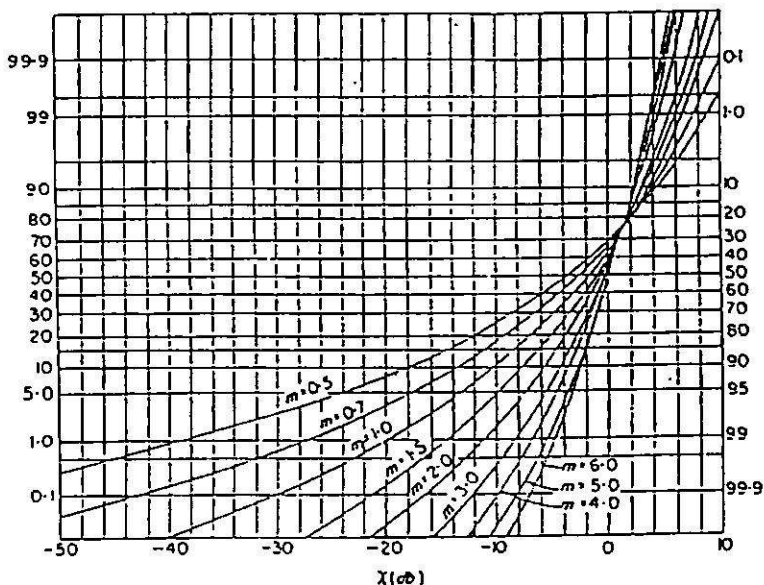
$$p(x) \approx \frac{1}{M} \sqrt{\frac{2m}{\pi}} \exp\left(-2m\left(\frac{x}{M}\right)^2\right) \quad (ก12)$$

นอกจากนี้ $\mu_x(x, m, 0)$ สามารถแสดงได้ในรูปแบบทั่วไปดังนี้

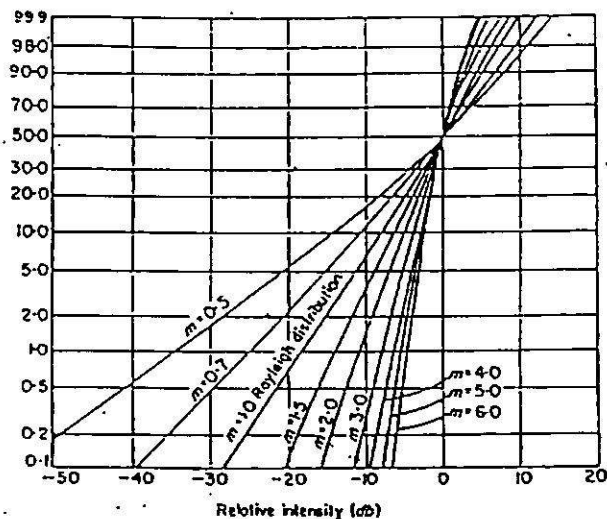
$$p(\tau) = \frac{2m^m}{M\Gamma(m)} \exp\left[m\left(\frac{2(\tau-\tau_0)}{M} - \exp(2(\tau-\tau_0)/M)\right)\right] = \mu_\tau(\tau, m, \tau_0) \quad (ก13)$$

โดยที่ τ และ τ_0 เป็นความเข้มของสัญญาณใน dB ของ R และ $\sqrt{\Omega}$ ซึ่งมีค่าความเข้มเป็น 1 และฟังก์ชันการแจกแจงรวม จะกำหนดดังสมการ (14) และแสดงผลได้ดังรูปที่ ก.4 และ ก.5

$$M(x, m) = \int_{-\infty}^x \mu_x(x, m, 0) dx \quad (ก14)$$



รูปที่ ก.4 โมเมนต์และค่าความแปรปรวนของการแจกแจงที่ m



รูปที่ ก.5 ความสัมพันธ์ของค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งกับความเข้มของสัญญาณ

สมการฟังก์ชันลักษณะ (Characteristic function)

$$\phi(z) = \int_{-\infty}^{\infty} u_z(x, m, 0) e^{-2x} dx = \frac{\Gamma(m - \frac{M}{2} z)}{\Gamma(m)} m \left(\frac{M}{2}\right)^z \quad (ก15)$$

2.2.2 โมเมนต์และค่าความแปรปรวน

$$\overline{R^v} = \frac{\Gamma\left(m + \frac{v}{2}\right)}{\Gamma(m)} \left(\frac{\Omega}{m}\right)^{\frac{v}{2}}, \quad \overline{R^{2n}} = \left(\frac{\Omega}{m}\right)^n (m + n - 1)(m + n - 2) \dots m \quad (ก16)$$

$$V(R^2) = \frac{\Omega^2}{m}, \quad V(R) = \Omega \left[1 - \left(\frac{\Gamma(m + \frac{1}{2})}{\sqrt{m}\Gamma(m)} \right)^2 \right] \approx \frac{\Omega}{5m} \quad (ก17)$$

โดยที่ v และ n เป็นจำนวนจริงบวกและจำนวนเต็มบวก ตามลำดับ
สำหรับ โมเมนต์ และค่าความแปรปรวนจัดรูปในหน่วย dB แสดงได้ดังนี้

$$\overline{x} = \frac{M}{2} \{ \varphi(m) - \log_e m \} \quad (ก18)$$

$$\overline{x^2} = \left(\frac{M}{2}\right)^2 \{ \varphi(m) - \log_e m \}^2 + \varphi'(m) \quad (ก19)$$

$$\overline{x^3} = \left(\frac{M}{2}\right)^3 \left\{ [\varphi(m) - \log_e m]^3 + 3\varphi'(m)[\varphi(m) - \log_e m] + \varphi''(m) \right\} \quad (ก20)$$

โดยที่ $\varphi(x)$, $\varphi(x)'$ และ $\varphi(x)''$ คือ ฟังก์ชันแกมมาลำดับที่สอง แกมมาลำดับที่สาม และ แกมมาลำดับที่สี่ ตามลำดับ

2.2.2 ตัวแปรเสริม m

ตัวแปรเสริม m แสดงได้ในพจน์ดังนี้

$$m = \frac{\Omega^2}{v(R^2)} = \frac{1}{V_N(R^2)} \quad (ก21)$$

โดย $V_N(R^2)$ คือ นอร์มัลไลซ์ค่าความแปรปรวนของ R^2 ดังนั้น m คือ นอร์มัลไลซ์ค่าความแปรปรวนของ R^2 ความสัมพันธ์ของ m และการเฟดของสัญญาณในช่วง $N(P)$

$$P = \int_{-\infty}^{x_1} \mu_x(x, m, 0) dx = \int_{x_2}^{\infty} \mu_x(x, m, 0) dx \quad (ก22)$$

จากการวิเคราะห์เชิงตัวเลขได้ว่า

$$N(P) \approx 10 \left(\frac{1}{m} + 0.2 \right) \log_{10} \frac{1}{P} + 1.5 - db \quad (m < 8) \quad (ก23)$$

จะเห็นได้ว่า $N(P)$ เป็นสัดส่วนเชิงเส้นกับ $1/m$ หรือรูปร่างเฟดคิง (fading figure)

ภาคผนวก

ข. IS-95 มาตรฐานร่วมโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ CDMA ของสหรัฐอเมริกา

หลักการแบ่งช่องสัญญาณสื่อสารโดยการไร้รหัส (CDMA) คือแทนที่จะแบ่งช่องสัญญาณอย่างชัดเจนด้วยช่วงเวลาหรือความถี่เช่น TDMA หรือ FDMA สำหรับระบบ CDMA นั้นช่องสัญญาณแต่ละช่องจะถูกแบ่งโดยการมอดูเลตด้วยรหัสแตกต่างกันที่มีคุณสมบัติเหมาะสม ระบบสื่อสารที่ใช้ CDMA ในการแบ่งช่องสัญญาณมิได้ใช้มาเป็นเวลานานโดยเฉพาะอย่างยิ่งวงการทหารและระบบสื่อสารในอวกาศ อย่างไรก็ตามระบบ CDMA เพิ่งได้รับความสนใจและถูกนำมาประยุกต์ใช้ในโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบเซลลูลาร์เมื่อ 3-4 ปีที่ผ่านมา เหตุผลสำคัญที่ทำให้ระบบ CDMA ได้รับความสนใจเพราะมันให้ประสิทธิภาพในการให้บริการช่องสัญญาณสูง (ประมาณ 8-10 เท่าของระบบ AMPS) ในขณะที่ใช้พลังงานของคลื่นสัญญาณในการสื่อสารมีค่าต่ำ (ประมาณ 1/25-1/1000 เท่าของระบบ AMPS) ปัจจุบันระบบ CDMA ซึ่งถูกพัฒนาอย่างจริงจัง จนสามารถใช้กับโทรศัพท์เคลื่อนที่ดิจิทัล มีเพียงระบบเดียวคือ มาตรฐาน IS-95 ของ CTIA (Cellular Telecommunication Industrial Association) สหรัฐอเมริกา โดยถูกพัฒนาเพื่อใช้ร่วมกับระบบอนาล็อก AMPS ในย่านความถี่ 800 MHz ในระยะเริ่มแรกและสามารถใช้แทนได้ทั้งหมดในอนาคต เนื่องจากโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทยส่วนหนึ่งก็เป็นระบบ AMPS ด้วยเช่นกันดังนั้น IS-95 จึงเป็นทางเลือกหนึ่งที่เป็นไปได้ในการเปลี่ยนแปลงไปสู่โทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดิจิทัลของประเทศไทย โดยในส่วนนี้จะแนะนำและอธิบายสถาปัตยกรรมของมาตรฐาน IS-95 โดยสังเขป รวมทั้งพยายามวิเคราะห์และชี้ให้เห็นคุณสมบัติเฉพาะประจำตัวที่สำคัญของมาตรฐาน IS-95

1. ประวัติย่อของโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบเซลลูลาร์ในสหรัฐ

ในปี 1971 บริษัท Bell System ได้สาริตให้เห็นถึงความเป็นไปได้ของโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์ (แบบอนาล็อก) ดังนั้นในปี 1974 FCC (Federal of Communications Commission) จึงได้กำหนดความถี่ย่าน 800MHz ซึ่งมีความกว้างประมาณ 40 MHz ให้ใช้กิจการโทรศัพท์เคลื่อนที่ในแต่ละเขต โดยแต่ละเขตจะแบ่งความถี่ออกเป็น 2 ส่วนเรียกว่า แบนด์ A และแบนด์ B ให้แก่ผู้ประกอบการ 2 ราย รายละ 20 MHz การแบ่งให้ผู้ประกอบการ 2 รายนั้น มีจุดมุ่งหมายเริ่มแรกเพื่อป้องกันการผูกขาดในการให้บริการ ต่อมาในปี 1986 เมื่อความต้องการของโทรศัพท์เคลื่อนที่มีมากขึ้น FCC ได้ขยายช่องความถี่ที่ใช้บริการให้กับแต่ละแบนด์อีกแบนด์ละ 5 MHz รวมเป็น 50 MHz ช่วงความถี่ของแต่ละแบนด์สามารถสรุปได้ดังตารางที่ ข.1

ตารางที่ ข.1 การจัดช่องความถี่ในแต่ละแบนด์ของระบบ AMPS ในสหรัฐอเมริกา

ระบบ	จำนวนช่อง สัญญาณ	ช่วงความถี่ที่ใช้ในการส่ง (MHz)	
		เครื่องโทรศัพท์	สถานีฐาน
แบนด์ A"	33	824,040	869,040
		825,000	870,000
แบนด์ A	333	825,030	870,030
		834,990	879,990
แบนด์ B	333	835,020	880,020
		844,980	889,980
แบนด์ A'	50	845,010	890,010
		846,480	891,480
แบนด์ B'	83	846,510	981,510
		848,970	890,970

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบอนาล็อกซึ่งเริ่มใช้ในสหรัฐอเมริการะยะแรกนี้ เป็นที่รู้จักในชื่อว่า AMPS (Advance Mobile Phone Service) ระบบ AMPS จะแบ่งความถี่ที่ได้รับ (แบนด์ละ 25 MHz) ออกเป็นช่วงเล็กๆเพื่อใช้ในการสื่อสารจากสถานีฐานไปยังเครื่องโทรศัพท์หรือจากเครื่องโทรศัพท์ไปยังสถานีฐาน ในระบบ FM โดยแต่ละช่องจะมีความกว้าง 30 KHz เนื่องจากในการสื่อสารระบบโทรศัพท์เป็นแบบ 2 ทาง (full duplex) จึงจำเป็นต้องใช้ช่องสัญญาณทั้งจากสถานีฐานไปยังเครื่องโทรศัพท์และจากเครื่องโทรศัพท์ไปยังสถานีฐาน ดังนั้นในแต่ละแบนด์จะสามารถให้บริการสื่อสารพร้อมกันได้ 416 คู่สาย

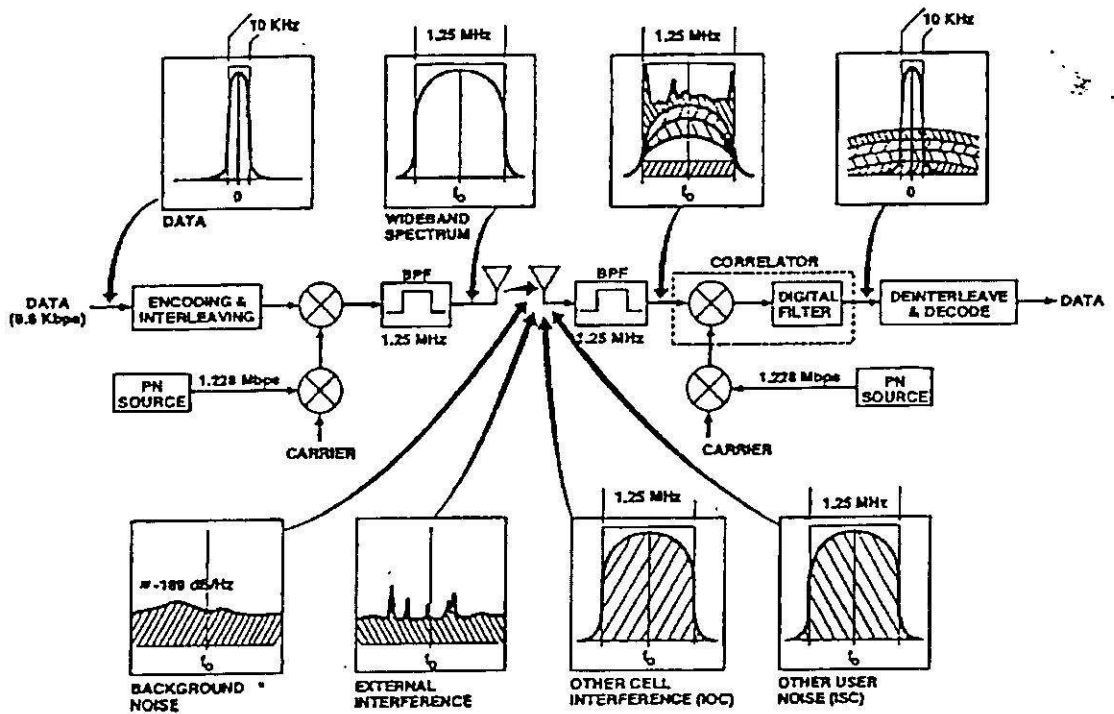
ประมาณปี 1990-1 คณะกรรมการพิจารณามาตรฐานเซลล์ลาร์ระบบดิจิทัล TR 45.3 ของ TLA (Telecommunication Industrial Standard) ได้พัฒนามาตรฐานเซลล์ลาร์ระบบดิจิทัลขึ้นไป ชื่อ IS-54 หรือที่รู้จักในชื่อ D-AMPS ซึ่งกำหนดให้ใช้การแบ่งช่องสัญญาณแบบ TDMA และมีความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณมากกว่าระบบอนาล็อก AMPS ประมาณ 3 เท่า ลักษณะพิเศษของเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่และสถานีฐานตามมาตรฐาน IS-54 คือมันถูกออกแบบให้เป็นแบบ Dual Mode คือสามารถใช้กับระบบอนาล็อก AMPS ได้ เพื่อความสะดวกในการเปลี่ยนจากระบบ อนาล็อกเป็นดิจิทัล

2. สถาปัตยกรรมของ IS-95

มาตรฐานของโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์ระบบ CDMA ถูกพัฒนาโดยกลุ่มบริษัทที่นำโดย Qualcomm Inc. โดยที่เอกสารร่างของระบบถูกส่งให้คณะกรรมการพิจารณามาตรฐานเซลลูลาร์ระบบดิจิทัล TR 45.5 ของ EIA/TIA พิจารณาเป็นครั้งแรกในปลายเดือนกรกฎาคม 1990 และในที่สุด CTIA ก็ยอมรับให้ CDMA เป็นมาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดิจิทัลระบบที่ 2 เมื่อเดือนกรกฎาคม 1993 ในชื่อว่า IS-95 ถูกออกแบบให้เป็น Dual Mode เช่นเดียวกับมาตรฐาน IS-54

2.1 การออกแบบจำนวนช่องสัญญาณของระบบ IS-95

ขั้นตอนพื้นฐานในการรับส่งสัญญาณในระบบ CDMA มาตรฐาน IS-95 สามารถอธิบายได้ดังรูปที่ ๗1 ขั้นแรกข้อมูลที่ต้องการส่งอันได้แก่ ข้อมูลดิจิทัลจากวงจรเข้ารหัสเสียงพูด VOCODER (ประมาณไม่เกิน 8 Kbps) บิตข้อมูลที่ใช้ตรวจสอบความผิดพลาดและสัญญาณควบคุมการจราจรของระบบ สำหรับ IS-95 นั้นข้อมูลเหล่านี้จะมีความเร็วรวมไม่เกิน 9.6 Kbps ซึ่งต้องการแบนด์วิดท์ประมาณ 10 kHz ข้อมูลที่ต้องการส่งจะถูกนำไปเข้ารหัสแก้ความผิดพลาดเพื่อลดพลังงานที่จำเป็นในการส่งก่อนที่จะทำการกระจายสเปกตรัมด้วยอนุกรม PN โดยที่อนุกรม PN ที่ใช้ความเร็ว 1.228 Mbps ทำให้แบนด์วิดท์ถูกกระจายเป็น 1.25 MHz พร้อมกับกระจายสเปกตรัม สัญญาณที่ได้จะถูกมอดูเลตด้วยคลื่นพาห์เพื่อส่งในย่านความถี่ที่ต้องการ ที่ภาครับสัญญาณจะถูกรับในช่วงความถี่ 1.25 MHz โดยมีจุดศูนย์กลางอยู่ที่ความถี่พาห์ หลังจากนั้นสัญญาณที่รับได้จะถูกแปลงให้กลับมาที่เบสแบนด์พร้อมกับการถอดรหัสโดยการคูณด้วยอนุกรม PN ซึ่งสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยอนุกรม PN เดียวกันเท่านั้นจะถูกขยายให้กลับมารวมกันดังเดิม ในขณะที่เดียวกันระดับสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยอนุกรม PN ที่แตกต่างกันจะมีค่าต่ำมาก มีลักษณะไม่แตกต่างจากสัญญาณรบกวนตามธรรมชาติ



รูปที่ ข.1 หลักการทำงานของ CDMA ในระบบ IS-95

หากสมมติว่าที่เครื่องรับสัญญาณจากแต่ละช่องมีระดับพลังงานเท่ากันจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถในการให้บริการของระบบ CDMA ที่ไม่ใช่ระบบเซลล์สามารถประมาณได้โดย

$$M_{\max} \approx G \left(\frac{N_o}{E_b} \right) \tag{ข1}$$

โดยที่ $G = B_w/B_d$ คืออัตราส่วนระหว่างแบนด์วิดท์การกระจาย B_w กับแบนด์วิดท์ของข้อมูลที่ต้องการส่ง B_d และ E_b คือพลังงานของข้อมูลแต่ละบิตที่เครื่องรับรับได้ N_o คือความหนาแน่นพลังงานของสัญญาณรบกวนทั้งหมดต่อหน่วยความถี่

ความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณที่ได้จากสมการที่ ข1 อาจจะน้อยกว่าระบบ TDMA หรือ FDMA ก็ได้ ดังนั้นเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ CDMA มาตรฐาน IS-95 จึงถูกออกแบบให้ความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นด้วยวิธีต่อไปนี้

2.1.1 ใช้รหัสแก้ความผิดพลาดที่มีประสิทธิภาพสูง

IS-95 เลือกใช้รหัสป้องกันความผิดพลาดที่มีประสิทธิภาพสูงมาก โดยรหัสที่ใช้ใน IS-95 คือรหัสการประสาน (Convolutional Code) ที่วางจรรยาหัสมีจำนวนหน่วยความสำเร็จสูงถึง 9 และข้อ

มูลที่ต้องการส่งจะถูกเข้ารหัสทั้งหมด (ในวงจรเข้ารหัสของ GSM และ D-AMP ใช้หน่วยความจำเพียง 5 และข้อมูลที่ต้องการส่งจะถูกเข้ารหัสเพียงบางส่วนเท่านั้น) ทำให้ระดับพลังงาน E_b ที่จำเป็นในการรับส่งลดลง จากสมการที่ ข1 การลด E_b มีผลให้ช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการมีค่าเพิ่มขึ้นสำหรับสัญญาณจากสถานีฐาน (Reverse Link) อัตราการเข้ารหัสการประสาน จะเป็น 1/2 ในขณะที่สัญญาณจากเครื่องโทรศัพท์ (Forward Link) อัตราการเข้ารหัสจะเป็น 1/3

โดยปกติหากจำนวนเฟรมที่ผิดพลาดมีค่าต่ำกว่า 2% ทำให้ไม่สามารถจับความเพี้ยนของเสียงที่ได้จากการถอดรหัสจาก VOCODER ได้เพื่อให้ได้คุณภาพที่ต้องการ ประมาณว่า E_b/N_0 ที่จำเป็นสำหรับ IS-95 มีค่าประมาณ 7 dB

2.1.2 การใช้เครื่องจับการเกิดของสัญญาณเสียง (Voice Activity Detection: VAD)

โดยธรรมชาติของการสนทนาแล้ว ไม่ได้พูดตลอดเวลาตัวอย่างเช่น อย่างน้อยครึ่งหนึ่งใช้ไปในการฟังและยังมีเวลาที่ใช้ในการคิด ฯลฯ ถ้าให้อัตราของการใช้งานช่องสัญญาณเป็น d ซึ่งทั่วไปแล้วเป็นที่ยอมรับกันว่า d มีค่าระหว่าง 0.35 ถึง 0.4 นั้นหมายความว่าแต่ละช่องสัญญาณในการสื่อสารระบบสองทาง (full duplex) จะถูกใช้งานเพียงประมาณ 35-40% เท่านั้น สำหรับระบบ FDMA หรือ TDMA ค่านี้แทบไม่มีความหมายเพราะแต่ละช่องความถี่หรือช่องเวลา จะถูกจองใช้งานตลอดเวลา ไม่ว่าจะมีการใช้งานหรือไม่ ในทางกลับกันสำหรับระบบ CDMA แล้ว ในขณะที่ช่องสัญญาณช่องใดช่องหนึ่งถูกใช้งาน มันจะไปปรากฏเป็นสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณอื่นด้วย ดังนั้นหากใช้เครื่องจับการเกิดของสัญญาณเสียง (VAD) เพื่อให้มีการส่งสัญญาณเฉพาะในช่วงที่มีเสียงพูดเท่านั้นแล้ว ค่าเฉลี่ยพลังงานของสัญญาณรบกวนจะลดลง d เท่า ทำให้สามารถเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการขึ้นได้ $1/d$ เท่า นั่นคือจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการของ CDMA เมื่อมีการใช้ VAD จะเพิ่มขึ้นเป็น $(1/d)M_{\max}$ ช่อง

2.1.3 การลดกำลังส่งในข้อมูลความเร็วต่ำ

ข้อมูลที่ถูกนำไปกระจายสเปกตรัมนั้นมีความเร็วคงที่ 9.6 Kbps ก็จริงแต่ความเร็วข้อมูลที่ได้จากการแปลงสัญญาณเสียงที่เวลาใดเวลาหนึ่งของ VOCODER นั้นมีหลายค่าได้แก่ 1, 2, 4 และ 8 Kbps แต่เมื่อข้อมูลมีความเร็วต่ำกว่า 8 Kbps แต่ละบิตของข้อมูลจาก VOCODER จะถูกส่งซ้ำซ้อนเป็น 8, 4 และ 2 เท่า เพื่อให้ดูเหมือนว่าความเร็วจาก VOCODER มีค่าคงที่ 9.6 Kbps เสมอ เนื่องจากส่งข้อมูลซ้ำซ้อนไปแล้ว ดังนั้นสามารถจะลด E_b ของแต่ละบิตที่ใช้ในการส่งเป็น 1/8, 1/4 และ 1/2 เท่าได้โดยไม่กระทบต่ออัตราความผิดพลาดซึ่งจะเป็นการลดการรบกวนที่มีต่อช่องสัญญาณอื่นด้วย

2.1.4 การนำความถี่มาใช้ใหม่ในแต่ละเซลล์

การแบ่งเซลล์ในระบบ TDMA และ FDMA นั้นช่วงความถี่เดียวกันไม่สามารถนำมาใช้ในเซลล์ข้างเคียงได้ เพราะหากสัญญาณ 2 สัญญาณถูกส่งในช่วงความถี่เดียวกันโดยที่ระยะห่างไม่มากพอ

ความแรงของสัญญาณทั้งสองจะทำให้เกิดการแทรกสอดซึ่งกันและกันอย่างรุนแรง จนไม่สามารถแยกสัญญาณที่ต้องการออกจากสัญญาณที่รับได้ แต่สำหรับ CDMA แล้วเนื่องจากสัญญาณทั้งสองถูกมอดูเลตด้วยอนุกรม PN ที่ต่างกัน สัญญาณจากช่องที่ไม่ต้องการจะไม่ถูกขยายที่เครื่องรับจึงมีค่าต่ำมากและสามารถแยกออกจากสัญญาณที่ต้องการได้ ทำให้สามารถนำความถี่ทั้งหมดมาใช้ในเซลล์ข้างเคียงได้

อย่างไรก็ตามเนื่องจากจำนวนช่องสัญญาณในเซลล์ข้างเคียงมีจำนวนมากเช่นกันเมื่อรวมกันแล้ว ทำให้ระดับพลังงานของสัญญาณรบกวนในเซลล์ที่กำลังทำการสื่อสารเพิ่มมากขึ้นด้วย อันมีผลต่อเนื้อทำให้จำนวนของช่องสัญญาณที่ใช้งานจริงลดลงด้วย โดยประมาณว่าจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการจะลดลงเป็นอัตราส่วนประมาณ $F=0.60$

นอกจากนี้ในแต่ละเซลล์ของ IS-95 ยังแบ่งย่อยเป็น 3 เซลล์เตอร์โดยใช้สายอากาศแบบมีทิศทาง (Directional Antenna) ที่มีมุมกว้าง 120 องศาทำให้ความสามารถในการบริการช่องสัญญาณในแต่ละเซลล์เพิ่มขึ้น 3 เท่า แต่เนื่องจากความไม่สมบูรณ์ของสายอากาศ (เนื่องจาก side lobes) ทำให้ประสิทธิภาพลดลงประมาณ 15 % ความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณในแต่ละเซลล์เพิ่มขึ้นด้วยอัตราเพียง $S=2.55$

จากผลการเพิ่มประสิทธิภาพในการใช้ช่องสัญญาณดังที่กล่าวข้างต้น จำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการในแต่ละเซลล์ของระบบ CDMA ตามมาตรฐาน IS-95 อาจประมาณได้โดย

$$M_{\max} \approx G \left(\frac{N_0}{E_b} \right) \frac{1}{d} FS \quad (ข2)$$

ซึ่งหมายความว่าในแต่ละเซลล์ของ IS-95 จะสามารถให้บริการช่องสัญญาณได้ 79 ช่อง ต่อช่องความถี่ 1 MHz อย่างไรก็ตามควรคำนึงอยู่เสมอว่าความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณที่คำนวณได้จากสมการที่ ข2 นี้เป็นค่าที่ได้จากการประมาณ โดยมีได้คำนึงถึงผลของความผิดพลาดของการควบคุมกำลังส่ง และผลจากสัญญาณรบกวนเนื่องจากปรากฏการณ์ต่างๆเช่น ปรากฏการณ์เฟดดิ้ง

2.2 ระบบการควบคุมกำลังส่ง

ความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณของ CDMA ที่กล่าวถึงในหัวข้อที่ผ่านมา บางส่วนได้จากการสมมติว่าระดับพลังงานจากช่องสัญญาณทุกๆช่องจะมาปรากฏที่เครื่องรับด้วยค่าที่ใกล้เคียงกันตลอดเวลา ซึ่งในสภาพแวดล้อมที่ใช้งานจริงแล้วหากไม่มีระบบการควบคุมที่เหมาะสมแล้วระดับพลังงานแต่ละช่องสัญญาณจะไม่เท่ากัน เนื่องจากสัญญาณจากเครื่องส่งที่อยู่ใกล้ถูกลดทอนมากกว่าสัญญาณจากเครื่องที่อยู่ไกล จึงเกิดปัญหาว่าเครื่องส่งที่อยู่ใกล้จะมีระดับพลังงานที่มากกว่าเครื่องที่อยู่ไกล (Near-Far Problem) นอกจากนี้ยังเกิดปรากฏการณ์เฟดดิ้งจากคลื่นหลายทิศทาง

ทาง (Multipath Fading) อันเกิดจากการหักล้างกันของคลื่นตรงและคลื่นสะท้อนจากสิ่งปลูกสร้างรอบๆเครื่องรับ โดยเฉพาะเมื่อเครื่องโทรศัพท์กำลังเคลื่อนที่ก็ยิ่งจะทำให้ระดับพลังงานมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ความเปลี่ยนแปลงเหล่านี้มีผลต่อระบบเป็นอย่างมากเพราะหากไม่สามารถควบคุมได้แล้วก็ไม่สามารถควบคุมช่องสัญญาณให้คงที่ได้ ซึ่งที่จริงแล้วระบบควบคุมกำลังส่งในระบบ CDMA อาจถือได้เป็นคุณงามสำคัญที่สุดที่ทำให้เกิดโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ CDMA ได้

การควบคุมระดับพลังงานในช่องสัญญาณที่ส่งจากเครื่องโทรศัพท์มายังสถานีฐาน (Reverse Link) นับว่าสำคัญมากที่สุดซึ่งอาจแบ่งออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนที่เป็นวงจรเปิด (open loop) และวงจรปิด (close loop) การควบคุมระดับพลังงานด้วยวงจรมืดนั้น คือการที่สถานีฐานวัดสัญญาณที่รับได้จากเครื่องโทรศัพท์แล้วจึงส่งคำสั่งกลับไปที่เครื่องโทรศัพท์เพื่อให้เพิ่มหรือลดกำลังส่ง โดยจะเพิ่มหรือลดเพียงครั้งละประมาณ 0.5 dB ทุกๆ 15-20 milliseconds ส่วนการควบคุมระดับพลังงานด้วยวงจรมืดนั้น ใช้เพื่อรับมือกับการเปลี่ยนแปลงของพลังงานอย่างรวดเร็ว อันเนื่องจากปรากฏการณ์เฟดดิ้ง โดยที่เครื่องโทรศัพท์จะคอยจับสัญญาณที่มีค่าคงที่ (เช่น pilot signal หรือสัญญาณซิงโครไนซ์) ซึ่งส่งจากสถานีฐานตลอดเวลา หากระดับของสัญญาณเหล่านี้เกิดการเพิ่มอย่างรวดเร็ว เครื่องโทรศัพท์จะลดกำลังส่งลงทันที โดยที่ค่าการเปลี่ยนแปลงด้วยวิธีนี้อาจสูงถึง 85 dB

สำหรับสัญญาณที่ส่งจากสถานีฐานมายังเครื่องโทรศัพท์ (Forward Link) นั้นมีลักษณะคล้ายกับการควบคุมระดับพลังงานด้วยวงจรมืดของ Reverse Link แต่สถานีจะคอยลดกำลังส่งลงเรื่อยๆ ด้วยคาบเวลาที่คงที่ นอกจากจะพบว่าเริ่มเกิดการผิดพลาดในข้อมูลที่รับได้หรือจะมีการขอให้เพิ่มระดับพลังงานจากเครื่องโทรศัพท์ การเปลี่ยนแปลงของระดับพลังงานจากสถานีฐานจะช้ากว่าใน Reverse Link เล็กน้อย และการเปลี่ยนแปลงจะอยู่ระหว่าง 0.5-6 dB

2.3 สถาปัตยกรรมการแบ่งช่องสัญญาณ

มาตรฐาน IS-95 ใช้การแบ่งช่องสัญญาณแบบผสมระหว่างความถี่ รหัส PN แบบตั้งฉาก (Orthogonal Code) โดย IS-95 จะแบ่งช่วงความถี่ทั้งหมดของระบบเซลล์ลาร์ออกเป็น 2 ช่วงคือช่วงที่ใช้ส่งสัญญาณจากสถานีฐานและจากเครื่องโทรศัพท์เช่นเดียวกับ AMPS ในตารางที่ ข1 จากนั้นความถี่แต่ละช่วงจะถูกแบ่งเป็นแบนด์ย่อยเพื่อใช้ในการกระจายสเปกตรัม แต่ขนาดของแบนด์ย่อยนี้จะต้องไม่กว้างเกินไป เพราะการกระจายความถี่ให้มีความถี่กว้างเกินไป จะทำให้วงจรฮาร์ดแวร์ของเครื่องรับและเครื่องส่งจะมีความยุ่งยากมากขึ้นด้วย นอกจากนี้ยังต้องคำนึงถึงความสะดวกในการเปลี่ยนแปลงจากระบบเดิมที่เป็น AMPS หรือ D-AMPS ไปเป็น IS-95 คือทำให้สามารถทยอยเปลี่ยนระบบไปเป็น CDMA เพิ่มขึ้นทีละแบนด์ โดยไม่มีปัญหาให้กับผู้ที่ยังใช้ระบบเก่ามากนัก

เนื่องจากช่วงความถี่ 21.5 MHz (ทั้ง Reverse Link กับ Forward Link) ของแบนด์ A แบ่งเป็นแบนด์ย่อย 2 แบนด์คือ 11 MHz และ 1.5 MHz แยกห่างจากกัน ส่วน 12.5 MHz ของแบนด์ B ก็เช่นเดียวกันประกอบด้วยแบนด์ย่อย 10 MHz และ 2.5 MHz แยกห่างจากกัน ดังนั้นเพื่อให้สามารถใช้ประโยชน์จากส่วนย่อยของทั้ง 2 แบนด์ (1.5 MHz ของแบนด์ A และ 2.5 MHz ของแบนด์ B) ขนาดของแบนด์วิคท์ที่ใช้ในการกระจายสเปกตรัมของระบบไม่ควรเกิน 1.5 MHz ประกอบกับผลจากการวิเคราะห์ความสามารถในการบริการช่องสัญญาณ ในหัวข้อที่แล้ว ทำให้ Qualcomm Inc. เลือกใช้แบนด์วิคท์การกระจาย 1.23 MHz ใน IS-95

2.4 ระบบ Soft Handoff

การ Handoff คือ การที่เครื่องโทรศัพท์เครื่องหนึ่งเปลี่ยนจากการใช้ช่องสัญญาณที่เป็นของสถานีฐานแห่งหนึ่ง ไปใช้ช่องสัญญาณของสถานีข้างเคียงระหว่างการสนทนา เมื่อสถานีข้างเคียงนั้นอยู่ใกล้หรือมีคุณภาพของช่องสัญญาณที่ดีกว่า โดยทั่วไปแล้วชุมสาย MTSO จะเป็นผู้ควบคุมกระบวนการนี้ สำหรับโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบอนาล็อกหรือดิจิตอลระบบ TDMA เมื่อมีการ Handoff จะต้องมีการเปลี่ยนช่วงความถี่และต้องเลิกใช้ช่องสัญญาณจากเซลล์เก่าก่อนจึงจะใช้ช่องสัญญาณในเซลล์ใหม่ได้ การทำ Handoff แบบนี้เป็นเหตุให้เกิดความผิดพลาด (เช่น สายหลุด) ในระหว่างการทำ Handoff ได้จากเหตุผลหลายประการเช่น กรณีที่ไม่มีช่องสัญญาณว่างในเซลล์ข้างเคียง หรือการที่ชุมสายกำหนดช่องสัญญาณในเซลล์ที่ผิดไป

สำหรับระบบ CDMA ปัญหาดังกล่าวสามารถแก้ไขได้โดยการใช้ระบบ Soft Handoff คือเนื่องจากเซลล์ทุกเซลล์ใช้ความถี่ในช่วงเดียวกันหมดและช่องสัญญาณแบ่งด้วยรหัส PN ที่เหมาะสม ดังนั้นเมื่อเครื่องโทรศัพท์อยู่ในพื้นที่ใกล้เขตแบ่งเซลล์ มันจะจองช่องสัญญาณจากสถานีฐาน (Forward Link) ทั้งสองในเวลาเดียวกันได้โดยไม่ต้องใช้เครื่องรับที่ทำงานในความถี่ที่แตกต่างกัน ทำให้สามารถสลับเปลี่ยนไปยังสถานีที่ช่องสัญญาณมีคุณภาพดีที่สุดเมื่อไรก็ได้โดยไม่มี การเปลี่ยนช่วงความถี่ เช่นเดียวกันสัญญาณจากเครื่องโทรศัพท์ (Reverse Link) จะถูกรับจากสถานีฐานทั้งสอง และชุมสายจะทำการเปรียบเทียบสัญญาณที่รับได้ และตัดสินใจเลือกใช้สัญญาณที่มีคุณภาพดีที่สุดเมื่อไรก็ได้เช่นกัน อย่างไรก็ตามเนื่องจาก IS-95 ใช้การแบ่งช่องสัญญาณแบบผสมระหว่างการใช้อุปกรณ์ PN และช่วงความถี่ดังกล่าวที่กล่าวมาข้างต้น ดังนั้น IS-95 ก็จำเป็นต้องใช้การ Handoff แบบเก่าเช่นเดียวกัน หากไม่มีช่องสัญญาณในช่วงความถี่เดียวกันเหลือว่างเลย

2.5 เครื่องรับโคเวอซิตี

การที่ CDMA กระจายพลังงานไปในช่วงความถี่ที่กว้างกว่า FDMA หรือ FDMA/TDMA มาก ทำให้ผลจากการรบกวนที่เกิดจากสัญญาณรบกวนในช่วงความถี่เฉพาะ (Frequency selective fading) มีค่าลดลง เช่นใน IS-95 เนื่องจากแบนด์วิคท์การกระจายมีค่า 1.25 MHz จะสามารถลดผล

จากสัญญาณรบกวนในช่วงความถี่เฉพาะที่มีความกว้าง 200-300 KHz ลงได้มาก ในขณะที่ผลจากสัญญาณรบกวนเดียวกันนี้จะรุนแรงมากในระบบ TDMA หรือ FDMA

นอกจากนี้ปรากฏการณ์เฟดดิ้งแบบหลายทิศทางในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งมีผลทำให้เกิดการลดทอนเนื่องจากสัญญาณเดียวกันแต่มาถึงไม่พร้อมกัน มีผลให้รูปแบบของสัญญาณที่รับได้ขึ้นอยู่กับดีเลย์หรือผลต่างของเวลาระหว่างสัญญาณที่มาถึงในทิศทางที่ต่างกัน ซึ่งค่าของดีเลย์นี้อาจมีค่าเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้างมากแล้วแต่สภาพภูมิประเทศ

ภาครับของมาตรฐาน IS-95 ถูกออกแบบให้ใช้หลักการของไคเวอซีตีระหว่างเส้นทาง เพื่อบรรเทาผลของการลดทอนเนื่องจากดีเลย์นี้ หลักการของไคเวอซีตีระหว่างเส้นทางคือ เครื่องรับจะค้นหาสัญญาณที่มาถึงภาครับจากหลายทิศทาง แล้วเลือกเอาสัญญาณที่มีระดับพลังงานที่รุนแรงที่สุด การใช้ไคเวอซีตีระหว่างเส้นทางเป็นวิธีการแก้ปัญหาการเฟดดิ้งที่มีประสิทธิภาพมาก แต่ไม่ค่อยถูกนำมาประยุกต์ใช้ในโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลล์ลาร์ระบบ TDMA และ FDMA เพราะมักไม่ได้ผลกับสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ดำเนินไป และที่สำคัญที่สุดโดยทั่วไปแล้วสำหรับระบบ FDMA และ TDMA นั้นจำเป็นต้องใช้สายอากาศแบบมีหลายก้านเพื่อแยกสัญญาณที่มาจากทิศทางที่ต่างกัน

แต่เนื่องจาก IS-95 เป็นระบบ CDMA จึงเหมาะสมมากที่จะใช้ไคเวอซีตีระหว่างเส้นทางเพราะมีแบนด์วิดท์กว้าง นอกจากนี้ยังสามารถใช้เครื่องรับแบบเรค ซึ่งสามารถใช้หลักการไคเวอซีตีระหว่างเส้นทางโดยไม่จำเป็นต้องใช้สายอากาศแบบมีหลายก้าน หลักการของ RAKE คือหากสัญญาณจากเส้นทางที่ต่างกันมาถึงเครื่องรับโดยเวลาที่ต่างกันมากกว่าช่วงคาบเวลา 1 ซิปของอนุกรม PN ทำให้สามารถแยกสัญญาณเหล่านั้นออกจากกันโดยการใช้เครื่องรับสหสัมพันธ์ (correlator) ที่มีค่าออฟเซตทางเวลาที่ต่างกันของเรคของ IS-95 ประกอบด้วยเครื่องรับสหสัมพันธ์ 3 ชุดเพื่อใช้รับสัญญาณที่มาถึงด้วยความแรงที่สุด 3 สัญญาณในการประมวลผลของไคเวอซีตี

3. บทวิเคราะห์ IS-95

3.1 การเพิ่มความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณ

เมื่อพิจารณาคุณสมบัติพิเศษของ IS-95 ความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณย่อมถูกมองเป็นประการแรก อย่างไรก็ตามจำนวนช่องสัญญาณที่แน่นอนที่ IS-95 สามารถให้บริการเป็นเรื่องที่ถูกต้องได้ยากมาก ความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณที่คำนวณจากสมการที่ ข2 ได้จากการประมาณ ในระบบเซลล์ลาร์ที่ใช้งานจริงอาจมีตัวแปรอื่นที่ไม่ได้คาดไว้เช่น ความผิดพลาดเนื่องจากการควบคุมกำลังส่ง ลักษณะทางภูมิศาสตร์ของเซลล์ ซึ่งอาจลดความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณลงได้ นอกจากนี้ยังพบว่าจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการจะถูกจำกัดด้วยคุณภาพการสื่อสารในช่องสัญญาณจากเครื่องโทรศัพท์มากกว่าจากสถานีฐาน

จากการทดสอบภาคสนามที่ San Diego ซึ่งประกอบด้วยเซลล์ 5 เซลล์ แบ่งเป็น 8 เซกเตอร์ ปรากฏว่าในเซลล์ที่ถูกแบ่งเป็น 3 เซกเตอร์นั้น ช่วงความถี่ที่ให้บริการ 12.5 MHz นั้น IS-95

สามารถให้บริการช่องสัญญาณได้มากกว่า 60 ช่อง หรือประมาณ 10 เท่าของ AMPS โดยที่เครื่องโทรศัพท์ส่วนใหญ่ถูกใช้ในกรณีที่วิ่งด้วยความเร็วสูง นอกจากนี้จากผลการวิเคราะห์ผลทางคณิตศาสตร์ ถ้าให้คุณภาพของสัญญาณที่ยอมรับได้คือ การที่ $BER > 10^{-3}$ ในช่องสัญญาณมีค่าน้อยกว่า 1 % ของช่องสัญญาณที่ให้บริการจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการที่คำนวณก็ให้ผลที่ใกล้เคียงกันมากคือมากกว่า 10 เท่าเล็กน้อย ตารางที่ ข.2 แสดงจำนวนช่องสัญญาณของโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิทัลระบบต่างๆต่อช่วงความถี่ 1.25 MHz โดยที่ K คือค่าสัมประสิทธิ์ของการนำความถี่มาใช้ซ้ำ, Cs คือจำนวนช่องสัญญาณต่อเซกเตอร์และ Cc คือจำนวนช่องสัญญาณต่อเซลล์

ตารางที่ ข.2 ค่าความจุของช่องสัญญาณในโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบต่างๆต่อช่วงความถี่ 1.25 MHz

ระบบ	K	Cs	Cc
AMPS	7	2	6
D-AMPS (IS-54)	7	6	18
GSM	4	4.16	12.5
CDMA (IS-95)	1	22	66

อย่างไรก็ตามมีข้อสงสัยว่าการทดสอบภาคสนามนั้นว่าเพียงพอหรือไม่เพราะยังขาดข้อมูลเกี่ยวกับเงื่อนไขบางประการอันเกิดจากสภาพภูมิศาสตร์ภายในเซลล์ที่เปลี่ยนไป ซึ่งเงื่อนไขนี้มีผลต่อจำนวนช่องสัญญาณ อย่างไรก็ตามก็ควรคำนึงอยู่เสมอว่าจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการที่เพิ่มขึ้นของ IS-95 มิได้เกิดจากประสิทธิภาพในการใช้ช่องความถี่ของ CDMA โดยตรง โดยทั่วไปแล้วหากใช้รหัสแก้ไขความผิดพลาดที่มีความสามารถเท่ากัน ประสิทธิภาพในการใช้ช่องความถี่ของ CDMA จะต่ำกว่า TDMA ซึ่งนี่เป็นสาเหตุหนึ่งที่ทำให้ IS-95 จำเป็นต้องใช้รหัสแก้ไขความผิดพลาดที่มีประสิทธิภาพมากกว่า D-AMPS และ GSM มาก

สาเหตุที่ทำให้จำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการของ IS-95 มีมากกว่าระบบ FDMA และ TDMA นั้น อาจกล่าวได้ว่าเกิดจากคุณสมบัติประจำตัวพิเศษที่สามารถทำให้นำเทคโนโลยีที่มีอยู่มาประยุกต์ใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพ คุณสมบัติเฉพาะของ IS-95 ที่ว่านั่นคือการที่สัญญาณจากต่างช่องกันในระบบ CDMA สามารถใช้ช่วงความถี่และเวลาร่วมกันได้นั่นเอง ตัวอย่างเช่นคุณสมบัตินี้

ทำให้ในระบบไม่จำเป็นต้องจองช่องความถี่หรือช่องเวลาที่ว่างก่อนทำการสื่อสาร ดังนั้นจากการใช้ประโยชน์จากช่องสัญญาณในช่วงที่ไม่ได้ทำการสื่อสาร (ช่วงที่ไม่มีเสียงพูด) สามารถทำได้โดยการใช้เครื่องจับการเกิดของสัญญาณเสียง (VAD) ที่มีกลไกง่ายๆเท่านั้น ในขณะที่ FDMA หรือ TDMA ที่มีการแบ่งช่องสัญญาณแบบตายตัวไม่อาจทำได้นอกจากนี้การที่แต่ละเซกเตอร์สามารถใช้ความถี่เดียวกันได้นี้เอง เป็นสาเหตุสำคัญที่ทำให้เกิดส่วนขยายของจำนวนช่องสัญญาณที่เกิดจากการแบ่งเซกเตอร์ คุณสมบัติประจำตัวของ CDMA ที่สามารถใช้ความถี่ร่วมกันนี้ นอกจากจะทำให้จำนวนของช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นแล้ว เมื่อประกอบกับความสำเร็จในการพัฒนาระบบ ยังเป็นหัวใจสำคัญที่ทำให้ความสามารถในการ Soft Handoff และ Soft Capacity ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เป็นจริงขึ้นมาได้

ในอนาคตจำนวนของช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการของ IS-95 อาจเพิ่มขึ้นได้โดย

ก. การเพิ่มจำนวนเซกเตอร์ในแต่ละเซลล์

การแบ่งเซลล์ออกเป็นเซกเตอร์ที่มีจำนวนมากขึ้นอาจทำให้จำนวนช่องสัญญาณในแต่ละเซลล์มากขึ้น อย่างไรก็ตามส่วนขยายที่ได้ขึ้นอยู่กับเทคโนโลยีในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล และระบบสายอากาศแบบมีทิศทางที่สถานีฐานว่าสามารถจะตัดสัญญาณแทรกสอดจากเซกเตอร์ที่เกิดได้มากเท่าไรด้วย

ข. การใช้ VOCODER ที่มีความเร็วต่ำลง

เช่น ถ้าสามารถพัฒนา half-rate VOCODER ที่มีความเร็วประมาณ 4 Kbps ได้สำเร็จ จะทำให้ BD ลดลงครึ่งหนึ่ง มีผลทำให้ความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นได้ประมาณ 1.7 เท่า

ค. การลดการแทรกสอดจากช่องสัญญาณอื่นที่ใช้ช่วงความถี่เดียวกัน (CCI: Co-Channel Interference)

สัญญาณรบกวนในระบบ CDMA ส่วนใหญ่เกิดจากการที่ยอมให้ช่องสัญญาณใช้ช่วงความถี่เดียวกัน โดยที่สัญญาณรบกวนจากช่องอื่นเหล่านี้จะถูกควบคุมให้มีระดับค่าที่ยอมรับได้ ซึ่งทำได้โดยการจำกัดจำนวนของช่องสัญญาณที่ใช้ช่วงความถี่เดียวกัน เพราะสัญญาณในแต่ละช่องทำให้เกิดสัญญาณรบกวนต่อระบบค่าหนึ่ง ดังนั้นหากสามารถลดสัญญาณรบกวนค่านี้ลงได้ จำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการก็จะเพิ่มขึ้นด้วย

เนื่องจากสัญญาณแทรกสอดในระบบ CDMA เหล่านี้ถูกสร้างขึ้นเอง ดังนั้นหากถอดรหัสสัญญาณเหล่านี้พร้อมกันที่สถานีฐาน จะสามารถนำค่าตัวแปรต่างๆที่ได้จากการถอดรหัสสัญญาณเหล่านี้มาลดผลจากการแทรกสอดซึ่งกันและกันด้วยวิธีต่างๆเช่นการใช้อุปกรณ์ประมวลผลสัญญาณ CCI Canceller

นอกจากนี้ CCI ส่วนหนึ่งยังเกิดจากสัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียงด้วย ซึ่งผลจากสัญญาณแทรกสอดเหล่านี้ทำให้ F จากสมการที่ ๒.2 มีค่าไม่เท่ากับ 1 การนำสัญญาณจากโทรศัพท์

เครื่องเดียวกัน และต่างเครื่องกันที่รับได้ในเซลล์ข้างเคียงมาประมวลผลรวมกัน ทำให้เกิดโคเวอริจันซ์ที่เรียกว่า Macro Diversity ซึ่งในทางทฤษฎีแล้ว Macro Diversity นี้สามารถนำมาลดผลของการแทรกสอดทั้งหมดจากเซลล์ข้างเคียงลงได้

อย่างไรก็ตามปัจจุบันการลดสัญญาณแทรกสอดในช่วงความถี่เดียวกันที่กล่าวมาแล้วทั้ง 2 วิธียังอยู่ในระหว่างการศึกษาวิจัยและยังไม่ได้ถูกใช้งานจริงในระบบ IS-95

ง. การพัฒนาจรรยาหัสแก้ความผิดพลาด (Error-correction code) และการมอดูเลตสัญญาณ

สามารถทำให้ส่งข้อมูลโดยใช้แบนด์วิดท์ที่ต่ำลงเช่นปัจจุบัน IS-95 ใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบ O-QPSK (Offset QPSK) ซึ่งมีความเร็ว 1 ชิป/สัญญาณ หากสามารถใช้การมอดูเลตแบบ QPSK ซึ่งมีความเร็ว 2 ชิป/สัญญาณ ได้โดยไม่ต้องเพิ่มค่าพลังงาน E_b แล้วความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณจะเพิ่มขึ้นประมาณ 2 เท่า

การลด E_b อาจทำได้โดยการใช้รหัสแก้ความผิดพลาดที่มีประสิทธิภาพสูงขึ้น ข้อได้เปรียบอีกประการหนึ่งของ CDMA ก็คือสามารถใช้รหัสแก้ความผิดพลาดที่มีประสิทธิภาพสูงที่มีอัตราการใช้รหัสต่ำเพื่อลดระดับพลังงาน E_b ที่ต้องการโดยไม่มีผลในการจำกัดอัตราความเร็วของ VOCODER สำหรับระบบ TDMA หากใช้รหัสที่มีอัตราการใช้รหัสต่ำลง จะทำให้เสียแบนด์วิดท์ในการส่งมากขึ้น โดยทั่วไปแล้วรหัสแก้ความผิดพลาดที่มีประสิทธิภาพสูง เช่น Concatenated Code หรือ Product Code สามารถออกแบบได้ง่าย และมีวงจรถอดรหัสที่มีความซับซ้อนน้อยกว่ามากที่อัตราการใช้รหัสต่างๆ ดังนั้นหากสามารถนำรหัส Concatenated Code หรือ Product Code เหล่านี้มาใช้งานได้ก็สามารถเพิ่มความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณได้เช่นกัน อย่างไรก็ตามวิธีที่ดีที่สุดแม้ฮาร์ดแวร์ของรหัสเหล่านี้จะมีขนาดเล็กลงมากที่อัตราการใช้รหัสต่ำก็ตาม แต่ปัจจุบันยังมีขนาดใหญ่ ทำให้มีปัญหาในการนำไปประยุกต์ใช้งานกับเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่

เพื่อลดขนาดฮาร์ดแวร์ของวงจรถ่ายและถอดรหัส ได้มีการทดลองนำเทคโนโลยี TCM (Trellis Code Modulation) แบบหลายมิติ (Multidimensional) เข้ามาใช้ (TCM คือเทคโนโลยีการรวมรหัสแก้ความผิดพลาดกับการมอดูเลตสัญญาณเข้าด้วยกัน เพื่อให้สามารถประหยัดพลังงานในการส่งได้โดยที่ไม่เสียแบนด์วิดท์ในการสื่อสารเพิ่ม)

การเพิ่มประสิทธิภาพในการให้บริการช่องสัญญาณของ IS-95 ที่กล่าวมาแล้วนั้น การพัฒนา VOCODER ความเร็วต่ำและการพัฒนาจรรยาหัสป้องกันความผิดพลาดนั้น จำเป็นต้องมีการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์ทั้งในเครื่องโทรศัพท์และสถานีฐานอันประกอบด้วยขั้นตอนที่ค่อนข้างยุ่งยาก เพราะต้องคำนึงถึงเครื่องโทรศัพท์ที่ใช้ระบบการเข้ารหัสแบบเก่าด้วย ในขณะที่เพิ่มจำนวนเซกเตอร์ในเซลล์หรือการพัฒนา CCI Canceller และ Macro Diversity ระหว่างเซลล์สามารถทำได้โดยการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์ที่สถานีฐานเพียงอย่างเดียวโดยไม่ต้องคำนึงถึงเครื่องโทรศัพท์เลย

นอกจากนี้ยังจะพบว่าตัวแปรสำคัญต่างๆหลายประการที่เป็นตัวแปรสำคัญในการช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ CDMA นั้นสามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบ TDMA ด้วย เช่นการพัฒนา

ระบบสายอากาศแบบมีทิศทาง VOCODER ความเร็วต่ำ หรือรหัสแก้ความผิดพลาดที่มีประสิทธิภาพสูง ซึ่งหมายความว่าเทคนิคต่างๆและความรู้ความชำนาญจำนวนมากไม่น้อยที่สั่งสมจากการพัฒนาระบบ TDMA เป็นเวลายาวนาน สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับระบบ CDMA ได้เช่นกัน

3.2 ความสามารถในการเปลี่ยนแปลงจำนวนช่องสัญญาณที่ให้บริการ (Soft Capacity)

จุดที่น่าสนใจอีกอย่างคือในระบบ CDMA คือการที่จำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการขึ้นอยู่กับระดับสัญญาณรบกวนที่สามารถยอมรับได้นั้น ไม่ได้หมายความว่าค่านี้จะกำหนดตายตัวและไม่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ นั่นคือสามารถเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณได้หากยอมรับในระดับของสัญญาณรบกวนที่เพิ่มขึ้นได้ ซึ่งค่าของสัญญาณรบกวนที่เพิ่มขึ้นเนื่องจากการเพิ่มช่องสัญญาณแต่ละช่องนี้มีค่าน้อยมากเพราะถูกเฉลี่ยไปในทุกๆช่องสัญญาณเช่นถ้าเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณจาก 20 ช่องไปเป็น 21 ช่องต่อเซลล์ค่าของจำนวนช่องสัญญาณที่เพิ่มขึ้นในแต่ละเซลล์จะเป็น $10\log(21/20) = 0.21$ dB เท่านั้น ข้อนี้มีประโยชน์มากในการบรรเทาอัตราการถูกบล็อกซึ่งเกิดจากจำนวนช่องสัญญาณไม่เพียงพอ ในกรณีฉุกเฉินหรือกรณีจำเป็นได้ เช่น เกิดภัยธรรมชาติ อุบัติเหตุ ฯลฯ

นอกจากนี้ความสามารถในการเปลี่ยนแปลงจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการยังช่วยในการจัดการทรัพยากรซึ่งก็คือช่องสัญญาณของระบบมีประสิทธิภาพมากขึ้น ตัวอย่างเช่น ในกรณีที่จำนวนผู้ใช้บริการในแต่ละพื้นที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาในตอนเช้าหรือหลังเลิกงาน ผู้ใช้โทรศัพท์จำนวนมากจะไปกระจุกตัวอยู่ในเซลล์บางเซลล์ที่มีถนนใหญ่ที่มักมีการจราจรติดขัด ในขณะที่เซลล์ข้างเคียงมีความจำเป็นในการใช้ช่องสัญญาณน้อยกว่าที่คาดเอาไว้มาก ซึ่งหมายความว่าสัญญาณรบกวนจากเซลล์เหล่านั้นจะน้อยลง ทำให้สามารถเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการในเซลล์ที่มีการกระจุกตัวของผู้ใช้เพิ่มขึ้นได้โดยไม่มีผลต่อคุณภาพของช่องสัญญาณเลย

3.3 ไม่จำเป็นต้องมีการวางแผนการแบ่งใช้ช่องความถี่ในแต่ละเซลล์ (No Frequency Planing)

ในโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบอนาล็อกหรือระบบดิจิทัลระบบ TDMA หรือ FDMA ที่มีการจัดแบ่งช่วงความถี่แบบตายตัวนั้น การวางแผนแบ่งช่องความถี่หรือช่องสัญญาณให้กับแต่ละเซลล์และเซลล์เพื่อให้ระบบมีช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการมีมากที่สุดนั้นเป็นงานที่ยุ่งยากมากที่สุดประการหนึ่งเพราะ

ก. นอกจากจะต้องลดการแทรกสอดในช่วงคลื่นเดียวกันจากเซลล์ข้างเคียงแล้ว ยังต้องออกแบบให้รองรับการตกเป็นเซลล์ย่อย (cell splitting) เมื่อความต้องการใช้ช่องสัญญาณในพื้นที่มีมากขึ้น

ข. สภาพภูมิประเทศและจำนวนประชากรยังมีผลต่อการแบ่งเซลล์และเซลล์ เช่นคลื่นสัญญาณที่สะท้อนจากภูเขา แม่น้ำ ต้นไม้ หรือ อาคารสิ่งปลูกสร้างต่างๆมีผลทำให้ขนาดของเซลล์และเซลล์รั้นไม่เท่ากัน และเซลล์ในเขตที่มีประชากรหนาแน่นจะต้องออกแบบให้มีขนาดเล็กลงหรือเพิ่มให้จำนวนช่องสัญญาณต่อพื้นที่มีมากขึ้น

ค.เมื่อเทคโนโลยีการใช้ไมโครเซลล์ (microcell) หรือเซลล์มีขนาดเล็กมาก หลายๆเซลล์สร้างซ้อนอยู่ในเซลล์ขนาดใหญ่ (macrocell) ถูกนำมาประยุกต์ใช้เพื่อลดความต้องการช่องสัญญาณในเขตเมืองใหญ่มากขึ้น ปัญหาการจัดแบ่งช่องความถี่ซึ่งมีจำกัดอยู่แล้วจะรุนแรงยิ่งขึ้น

ในทางกลับกันเนื่องจากคุณสมบัติประจำตัวของ CDMA คือการที่สามารถนำความถี่ทั้งหมดมาใช้ในทุกๆเซลล์ได้ ทำให้ไม่มีความจำเป็นต้องมีการวางแผนจัดแบ่งการใช้ช่วงความถี่ที่อยู่ยากให้กับแต่ละเซลล์หรือเซกเตอร์ นอกจากนี้คุณสมบัตินี้ยังช่วยให้ระบบ CDMA มีความยืดหยุ่นต่อการเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณด้วยวิธีการ Soft Capacity เมื่อมีความต้องการหรือมีความหนาแน่นของประชากรสูงขึ้น โดยไม่ต้องคำนึงถึงการแบ่งช่องความถี่เลย

3.4 การสื่อสารด้วยคลื่นสัญญาณที่มีระดับพลังงานต่ำ (Low Transmit Power)

เนื่องจากที่ภาครับของ CDMA นั้น สัญญาณที่ต้องการเท่านั้นที่ถูกขยายด้วยอัตราขยายการประมวลผลที่มีค่า G จึงทำให้ระดับพลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่จำเป็นในการส่งมีค่าต่ำกว่าระบบอนาล็อกและระบบดิจิทัล TDMA มาก นอกจากนี้ระบบควบคุมพลังงานของสัญญาณส่งที่อธิบายในหัวข้อที่แล้ว ยังมีผลอย่างมากในการลดกำลังของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกินความจำเป็นจากผลการทดสอบภาคสนาม ปรากฏว่าระดับพลังงานที่จำเป็นในการส่งของ IS-95 มีค่าต่ำกว่าอนาล็อก AMPS ประมาณ 20-30 dB

ประโยชน์ประการแรกที่ได้เห็นได้ชัดจากระดับพลังงานส่งที่ลดลงคือทำให้ง่ายต่อการออกแบบให้เครื่องโทรศัพท์ประหยัดพลังงานแบตเตอรี่อันมีผลให้ใช้ระยะเวลาการใช้งานหรืออาจทำให้สามารถลดขนาดของแบตเตอรี่ ซึ่งหมายถึงการลดขนาดของเครื่องโทรศัพท์ด้วย

ประโยชน์อีกประการหนึ่งที่มักถูกมองข้ามจากผู้ให้บริการระบบคือการลดสัญญาณรบกวนต่อสภาพแวดล้อมและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่นๆ แม้อันตรายจะไม่มีกรณีพิสูจน์ แต่โทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ TDMA หรือ FDMA ที่ใช้กำลังส่งสูงกว่า CDMA มากนั้น มักถูกระแวงสงสัยอยู่เสมอ

ตัวอย่างที่ได้รับการยืนยันและยอมรับจากผลกระทบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแล้ว คือผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ TDMA ต่อเครื่องช่วยฟังสำหรับคนหูพิการ เนื่องจากระบบ TDMA มีการแบ่งช่วงสัญญาณโดยการผลัดกันใช้ มีผลทำให้เกิดสัญญาณรบกวนในช่วงความถี่ต่ำ อยู่ในช่วงที่สามารถได้ยินได้ (0-3 kHz) ซึ่งสัญญาณเหล่านี้จะถูกขยายด้วยเครื่องขยายโดยเครื่องช่วยฟังของคนหูพิการ และจะรบกวนผู้ใช้เช่น เป็นเสียงหวีดในลักษณะต่างๆเนื่องจากสัญญาณรบกวนเหล่านี้เกิดจากลักษณะประจำตัวของสัญญาณในระบบ TDMA เอง การแก้ไขจึงทำได้ยาก เพราะการป้องกันการกระจายของสัญญาณดังกล่าวอาจมีผลในการลดทอนคุณภาพของสัญญาณส่งด้วย

นอกจากนี้มีรายงานจำนวนไม่น้อยที่กล่าวว่าสัญญาณจากโทรศัพท์เคลื่อนที่อาจมีผลทำให้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทางการแพทย์อื่นๆ เช่น เครื่องให้จังหวะการเต้นของหัวใจ แก้วเซ็นไฟฟ้า ฯลฯ ไม่ทำงานตามปกติ บางประเทศในแถบสแกนดิเนเวีย ถึงกับไม่อนุญาตให้ใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ในเขตโรงพยาบาล อย่างไรก็ตาม ผลกระทบเหล่านี้ยังไม่ได้รับการพิสูจน์ทางวิชาการว่าเกิดสัญญาณรบกวนจากเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่จริงหรือไม่ และมีผู้โต้แย้งว่าความผิดปกติของอุปกรณ์เหล่านั้น บางส่วนอาจเกิดจากความผิดพลาดของตัวอุปกรณ์เองก็ได้

ภาคผนวก
ค. โปรแกรม

โปรแกรมส่วนของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส

โปรแกรมของระบบที่ไม่ได้เข้ารหัส โปรแกรมประกอบส่วนของโปรแกรมหลัก 2 โปรแกรม และแต่ละโปรแกรมหลักประกอบด้วยฟังก์ชัน โปรแกรมย่อย 3 โปรแกรม จากสมการ (4.47)

$$\bar{P}_e = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \frac{1}{\Gamma(m_1 L)} \left(\frac{m_1 L}{\Omega_0 q(L, \delta)} \right)^{m_1 L} \left[\frac{\sqrt{\sigma_0} \Gamma(m_1 L + \frac{1}{2})}{m_1 L \left(\sigma_0 + \frac{m_1 L}{\Omega_0 q(L, \delta)} \right)^{m_1 L + \frac{1}{2}}} {}_2F_1 \left(1, m_1 L + \frac{1}{2}; m_1 L + 1; \frac{m_1 L}{\sigma_0 \Omega_0 q(L, \delta) + m_1 L} \right) \right]$$

1. โปรแกรมหลักแสดงผลการเปลี่ยนแปลงค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

1.1 ส่วนของการกำหนดค่าตัวแปรต่างๆ

- | | |
|---|--|
| $m = [0.5 \ 0.75 \ 1 \ 2 \ 3];$ | ' แสดงค่าตัวแปรการแจกแจง Nakagami ที่ค่าต่างๆ |
| $M = m(1);$ | ' กำหนดค่าตัวแปรการแจกแจง Nakagami เท่ากับ 0.5 |
| $l = [2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6 \ 8];$ | ' แสดงค่าตัวแปรสาขาของเครื่องรับเรด |
| $L = l(1);$ | ' กำหนดค่าตัวแปรสาขาของเครื่องรับเรดเท่ากับ 2 |
| $\text{delta} = [0 \ 0.2 \ 0.4 \ 0.6 \ 0.8];$ | ' แสดงค่าตัวแปรอัตรากำลังงานเฉลี่ยที่สูญเสียไปจากการเดินทางมาถึงเครื่องรับ |
| $d = \text{delta}(1);$ | ' กำหนดค่าอัตรากำลังงานเฉลี่ยที่สูญเสียไปจากการเดินทางมาถึงเครื่องรับมีค่าเท่ากับ 0 |
| $a = Q(L, d);$ | ' กำหนดและเรียกใช้งานฟังก์ชัน Q |
| $N = 127;$ | ' กำหนดค่าอัตราขยายประมวลผล |
| $K = 25;$ | ' กำหนดจำนวนผู้ใช้งาน |
| $\text{Ebdb} = [0 : 5 : 40];$ | ' กำหนดค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนในหน่วย dB โดยทำการเปลี่ยนแปลงค่าตั้งแต่ 0 ถึง 40 โดยเพิ่มขึ้นทีละ 5 dB |

1.2 ส่วนของการคำนวณโปรแกรมหลัก

For i = 1 : 9

$E_b = 10^{(E_{bdb}(i) / 10)}$; ' เปลี่ยนค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจาก dB เป็นหน่วยธรรมดา

$b(i) = \text{Zigma}(K, a, N, E_b)$; ' เรียกใช้ฟังก์ชัน Zigma

End

1.2.1 การคำนวณตามสมการเบื้องต้นโดย

$$P1 = \frac{1}{2\sqrt{\pi}}$$

$$P2 = \frac{1}{\Gamma(m_1 L)}$$

$$P3 = \left(\frac{m_1 L}{\Omega_0 q(L, \delta)} \right)^{m_1 L}$$

$$P1 = 1 / (2 * \text{sqrt}(\pi));$$

$$P2 = (\text{Gamma}(M * L))^{(-1)};$$

$$P3 = ((M * L) / a)^{(M * L)};$$

1.2.2 การคำนวณตามสมการเบื้องต้นในส่วน

$$P4(i) = \frac{\sqrt{\sigma_0} \Gamma(m_1 L + \frac{1}{2})}{m_1 L \left(\sigma_0 + \frac{m_1 L}{\Omega_0 q(L, \delta)} \right)^{m_1 L + \frac{1}{2}}}$$

For i = 1 : 9

$$P41 = \text{sqrt}(b(i)) * \text{Gamma}(M * L + 0.5);$$

$$P421 = (b(i) + ((M * L) / a))^{(M * L + 0.5)};$$

$$P42 = M * L * P421;$$

$$P4(i) = P41 / P42;$$

End

1.2.3 การคำนวณตามสมการเบื้องต้นในส่วน

$$P5(i) = {}_2F_1\left(1, m_1L + \frac{1}{2}; m_1L + 1; \frac{m_1L}{\sigma_0\Omega_0q(L, \delta) + m_1L}\right)$$

$$\text{โดย } {}_2F_1(1, p+q; p+1; x) = \frac{p}{x^p} (1-x)^{-q} B_x(p, q)$$

For i = 1 : 9

x1 = M * L;

x2 = (b(i) * a) + x1;

x(i) = x1 / x2;

P5(i) = Hyper(x1, 0.5, x(i)); 'เรียกใช้ฟังก์ชัน Hyper

End

1.2.4 การคำนวณตามสมการเบื้องต้นทั้งหมด

For i = 1 : 9

P(i) = P1 * P2 * P3 * P4(i) * P5(i);

End

1.3 การแสดงผลเป็นกราฟ

semilogy(Ebdb, P, 'k');

1.4 ฟังก์ชัน Q

เป็นฟังก์ชันที่ทำการคำนวณค่าตัวแปรที่ส่งมาจากโปรแกรมหลักซึ่งคือ ค่าจำนวนสาขาเครื่องรับรถ (L) และอัตราค่าพลังงานเฉลี่ยที่สูญเสียไปจากการเดินทางมาถึงเครื่องรับ (δ) ผลที่ได้จากการคำนวณของฟังก์ชันถูกส่งกลับไปยังโปรแกรมหลัก

Function x = Q(L, delta)

x = 0;

For i = 0 : (L-1)

x = x + exp(-i * delta);

End

1.5 ฟังก์ชัน Zigma

เป็นฟังก์ชันที่ทำการคำนวณค่าตัวแปรที่ส่งมาจากโปรแกรมหลักซึ่งคือ จำนวนผู้ใช้งาน (K) ค่าที่ได้จากการคำนวณฟังก์ชัน Q (a) ค่าอัตราการขยายประมวลผล (N) และค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Eb) ผลที่ได้จากการคำนวณของฟังก์ชันถูกส่งกลับไปยังโปรแกรมหลัก

Function $z = \text{Zigma} (K, q, N, Eb)$

$$z1 = (2 * (K-1) * q) / (3 * N);$$

$$z2 = (q-1) / N;$$

$$z3 = 1 / Eb;$$

$$z = (z1+z2+z3) ^ (-1);$$

1.6 ฟังก์ชัน Hyper

เป็นฟังก์ชันที่ทำการคำนวณค่าตัวแปรที่ส่งมาจากโปรแกรมหลัก ผลที่ได้จากการคำนวณของฟังก์ชันถูกส่งกลับไปยังโปรแกรมหลัก

Function $h = \text{Hyper} (p, q, x)$

$$h1 = p / (x ^ p);$$

$$h2 = (1 - x) ^ (-q);$$

$$h3 = \text{BETAINC} (x, p, q); \quad \text{' เรียกใช้ฟังก์ชัน Beta}$$

$$h = h1 * h2 * h3;$$

จากนั้นทำการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรการแจกแจง Nakagami (m) ตัวแปรสาขาของเครื่องรับเรด (L) และตัวแปรอัตรากำลังงานเฉลี่ยที่สูญเสียไปจากการเดินทางมาถึงเครื่องรับ (δ) เป็นค่าต่างๆ แล้วทำการประมวลผล โปรแกรมเพื่อให้ได้รูปภาพที่มีค่าพารามิเตอร์ต่างๆกัน

2. โปรแกรมหลักแสดงผลการเปลี่ยนแปลงค่าจำนวนผู้ใช้งาน

2.1 ส่วนของการกำหนดค่าตัวแปรต่างๆ

$m = [0.5 \ 0.75 \ 1 \ 2 \ 3];$ ' แสดงค่าตัวแปรการแจกแจง Nakagami ที่ค่าต่างๆ

$M = m(1);$ ' กำหนดค่าตัวแปรการแจกแจง Nakagami เท่ากับ 0.5

$l = [2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6 \ 8];$ ' แสดงค่าตัวแปรสาขาของเครื่องรับเรด

$L = l(1);$ ' กำหนดค่าตัวแปรสาขาของเครื่องรับเรดเท่ากับ 2

$\delta = [0 \ 0.2 \ 0.4 \ 0.6 \ 0.8];$ ' แสดงค่าตัวแปรอัตรากำลังงานเฉลี่ยที่สูญเสียไปจากการเดินทางมาถึงเครื่องรับ

$d = \text{delta} (1);$	' กำหนดค่าอัตรากำลังงานเฉลี่ยที่สูญเสียไปจากการเดินทางมาถึงเครื่องรับมีค่าเท่ากับ 0
$a = Q (L, d);$	' กำหนดและเรียกใช้งานตัวแปรฟังก์ชัน Q
$N = 127;$	' กำหนดค่าอัตราขยายประมวลผล
$K = [10 : 10 : 100];$	' กำหนดจำนวนผู้ใช้งาน โดยทำการเปลี่ยนแปลงค่าตั้งแต่ 10 ถึง 100 โดยเพิ่มขึ้นทีละ 10
$Eb = 20;$	' กำหนดค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนในหน่วย dB

2.2 ส่วนของการคำนวณโปรแกรมหลัก

For $i = 1 : 10$

$b (i) = \text{Zigma} (K(i), a, N, Eb);$ ' เรียกใช้ฟังก์ชัน Zigma

End

2.2.1 การคำนวณตามสมการเบื้องต้นโดย

$$P1 = \frac{1}{2\sqrt{\pi}}$$

$$P2 = \frac{1}{\Gamma(m_1 L)}$$

$$P3 = \left(\frac{m_1 L}{\Omega_0 q(L, \delta)} \right)^{m_1 L}$$

$$P1 = 1 / (2 * \text{sqrt} (\text{pi}));$$

$$P2 = (\text{Gamma} (M * L)) ^ { (-1) };$$

$$P3 = ((M * L) / a) ^ { (M * L) };$$

2.2.2 การคำนวณตามสมการเบื้องต้นในส่วน

$$P4 (i) = \frac{\sqrt{\sigma_0} \Gamma(m_1 L + \frac{1}{2})}{m_1 L \left(\sigma_0 + \frac{m_1 L}{\Omega_0 q(L, \delta)} \right)^{m_1 L + \frac{1}{2}}}$$

```

For i = 1 : 10
    P41 = sqrt ( b (i)) * Gamma ( (M*L) + 0.5 );
    P421 = ( b (i) + ( (M*L) / a ) ) ^ ( (M*L) + 0.5 );
    P42 = M * L * P421;
    P4 (i) = P41 / P42;
End

```

2.2.3 การคำนวณตามสมการเบื้องต้นในส่วน

$$P5 (i) = {}_2F_1 \left(1, m_1 L + \frac{1}{2}; m_1 L + 1; \frac{m_1 L}{\sigma_0 \Omega_0 q(L, \delta) + m_1 L} \right)$$

$$\text{โดย } {}_2F_1(1, p+q; p+1; x) = \frac{P}{x^p} (1-x)^{-q} B_x(p, q)$$

```

For i = 1 : 10
    x1 = M * L;
    x2 = ( b(i) * a ) + x1;
    x (i) = x1 / x2;
    P5 (i) = Hyper ( x1, 0.5, x(i) ); ' เรียกใช้ฟังก์ชัน Hyper
End

```

2.2.4 การคำนวณตามสมการเบื้องต้นทั้งหมด

```

For i = 1 : 10
    P (i) = P1 * P2 * P3 * P4 (i) * P5 (i);
End

```

2.3 การแสดงผลเป็นกราฟ

```
semilogy ( K, P, ' k ' );
```

ฟังก์ชันของโปรแกรมย่อยใช้ฟังก์ชันเดียวกันกับในข้อ 1 และทำการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรการแจกแจง Nakagami (m) ตัวแปรสาขาของเครื่องรับเรด (L) และตัวแปรอัตรากำลังงานเฉลี่ยที่สูญเสีย

เสียไปจากการเดินทางมาถึงเครื่องรับ (δ) เป็นค่าต่างๆ แล้วทำการประมวลผลโปรแกรมเพื่อให้ได้รูปกราฟที่มีค่าพารามิเตอร์ต่างๆกัน

โปรแกรมส่วนของระบบที่ได้เข้ารหัส

โปรแกรมของระบบที่ได้เข้ารหัส โปรแกรมประกอบด้วยส่วนของโปรแกรมหลัก 4 โปรแกรม และแต่ละโปรแกรมหลักประกอบด้วยฟังก์ชันโปรแกรมย่อย 5 โปรแกรม จากสมการในบทที่ 4 คือ สมการ (4.71), (4.72), (4.73) และ (4.74)

3. โปรแกรมหลักแสดงผลการเปลี่ยนแปลงค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

3.1 ส่วนของการกำหนดค่าตัวแปรต่างๆ

$m = [0.5 \ 0.75 \ 1 \ 2 \ 3];$	' แสดงค่าตัวแปรการแจกแจง Nakagami ที่ค่าต่างๆ
$M = m(1);$	' กำหนดค่าตัวแปรการแจกแจง Nakagami เท่ากับ 0.5
$l = [2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6 \ 8];$	' แสดงค่าตัวแปรสาขาของเครื่องรับเรด
$L = l(1);$	' กำหนดค่าตัวแปรสาขาของเครื่องรับเรดเท่ากับ 2
$\delta = [0 \ 0.2 \ 0.4 \ 0.6 \ 0.8];$	' แสดงค่าตัวแปรอัตรากำลังงานเฉลี่ยที่สูญเสียไปจากการเดินทางมาถึงเครื่องรับ
$d = \delta(1);$	' กำหนดค่าอัตรากำลังงานเฉลี่ยที่สูญเสียไปจากการเดินทางมาถึงเครื่องรับมีค่าเท่ากับ 0
$a = Q(L, d);$	' กำหนดและเรียกใช้งานตัวแปรฟังก์ชัน Q
$N = 127;$	' กำหนดค่าอัตราขยายประมวลผล
$K = 25;$	' กำหนดจำนวนผู้ใช้งาน
$C = [5 \ 8 \ 10 \ 13 \ 16];$	' แสดงค่าตัวแปร d_{free} ที่อัตราการเข้ารหัสต่างๆ
$D = C(1);$	' กำหนดค่า d_{free} ที่อัตราการเข้ารหัสต่างๆ
$R = [1/2 \ 1/3 \ 1/4 \ 1/5 \ 1/6];$	' แสดงค่าตัวแปรอัตราการเข้ารหัสที่อัตราต่างๆ
$r = R(1);$	' กำหนดค่าอัตราการเข้ารหัส
$Pb = \text{zeros}(1, 9);$	' กำหนดค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดเป็นศูนย์

Ebdb=[0: 5: 40];

' กำหนดค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนในหน่วย โดยทำการเปลี่ยนแปลงค่าตั้งแต่ 0 ถึง 40 โดยเพิ่มทีละ 5 dB

' กำหนดค่า β_d ซึ่งเป็นจำนวนบิตข้อมูลซึ่งมีค่าไม่เท่ากับศูนย์ที่อัตราการเข้ารหัสต่างๆ ตั้งแต่ 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];

3.2 ส่วนของการคำนวณโปรแกรมหลัก

For i = 1 : 9

Eb = 10 ^ (Ebdb (i) / 10);

' เปลี่ยนค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจาก dB เป็นหน่วยธรรมดา

b (i) = Zigma (K, a, N, Eb, r);

' เรียกใช้ฟังก์ชัน Zigma

End

For k = 1 : 9

g (k) = galag ('first' , M, L, a, b(k), r);

' เรียกใช้ฟังก์ชัน galag เพื่อคำนวณส่วนการอินทิเกรต

p (k) = 0.5 * g (k);

End

3.2.1 การคำนวณตามสมการ (4.74)

$$P_b \leq \sum_{d=d_{free}}^{\infty} \beta_d P_e$$

For k = 1 : 9

D = C (1);

For j = 1 : 12

Pe = Prob (D , p(k));

' เรียกใช้ฟังก์ชัน Prob เพื่อคำนวณของความน่าจะเป็นที่จะทำการในการเลือกเส้นทางผิดพลาดในครั้งแรก

$P_b(k) = P_b(k) + (E(j) * P_e);$ ‘คำนวณหาความน่าจะเป็นของกำลังสัญญาณบิตที่ผิดพลาดต่อกำลังสัญญาณรบกวน

$D = D+1;$

End

End

3.3 การแสดงผลเป็นกราฟ

semilogy (Ebdb , Pb, ' k ');

3.4 ฟังก์ชัน Q

เป็นฟังก์ชันที่ทำการคำนวณค่าตัวแปรที่ส่งมาจากโปรแกรมหลักซึ่งคือ ค่าจำนวนสาขาเครื่องรับเรด (L) และอัตรากำลังงานเฉลี่ยที่สูญเสียไปจากการเดินทางมาถึงเครื่องรับ (δ) ผลที่ได้จากการคำนวณของฟังก์ชันถูกส่งกลับไปยังโปรแกรมหลัก

Function $x = Q(L, \delta)$

$x = 0;$

For $i = 0 : (L-1)$

$x = x + \exp(-i * \delta);$

End

3.5 ฟังก์ชัน Zigma

เป็นฟังก์ชันที่ทำการคำนวณค่าตัวแปรที่ส่งมาจากโปรแกรมหลักซึ่งคือ จำนวนผู้ใช้งาน (K) ค่าที่ได้จากการคำนวณฟังก์ชัน Q (a) ค่าอัตราการขยายประมวลผล (N) ค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Eb) และอัตราการเข้ารหัส ผลที่ได้จากการคำนวณของฟังก์ชันถูกส่งกลับไปยังโปรแกรมหลัก

Function $z = \text{Zigma}(K, q, N, Eb, R)$

$z1 = (2 * (K - 1) * q) / (3 * N);$

$z2 = (q - 1) / N;$

$z3 = (1 / (R * Eb));$

$z = (z1 + z2 + z3)^{-1};$

3.6 ฟังก์ชัน galag

เป็นฟังก์ชันที่ใช้ในการคำนวณค่าอินทิเกรต ซึ่งจะรับค่าจากตัวโปรแกรมหลักคือ ค่าค่าตัวแปรการแจกแจง Nakagami (m) ค่าจำนวนสาขาเครื่องรับเรด (L) ค่าที่ได้จากการคำนวณฟังก์ชัน

Q (a) ค่าที่ได้จากฟังก์ชัน Zigma และอัตราการเข้ารหัส จะทำการส่งค่าเหล่านี้ไปยังฟังก์ชัน First เพื่อคำนวณต่อไป

```
Function s = galag (first, m, l, q, 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, q, b, R );
    s = s + ( c(k) * y );
End
```

3.7 ฟังก์ชัน First

เป็นฟังก์ชันที่รับค่าตัวแปรต่อจากฟังก์ชัน galag เพื่อใช้ในการคำนวณตามสมการ (4.71)

$$\bar{p} = \int_0^{\infty} \text{erfc}(\sqrt{S\sigma_0}) \left(\frac{m_T}{\Omega_T}\right)^{m_T} \frac{S^{m_T-1}}{\Gamma(m_T)} \exp\left(-\frac{m_T}{\Omega_T} S\right) dS$$

```
Function total = first ( zg, m, l, q, b, R)
```

```
F1 = erfc( sqrt (zg * b));
F2 = (( m * l ) / q ) ^ (m * l);
F31 = (zg) ^ (( m * l ) - 1);
F32 = GAMMA (m * l);
F3 = F31 / F32;
F4 = exp ((( -1 ) * m * l * zg ) / q );
total = F1 * F2 * F3 * F4;
```

3.8 ฟังก์ชัน Prob

เป็นฟังก์ชันที่ใช้คำนวณตามสมการ (4.72) และ (4.73) โดยรับค่าจำนวนตำแหน่งที่แตกต่างกันทางด้านรับระหว่างสัญญาณ 2 สัญญาณที่มีเส้นทางแตกต่างกัน (d) และค่าความน่าจะเป็นของบิตที่ผิดพลาดบนช่องสัญญาณ (p) มีค่าดังสมการ (4.71) ค่าที่ได้คือ ขอบเขตบนของความน่าจะเป็นที่จะทำการในการเลือกเส้นทางผิดพลาดในครั้งแรก จะถูกส่งกลับไปยังโปรแกรมหลักเพื่อคำนวณค่าความน่าจะเป็นของกำลังสัญญาณบิตที่ผิดพลาดต่อกำลังสัญญาณรบกวนต่อไป

Function P = Prob(d, p)

P1 = 0;

P21 = 0;

A = mod ((d + 1), 2); ' ตรวจสอบว่า d_{free} เป็นเลขคู่หรือคี่

If A=0 ' กรณีที่ d_{free} เป็นเลขคี่

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 ' กรณีที่ d_{free} เป็นเลขคู่

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;
End

```

4. โปรแกรมหลักแสดงผลการเปลี่ยนแปลงค่าจำนวนผู้ใช้งาน

4.1 ส่วนของการกำหนดค่าตัวแปรต่างๆ

```

m = [ 0.5  0.75  1  2  3 ];      ' แสดงค่าตัวแปรการแจกแจง Nakagami ที่ค่าต่างๆ
M = m (1);                      ' กำหนดค่าตัวแปรการแจกแจง Nakagami เท่ากับ 0.5
l = [ 2  3  4  5  6  8 ];      ' แสดงค่าตัวแปรสาขาของเครื่องรับเรด
L = l (1);                      ' กำหนดค่าตัวแปรสาขาของเครื่องรับเรดเท่ากับ 2
delta = [ 0  0.2  0.4  0.6  0.8 ]; ' แสดงค่าตัวแปรอัตรากำลังงานเฉลี่ยที่สูญเสียไปจาก
                                ' การเดินทางมาถึงเครื่องรับ
d = delta (1);                  ' กำหนดค่าอัตรากำลังงานเฉลี่ยที่สูญเสียไปจากการเดินทาง
                                ' มาถึงเครื่องรับมีค่าเท่ากับ 0
a = Q (L, d);                  ' กำหนดและเรียกใช้งานตัวแปรฟังก์ชัน Q
N = 127;                        ' กำหนดค่าอัตราการขยายประมวลผล
K = [10:10:100];               ' กำหนดจำนวนผู้ใช้งาน
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);                      ' กำหนดค่าอัตราการเข้ารหัส
Pb = zeros(1, 10);             ' กำหนดค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดเป็นศูนย์
Eb = 20;                        ' กำหนดค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนใน
                                ' หน่วย dB

```

' กำหนดค่า β_d ซึ่งเป็นจำนวนบิตข้อมูลซึ่งที่มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ที่อัตราการเข้ารหัสต่างๆ ตั้งแต่ 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];

4.2 ส่วนของการคำนวณโปรแกรมหลัก

For i = 1 : 10

b (i) = Zigma (K(i), a, N, Eb, r); 'เรียกใช้ฟังก์ชัน Zigma

End

For k = 1 : 9

g (k) = galag ('first' , M, L, a, b(k), r); 'เรียกใช้ฟังก์ชัน galag เพื่อคำนวณส่วนการ
อินทิเกรต

p (k) = 0.5 * g (k);

End

4.2.1 การคำนวณตามสมการ (4.74)

$$P_b \leq \sum_{d=d \text{ free}}^{\infty} \beta_d P_e$$

For k = 1 : 9

D = C (1);

For j = 1 : 12

Pe = Prob (D , p(k)); ' เรียกใช้ฟังก์ชัน Prob เพื่อคำนวณของ
ความน่าจะเป็นที่จะทำการในการเลือก
เส้นทางผิดพลาดในครั้งแรก

Pb (k) =Pb (k) + (E (j) * Pe); ' คำนวณหาความน่าจะเป็นของกำลัง
สัญญาณบิตที่ผิดพลาดต่อกำลังสัญญาณ
รบกวน

D = D+1;

End

End

4.3 การแสดงผลเป็นกราฟ

semilogy (K, Pb, ' k ');

ฟังก์ชันของโปรแกรมย่อยใช้ฟังก์ชันเดียวกันกับในข้อ 3 และทำการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรการแจกแจง Nakagami (m) ตัวแปรสาขาของเครื่องรับเรด (L) และตัวแปรอัตรากำลังงานเฉลี่ยที่สูญเสียไปจากการเดินทางมาถึงเครื่องรับ (ρ) เป็นค่าต่างๆ แล้วทำการประมวลผลโปรแกรมเพื่อให้ได้รูปภาพที่มีค่าพารามิเตอร์ต่างๆกัน

5. โปรแกรมหลักแสดงผลการเปลี่ยนแปลงความยาวคอนสเตรินท์และอัตราการเข้ารหัส

ส่วนตัวโปรแกรมหลักเหมือนกับข้อ 3 แต่ในส่วนของตัวแปร d_{free} และ β_d เปลี่ยนไปตามความยาวคอนสเตรินท์ และอัตราการเข้ารหัสที่ต้องการแสดงผล โดยที่สามารถดูได้จาก [15] ส่วนฟังก์ชันโปรแกรมย่อยเหมือนกับข้อ 3

ภาคผนวก

ง. การเผยแพร่งานวิจัย

1. ปริญญา เรืองศิริไพศาล, กอบชัย เดชหาญ และ สมยศ จุณณะปิยะ, “การวิเคราะห์สมรรถนะของการเข้ารหัสแบบคอนโวลูชันและการไม่เข้ารหัสของระบบโคเรลซีแควม CDMA บนช่องสัญญาณนาคากามิ,” วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 17 ฉบับที่ 1 เดือนมีนาคม 2543.

ประวัติผู้เขียน

นายปริญญา เรืองศิริไพศาล เกิดเมื่อวันที่ 11 มีนาคม 2519 ที่จังหวัดชลบุรี สำเร็จการศึกษา
วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา
2539

ปี พ.ศ. 2540 เข้าทำงานที่บริษัทวิทยุการบินแห่งประเทศไทย และปัจจุบันดำรงตำแหน่งวิศวกร
ระบบ