

การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ QPSK-DS-CDMA บนช่องสัญญาณการจาง
หายแบบนาคาгами

PERFORMANCE ANALYSIS OF QPSK-DS-CDMA SYSTEM ON NAKAGAMI
FADING CHANNEL

เกรียงวุฒิ จรภักดิ์
KRIANGWUT JORNPAKDI

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาค้นคว้าตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2270-7

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ QPSK-DS-CDMA บนช่องสัญญาณการจาง
หายแบบนาคากามิ

PERFORMANCE ANALYSIS OF QPSK-DS-CDMA SYSTEM ON NAKAGAMI
FADING CHANNEL

เกรียงวุฒิ จรภักดิ์

KRIANGWUT JORNPAGDI

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 63469
วัน,เดือน,ปี..... 29 ส.ค. 2549

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2549

ISBN 974-15-2279-7

**PERFORMANCE ANALYSIS OF QPSK-DS-CDMA SYSTEM ON NAKAGAMI
FADING CHANNEL**

KRIANGWUT JORNPAEDI

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

2006

ISBN 974-15-2279-7

COPYRIGHT 2006

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ QPSK-DS-CDMA บน ช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคาгами
นักศึกษา	นายเกรียงวุฒิ จรภักดี
รหัสนักศึกษา	46064110
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2549
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการแสดงสมรรถนะของระบบที่ใช้เทคนิคคิ่วพีเอสเคโมดูเลชัน (Quadrature Phase Shift Keying Modulation) ในการมอดูเลตกับลำดับรหัสโดยตรงกับสัญญาณคลื่นพาห์บนการสื่อสารระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ เพื่อช่วยลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการกวนกันระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-symbol interference) โดยทำการจำลองการทำงานของระบบผ่านช่องสัญญาณรบกวนของเกาส์เซียนแบบขาว (AWGN) และช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคาгамиทำให้ได้ผลการวิเคราะห์ที่ครอบคลุม โดยใช้เครื่องรับแบบเรค ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นเครื่องรับโคเวอรัจิตี้หลายวิถี เพื่อลดผลของการจางหายของสัญญาณซึ่งมีผลต่อสมรรถนะของระบบด้วยโปรแกรม MATLAB และแสดงสมรรถนะของระบบออกมาอยู่ในรูปของความน่าจะเป็นในการเกิดอัตราความผิดพลาดบิตของข้อมูลในแต่ละสภาวะเงื่อนไขต่างๆ

Thesis Title	Performance Analysis of QPSK-DS-CDMA on Nakagami Fading Channel
Student	Mr. Kriangwut Jornpagdi
Student ID.	46064110
Degree	Master of Engineering
Programme	Telecommunications Engineering
Year	2006
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr.Kobchai Dejhan

ABSTRACT

This thesis proposes to use the DS-QPSK (Direct Sequence-Quadrature Phase Shift Keying) modulation format in CDMA (Code Division Multiple Access) system to solve the Inter-Symbol interference. The performance comparison between DS-BPSK and DS-QPSK CDMA system are presented. The system simulations with Additive White Gaussian Noise (AWGN) channel and Nakagami fading channel are used at the Rake receiver model. All simulations have been carried out based on MATLAB program, the numerical results of performance analysis of systems are shown.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร.กอบชัย เศษหาญ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ที่กรุณาให้แนวคิด และคำปรึกษาแนะนำในการดำเนินงานวิจัย ตลอดจนการแก้ปัญหาต่างๆ อันเป็นประโยชน์ต่องานวิจัย

ขอกราบขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุก ๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบคุณบริษัท ทีโอที จำกัดมหาชน ที่ได้ให้การสนับสนุนในเรื่องเงินทุนการศึกษา ระยะเวลา เครื่องมือ และอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการทำวิจัยแก่ข้าพเจ้า

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจ และคอยให้การช่วยเหลือสนับสนุนในทุกๆ เรื่อง ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

เกรียงวุฒิ จรภักดี

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.6 ขั้นตอนการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานของการสื่อสารระบบคิเอสซีดีเอ็มเอ.....	5
2.1 หลักการของระบบซีดีเอ็มเอ.....	5
2.2 สเปกตรัม.....	6
2.2.1 ฟรีแควนซีฮอปปีงสเปกตรัม.....	9
2.2.2 ไคเรคซีแควนสเปกตรัม.....	9
2.3 รหัสพีเอ็ม.....	14
2.3.1 รหัสเอ็มซีเควิน.....	14
2.4 การจางหายบนช่องสัญญาณ.....	17
2.4.1 คุณลักษณะของสัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหายหลายเส้นทาง.....	18
2.4.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ.....	19
2.4.2.1 ช่องสัญญาณรบกวนขาว.....	20
2.4.2.2 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบเรย์ลี.....	21
2.4.2.3 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบไรซ์เซียน.....	21
2.4.2.4 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบนาคากามิ.....	21

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 3 การหาสมรรถนะของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอในช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคาгами.....	23
3.1 หลักการทำงานของระบบดีเอส-คิวพีเอสเค ซีดีเอ็มเอ.....	23
3.1.1 เครื่องส่ง.....	23
3.1.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ.....	25
3.1.3 เครื่องรับ.....	27
3.2 การหาสมรรถนะของระบบ.....	33
3.2.1 กำลังงานของสัญญาณผู้ใช้งาน.....	34
3.2.2 กำลังงานของสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก.....	34
3.2.3 กำลังงานของสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นระหว่างผู้ใช้งาน.....	35
3.2.4 กำลังงานของสัญญาณแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์.....	35
3.3 การวิเคราะห์การเกิดอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ.....	37
3.3.1 ความน่าจะเป็นในการเกิดความผิดพลาดบิตของกำลังสัญญาณ.....	37
3.3.2 ความน่าจะเป็นในการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ของกำลังสัญญาณ.....	39
บทที่ 4 ผลการวิเคราะห์เชิงเลข.....	40
4.1 ตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบนาคาгамиเอ็มและจำนวนสาขาเครื่องรับเรค.....	40
4.1.1 สมรรถนะของระบบแสดงในรูปอัตราการเกิดความผิดพลาดบิต.....	40
4.1.2 สมรรถนะของระบบแสดงในรูปอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์.....	44
4.2 จำนวนผู้ใช้งานในระบบ.....	47
4.2.1 สมรรถนะของระบบแสดงในรูปอัตราการเกิดความผิดพลาดบิต.....	47
4.2.2 สมรรถนะของระบบแสดงในรูปอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์.....	50
4.3 การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคกับดีเอส-บีพีเอสเค ซีดีเอ็มเอ.....	52
4.3.1 ผลของการเพิ่มค่าตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบนาคาгами.....	52
4.3.2 ผลของการเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับเรค.....	54
4.3.3 ผลของการเพิ่มค่านจำนวนผู้ใช้งาน.....	56
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	59

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บรรณานุกรม.....	61
ภาคผนวก.....	63
ภาคผนวก ก สูตรทั่วไปของการแจกแจงความเข้มของสัญญาณ การแจกแจง แบบนาคากามิ.....	64
ภาคผนวก ข โปรแกรม.....	72
ภาคผนวก ค ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	78
ประวัติผู้เขียน.....	80

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ประเภทของการบริการในระบบการสื่อสารไร้สายยุคที่ 3.....	6
2.2 ค่าอัตราสัมพัทธ์ที่มีคุณลักษณะของชุดรหัส.....	17

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การเปรียบเทียบลักษณะการส่งข้อมูลแบบต่างๆ.....	5
2.2 การนำความถี่กลับมาใช้งานใหม่.....	6
2.3 หลักการของการสื่อสารแบบสเปกตรัม.....	7
2.4 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของการสื่อสารแบบสเปกตรัม.....	8
2.5 วงจรระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ.....	9
2.6 ความสัมพันธ์ของอัตราการชิปส์.....	11
2.7 ตัวอย่างการทำสเปกตรัม.....	12
2.8 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรสร้างรหัส m-sequence.....	14
2.9 ค่าอัตราสัมพันธ์ของรหัสเอ็มซีเควนที่มีการเลื่อนไปของชิปส์ที่ค่าต่างๆ.....	16
2.10 การจางหายของสัญญาณในหลายวิถี.....	17
2.11 การเปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงทางเวลาของช่องสัญญาณหลายวิถีที่เกิดจากสัญญาณพัลส์ที่แคบมากๆ.....	19
2.12 คุณสมบัติของช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียน.....	20
3.1 วงจรภาคส่งของดีเอส-คิวพีเอสเค ซีดีเอ็มเอ.....	23
3.2 เส้นทางเดินของช่องสัญญาณในจำนวน L เส้นทาง.....	26
3.3 สัญญาณที่รับได้ด้วยจำนวนผู้ใช้งาน K ราย.....	26
3.4 เครื่องรับสัญญาณแบบเรกจำนวน M สาขา.....	27
3.5 ตัวรับแบบสหสัมพันธ์ของเครื่องรับเรก.....	27
4.1 อัตราการเกิดความผิดพลาดบิตกับอัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ DS-QPSK CDMA ในกรณีสาขาเครื่องรับเรก เท่ากับ 2 ($L = 2$) และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็ม (m) ที่มีค่าเท่ากับ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3.....	41
4.2 อัตราการเกิดความผิดพลาดบิตกับอัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ DS-QPSK CDMA ในกรณีสาขาเครื่องรับเรก เท่ากับ 4 ($L = 4$) และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็ม (m) ที่มีค่าเท่ากับ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3.....	41
4.3 อัตราการเกิดความผิดพลาดบิตกับอัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ DS-QPSK CDMA ในกรณีสาขาเครื่องรับเรก เท่ากับ 8 ($L = 8$) และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็ม (m) ที่มีค่าเท่ากับ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3.....	42

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.4 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นการเกิดอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ DS-QPSK CDMA เมื่อจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรซีทีค่าเท่ากับ 2, 4, 5, 6 และ 8 ในกรณีนี้กำหนดตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอมให้มามีค่าเท่ากับ 0.5 ($m = 0.5$)	42
4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นการเกิดอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ DS-QPSK CDMA เมื่อจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรซีทีค่าเท่ากับ 2, 4, 5, 6 และ 8 ในกรณีนี้กำหนดตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอมให้มามีค่าเท่ากับ 1 ($m = 1$)	43
4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นการเกิดอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ DS-QPSK CDMA เมื่อจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรซีทีค่าเท่ากับ 2, 4, 5, 6 และ 8 ในกรณีนี้กำหนดตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอมให้มามีค่าเท่ากับ 3 ($m = 3$)	43
4.7 อัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์กับอัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบบีเอส-คิวทีเอสเคซีดีเอ็มเอ ในกรณีสาขาเครื่องรับเรซีทีเท่ากับ 2 ($L = 2$) และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอม (m) ที่มีค่าเท่ากับ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3	44
4.8 อัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์กับอัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบบีเอส-คิวทีเอสเคซีดีเอ็มเอ ในกรณีสาขาเครื่องรับเรซีทีเท่ากับ 4 ($L = 4$) และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอม (m) ที่มีค่าเท่ากับ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3	45
4.9 อัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์กับอัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบบีเอส-คิวทีเอสเคซีดีเอ็มเอ ในกรณีสาขาเครื่องรับเรซีทีเท่ากับ 8 ($L = 8$) และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอม (m) ที่มีค่าเท่ากับ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3	45
4.10 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นการเกิดอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์กับกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบบีเอส-คิวทีเอสเคซีดีเอ็มเอ เมื่อจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรซีทีค่าเท่ากับ 2, 4, 5, 6 และ 8 ในกรณีนี้กำหนดตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอมให้มามีค่าเท่ากับ 0.5 ($m = 0.5$)	46
4.11 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นการเกิดอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์กับกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบบีเอส-คิวทีเอสเคซีดีเอ็มเอ เมื่อจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรซีทีค่าเท่ากับ 2, 4, 5, 6 และ 8 ในกรณีนี้กำหนดตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอมให้มามีค่าเท่ากับ 1 ($m = 1$)	46

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.12 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นการเกิดอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์กับกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอ เมื่อจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคมี่ค่าเท่ากับ 2, 4, 5, 6 และ 8 ในกรณีนี้กำหนดตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็มให้มี่ค่าเท่ากับ 3 ($m = 3$)	47
4.13 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดความผิดพลาดบิตของระบบ DS-QPSK CDMA กับจำนวนผู้ใช้งาน โดยจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคมี่ค่าเท่ากับ 2, 4, 6 และ 8 เมื่อกำหนดค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็มเท่ากับ 0.5 ($m = 0.5$)	48
4.14 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดความผิดพลาดบิตของระบบ DS-QPSK CDMA กับจำนวนผู้ใช้งาน โดยจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคมี่ค่าเท่ากับ 2, 4, 6 และ 8 เมื่อกำหนดค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็มเท่ากับ 1 ($m = 1$)	48
4.15 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดความผิดพลาดบิตของระบบ DS-QPSK CDMA กับจำนวนผู้ใช้งาน โดยจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคมี่ค่าเท่ากับ 2, 4, 6 และ 8 เมื่อกำหนดค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็มเท่ากับ 2 ($m = 2$)	49
4.16 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดความผิดพลาดบิตของระบบ DS-QPSK CDMA กับจำนวนผู้ใช้งาน โดยกำหนดจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคมี่ค่าเท่ากับ 2 ($L = 2$) เมื่อค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็มมีค่าเท่ากับ 0.5, 1, 2 และ 3	49
4.17 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดความผิดพลาดบิตของระบบ DS-QPSK CDMA กับจำนวนผู้ใช้งาน โดยกำหนดจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคมี่ค่าเท่ากับ 6 ($L = 6$) เมื่อค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็มมีค่าเท่ากับ 0.5, 1, 2 และ 3	50
4.18 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ของระบบ DS-QPSK CDMA กับจำนวนผู้ใช้งาน โดยจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคมี่ค่าเท่ากับ 2, 4, 6 และ 8 เมื่อกำหนดค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็มเท่ากับ 0.5 ($m = 0.5$)	51
4.19 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ของระบบ DS-QPSK CDMA กับ จำนวนผู้ใช้งาน โดยจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคมี่ค่าเท่ากับ 2, 4, 6 และ 8 เมื่อกำหนดค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็มเท่ากับ 1 ($m = 1$)	51
4.20 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ของระบบ DS-QPSK CDMA กับจำนวนผู้ใช้งาน โดยจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคมี่ค่าเท่ากับ 2, 4, 6 และ 8 เมื่อกำหนดค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็มเท่ากับ 2 ($m = 2$)	52

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.21 เปรียบเทียบอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ระหว่างระบบ DS-BPSK กับ DS-QPSK เมื่อกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบเพิ่มขึ้น โดยกำหนดให้จำนวนสาขาเครื่องรับเรคเท่ากับ 2 ($L = 2$)	53
4.22 เปรียบเทียบอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ระหว่างระบบ DS-BPSK กับ DS-QPSK เมื่อกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบเพิ่มขึ้น โดยกำหนดให้จำนวนสาขาเครื่องรับเรคเท่ากับ 4 ($L = 4$)	53
4.23 เปรียบเทียบอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ระหว่างระบบ DS-BPSK กับ DS-QPSK เมื่อกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบเพิ่มขึ้น โดยกำหนดให้จำนวนสาขาเครื่องรับเรคเท่ากับ 6 ($L = 6$)	54
4.24 เปรียบเทียบอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ระหว่างระบบ DS-BPSK กับ DS-QPSK เมื่อกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบเพิ่มขึ้น โดยกำหนดให้ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งเอ็มเท่ากับ 0.5 ($m = 0.5$)	55
4.25 เปรียบเทียบอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ระหว่างระบบ DS-BPSK กับ DS-QPSK เมื่อกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบเพิ่มขึ้น โดยกำหนดให้ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งเอ็มเท่ากับ 1 ($m = 1$)	55
4.26 เปรียบเทียบอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ระหว่างระบบ DS-BPSK กับ DS-QPSK เมื่อกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบเพิ่มขึ้น โดยกำหนดให้ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งเอ็มเท่ากับ 3 ($m = 3$)	56
4.27 เปรียบเทียบอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ระหว่างระบบ DS-BPSK กับ DS-QPSK เมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพิ่มขึ้น โดยค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามีเอ็มเท่ากับ 0.5 ($m = 0.5$)	57
4.28 เปรียบเทียบอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ระหว่างระบบ DS-BPSK กับ DS-QPSK เมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพิ่มขึ้น โดยค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามีเอ็มเท่ากับ 1 ($m = 1$)	57
4.29 เปรียบเทียบอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ระหว่างระบบ DS-BPSK กับ DS-QPSK เมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพิ่มขึ้น โดยค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามีเอ็มเท่ากับ 3 ($m = 3$)	58

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การสื่อสารระบบดิจิตอลเอ็มเอ มีการนำไปใช้งานในเชิงพาณิชย์เพิ่มมากขึ้น อาทิเช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile Telephone) และระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายของคอมพิวเตอร์ (Wireless Local Area Network: WLAN) ส่งผลให้เกิดความต้องการที่จะใช้งานความกว้างแถบความถี่ที่เพิ่มมากขึ้นเพื่อรองรับกับอัตราการรับ-ส่งข้อมูลที่สูงขึ้น เพื่อเก็บข้อมูลที่สูงขึ้นเหล่านี้สามารถแบ่งออกได้ตามการให้บริการ ยกตัวอย่างเช่น วิดีโอโทรศัพท์ วิดีโอเกมส์ เว็บเพจ อีเมล และสื่อบันเทิงต่างๆ การให้บริการเหล่านี้จะมีคุณภาพของการให้บริการ (Quality of Service ; QoS) ที่แตกต่างกันออกไป ซึ่งการให้บริการจะแบ่งตามอัตราการรับ-ส่งข้อมูลการใช้งาน ทำให้ความกว้างแถบความถี่ของระบบการสื่อสารดิจิตอลเอ็มเอ ที่มีอยู่ไม่เพียงพอต่อการใช้งาน และยังคงเกิดปัญหาขึ้นตามมาของการส่งผ่านด้วยอัตราข้อมูลความเร็วสูงบนช่องสัญญาณวิทยุก็คือ การเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference: ISI) ซึ่งเกิดขึ้นเนื่องมาจากการเกิดการจางหายในหลายวิธี [2] ส่งผลให้ประสิทธิภาพของระบบลดต่ำลงจึงได้มีการพัฒนาเทคนิคเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการใช้งานแถบความถี่ และช่วยป้องกันสัญญาณรบกวนได้

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะแสดงเทคนิคการโมดูเลตสัญญาณข้อมูลที่ผ่านการเข้ารหัสกับสัญญาณคลื่นพาห์แบบคิวิเฟสเค (Quadrature Phase Shift Keying ; QPSK) ของระบบดิจิตอลเอ็มเอ ซึ่งเป็นเทคนิคหนึ่งที่สามารถช่วยป้องกันสัญญาณรบกวนระหว่างสัญลักษณ์เมื่อมีอัตราการรับ-ส่งข้อมูลที่สูงขึ้น โดยจะทำการกระจายข้อมูลที่มีความเร็วสูงให้เป็นชุดข้อมูลที่มีความเร็วต่ำลงด้วยการแปลงสัญญาณข้อมูลจากอนุกรมให้เป็นขนาน แล้วส่งผ่านช่องสัญญาณทำให้ช่วงเวลาของแต่ละสัญลักษณ์มีช่วงเวลากว้างขึ้น ทำให้สามารถลดการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ลงได้ และลดกำลังส่งของสัญญาณบิตข้อมูลลง ดังนั้นเทคนิคการโมดูเลตสัญญาณข้อมูลที่ผ่านการเข้ารหัสกับสัญญาณคลื่นพาห์แบบคิวิเฟสเคนี้ จึงมีคุณสมบัติทนทานต่อการเกิดการจางหายในหลายวิธี สามารถรับ-ส่งข้อมูลด้วยอัตราความเร็วที่สูงกว่าเมื่อเทียบกับระบบดิจิตอลเอ็มเอเดิม อีกทั้งยังใช้ย่านความถี่ที่มีอยู่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ในวิทยานิพนธ์นี้จะแสดงการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบในลักษณะของหลายผู้ใช้งานบนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ (Nakagami Fading Channel) โดยทำการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณนาคากามิ ทำให้สามารถแสดงลักษณะของช่องสัญญาณได้หลายชนิด เช่น ช่องสัญญาณแบบเกาส์เซียนข้างเดียว (One-Side Gaussian Channel) และช่องสัญญาณแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading Channel) เป็นต้น ที่ภาครับจะนำเสนอการใช้เครื่องรับแบบเรค (Rake

Receiver) ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นเครื่องรับโคเวอรัซตีหลายวิธีเพื่อแก้ไขปัญหาการจางหายของสัญญาณ และทำการดีโมดูเลตแบบร่วมนัย (Coherent Demodulation) [15]

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เพื่อศึกษาระบบการสื่อสารข้อมูลแบบดีเอส-คิวพีเอส เคซีดีเอ็มเอ ซึ่งเป็นเทคนิคหนึ่งที่ถูกนำไปใช้ในการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 3 ซึ่งเป็นยุคที่ต้องการการสื่อสารข้อมูลด้วยความเร็วสูง ดังนั้นจึงทำการศึกษารายละเอียดประกอบต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับประสิทธิภาพของระบบดังต่อไปนี้

1.2.1 ศึกษาการทำงานของระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ ที่ทำการโมดูเลตสัญญาณข้อมูลที่เข้ารหัสแล้ว กับสัญญาณคลื่นพาห์แบบคิวพีเอสเค และแบบบีพีเอสเค ที่อัตราการรับ-ส่งข้อมูลที่เท่าๆ กัน

1.2.2 ศึกษาช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิเอ็ม และศึกษาระบบการทำงานของเครื่องรับเรค ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นเครื่องรับโคเวอรัซตีหลายวิธีที่ใช้เทคนิคการรวมสัญญาณเอาท์พุทด้วยอัตราส่วนสูงสุด

1.2.3 ศึกษาผลกระทบที่เกิดจากตัวแปรต่างๆที่ทำให้ประสิทธิภาพของระบบเกิดการเปลี่ยนแปลงเช่น ตัวแปรเสริมเฟดคิงของช่องสัญญาณแบบนาคากามิ จำนวนผู้ใช้งานในระบบ และจำนวนสาขาของเครื่องรับเรค

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ข้อดีของระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ คือการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ซึ่งเกิดขึ้นเนื่องมาจากการเกิดการจางหายในหลายวิธีส่งผลให้ประสิทธิภาพของระบบลดต่ำลง การแก้ปัญหาข้างต้นนี้จะใช้วิธีการ โมดูเลตสัญญาณข้อมูลผ่านการเข้ารหัสกับสัญญาณคลื่นพาห์แบบคิวพีเอสเค ซึ่งสามารถลดการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ลงได้ และประสิทธิภาพของระบบที่ทำการศึกษาคงจะเปลี่ยนแปลงตามค่าตัวแปรต่างๆเหล่านี้คือ จำนวนผู้ใช้งานในระบบ จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรค อัตราการลดทอนของสัญญาณ ค่าตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบนาคากามิ โดยที่ถ้าหากจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพิ่มขึ้นสมรรถนะของระบบควรจะลดลง อันเนื่องมาจากมีสัญญาณแทรกสอดที่เกิดจากผู้ใช้งานอื่นเพิ่มขึ้นเมื่อพิจารณาผู้ใช้งานคนใดคนหนึ่งในระบบเป็นผู้ใช้งานอ้างอิง จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคที่ใช้ หากเพิ่มขึ้นสมรรถนะของระบบจะดีขึ้นเพราะระบบสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้มากขึ้น ทำให้โอกาสที่จะเกิดการแทรกสอดของสัญญาณน้อยลง ส่วนค่าตัวแปรเสริมเฟดคิงถ้ามีค่าเพิ่มขึ้นสมรรถนะของระบบควรจะดีขึ้นด้วย

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

โดยปกติระบบดีเอสซีดีเอ็มเอตามมาตรฐาน IS-95 [1] นั้นจะใช้เทคนิคการโมดูเลตสัญญาณข้อมูลที่ผ่านการเข้ารหัสกับสัญญาณคลื่นพาห์แบบบีพีเอสเค ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการโมดูเลตสัญญาณคลื่นพาห์แบบคิวพีเอสเค ซึ่งให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าการโมดูเลตแบบบีพีเอสเค โดยกำหนดให้รูปแบบของข้อมูลและรหัสการแผ่เป็นแบบเลขฐานสอง ในระบบการสื่อสารช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายจะมีผลทำให้สมรรถนะของระบบลดลง เครื่องรับแบบเรทที่มีคุณสมบัติที่ใช้หลักการรวมอัตราส่วนสูงสุด (Maximal Ratio Combining ; MRC) [3] จึงถูกนำมาใช้แก้ปัญหาดังกล่าว และนำเสนอการใช้แบบจำลองช่องสัญญาณการจางแบบนาคากามิในการส่งสัญญาณ เพราะเป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในเมืองใหญ่และชนบท มีการแจกแจงของขนาดสัญญาณตามตัวแปรเสริมนาคากามิ และสามารถอธิบายการจางหายของสัญญาณแบบอื่นๆ ได้ด้วยการเปลี่ยนตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง เช่น กรณีตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเท่ากับ 0.5 คือการแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว กรณีที่ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเท่ากับ 1 คือการแจกแจงแบบเรย์ลี และกรณีที่ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเข้าใกล้อนันต์คือ สภาวะที่ไม่มีมีการลดทอนของสัญญาณโดยทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบที่นำเสนอกับระบบแบบเดิม

1.5 ขอบเขตของการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการสื่อสารระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ ที่ใช้เทคนิคการโมดูเลตสัญญาณข้อมูลที่ผ่านการเข้ารหัสกับสัญญาณคลื่นพาห์แบบคิวพีเอสเค โดยใช้ช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิมาเปรียบเทียบกับวิธีการแบบพื้นฐาน โดยใช้คอมพิวเตอร์ในการจำลองระบบการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB ผลที่ได้แสดงสมรรถนะของอัตราการเกิดความผิดพลาดบิตข้อมูล (Bit Error Rate ; BER) อัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ (Symbol Error Rate ; SER) และค่ากำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปรียบเทียบกับวิธีการแบบพื้นฐาน

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ทำการศึกษาาระบบดีเอส-คิวพีเอสซีดีเอ็มเอ โดยแบ่งเนื้อหาออกเป็น ส่วนๆ ประกอบด้วย

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัยของระบบการสื่อสารไร้สายแบบดีเอสซีดีเอ็มเอ ซึ่งประกอบด้วยเทคนิคการสเปกตรัม (Spread spectrum) พื้นฐานของแบบจำลองช่องสัญญาณ และรหัสพีเอ็น (Pseudorandom Noise ; PN)

บทที่ 3 แสดงวิธีการทำงานของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอ ทั้งทางด้านส่งแบบจำลองของช่องสัญญาณ และด้านรับแบบเรคของระบบที่ใช้ในการหาค่าสมรรถนะ

บทที่ 4 กล่าวถึงสมรรถนะของระบบพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้และผลที่ได้จากการจำลองระบบ เพื่อแสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอ นั้นสามารถที่ช่วยให้ระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้น

บทที่ 5 บทสรุปผลการวิเคราะห์และข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

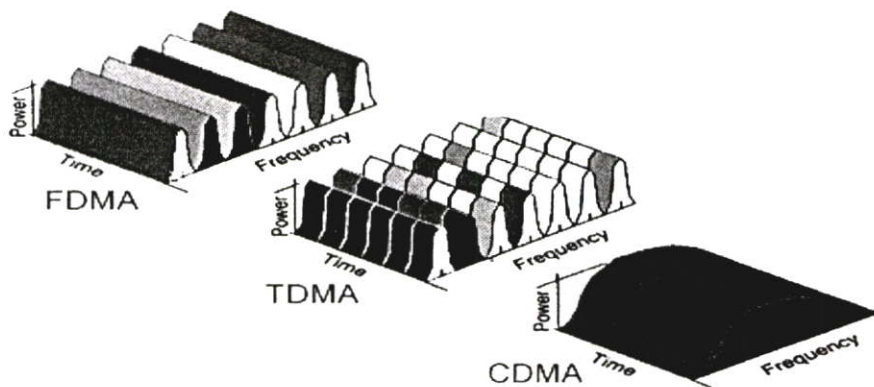
ทฤษฎีพื้นฐานของการสื่อสารระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ

ในบทนี้ของวิทยานิพนธ์จะกล่าวถึง ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย ซึ่งเนื้อหาประกอบด้วยทฤษฎีหลักๆ 4 ส่วน คือ หลักการของระบบซีดีเอ็มเอ (Code Division Multiple Access ; CDMA) ทฤษฎีสเปกตรัม (Spread Spectrum ; SS) ทฤษฎีรบกวนเทียม (Pseudorandom Noise ; PN) และทฤษฎีการจางหายบนช่องสัญญาณ โดยเนื้อหาทั้งหมดนี้เป็นสิ่งสำคัญสำหรับการศึกษา และการปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบซีดีเอ็มเอที่น่าสนใจ

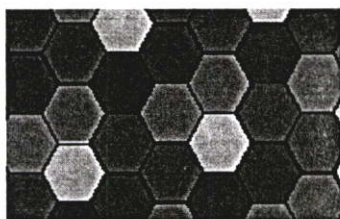
2.1 หลักการของระบบซีดีเอ็มเอ

ระบบซีดีเอ็มเอเป็นเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายแบบหนึ่ง ซึ่งข้อมูลที่ส่งออกมาจากสถานีฐานจะประกอบไปด้วยข้อมูลของผู้ใช้หลายคน ในระบบซีดีเอ็มเอนี้ผู้ใช้แต่ละคนจะได้รับรหัสชุดหนึ่งที่ไม่เหมือนกับรหัสของผู้ใช้คนอื่น เมื่อใช้รหัสดังกล่าวถอดรหัสนอกจากสถานีฐานทำให้ผู้ใช้แต่ละคนได้รับข้อมูลในส่วนของตัวเองได้

เมื่อเราพิจารณาถึงหลักการจัดสรรช่องสัญญาณในระบบเอฟดีเอ็มเอ (Frequency Division Multiple Access ; FDMA) ผู้ใช้จะได้รับช่วงความถี่ที่ใช้ในการส่งข้อมูลระบบทีดีเอ็มเอ (Time Division Multiple Access ; TDMA) ผู้ใช้จะได้รับช่วงความถี่และใช้ช่วงเวลาที่กำหนดในการส่งข้อมูล และสำหรับระบบซีดีเอ็มเอ ผู้ใช้จะใช้ช่วงความถี่ทั้งหมดและไม่จำกัดเวลาโดยส่ง/รับ ข้อมูล โดยการเข้ารหัส สำหรับระบบทีดีเอ็มเอ และเอฟดีเอ็มเอจะแบ่งพื้นที่ออกเป็นบริเวณขนาดหนึ่งหรือที่เรียกว่า เซลล์ (cell) โดยเซลล์ที่ติดกันจะใช้ความถี่ไม่เหมือนกัน ขณะที่ระบบซีดีเอ็มเอทุกเซลล์จะใช้ความถี่ทั้งหมดเหมือนกันดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.2 ตามหลักการเข้าถึงข้อมูลแบบหลายทางที่กล่าวไว้ข้างต้น



รูปที่ 2.1 เปรียบเทียบลักษณะการส่งข้อมูลแบบต่างๆ



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.2 การนำความถี่กลับมาใช้งานใหม่ (ก) ระบบทีดีเอ็มเอ และเอฟดีเอ็มเอ (ข) ระบบซีดีเอ็มเอ

ปัจจุบันผู้ใช้งานมีความต้องการที่จะใช้งานความกว้างแถบความถี่ที่เพิ่มขึ้นเพื่อใช้งานในรูปแบบอื่นๆ ที่นอกเหนือจากการสนทนา แพ็คเกจข้อมูลที่สูงขึ้นเหล่านี้สามารถแบ่งออกได้ตามการให้บริการดังนี้ [4]

ตารางที่ 2.1 ประเภทของการบริการในระบบการสื่อสารไร้สายยุคที่ 3

ประเภทของข้อมูล	การสนทนา	สตรีมมิ่ง	อินเทอร์เน็ต	แบ็คกราวด์
ตัวอย่างการใช้งาน	- เสียง - วิดีโอเกมส์ - วิดีโอโทรศัพท์	- สื่อบันเทิง ต่างๆ	- อินเทอร์เน็ต - เกมส์ออนไลน์	- อีเมลล์

2.2 สเปกตรัมแพร่ (Spread Spectrum ; SS)

การทำสเปกตรัมแพร่ซึ่งเป็นพื้นฐานที่สำคัญสำหรับการใช้งานในระบบซีดีเอ็มเอ ส่วนระบบทีดีเอ็มเอและเอฟดีเอ็มเอจะใช้วิธีการจัดสรรคลื่นความถี่เป็นช่วงความถี่แคบๆ สำหรับผู้ใช้แต่ละคนในขณะที่ระบบสเปกตรัมแพร่ข้อมูลจะถูกส่ง (Spread) ผ่านช่องสัญญาณแถบกว้างพร้อมกับผู้ใช้งานคนอื่นๆ เมื่อพิจารณาที่ผู้ใช้แต่ละคนจะถือว่าสัญญาณของผู้ใช้คนอื่นๆ เป็นสัญญาณแทรกสอด ดังนั้นจึงไม่จำกัดจำนวนเครื่องลูกข่าย (Subscriber) ขึ้นอยู่กับว่าต้องการคุณภาพในการให้บริการเท่าใด อัตราส่วนของความกว้างแถบความถี่ของสัญญาณสเปกตรัมแพร่ต่อความกว้างแถบความถี่ของสัญญาณข้อมูลจะถูกเรียกว่า อัตราขยายการประมวลผล (Processing Gain ; G_p) ของระบบสเปกตรัมแพร่แสดงได้ตามความสัมพันธ์ดังนี้

$$G_p = \frac{W}{B_i} \quad (2.1)$$

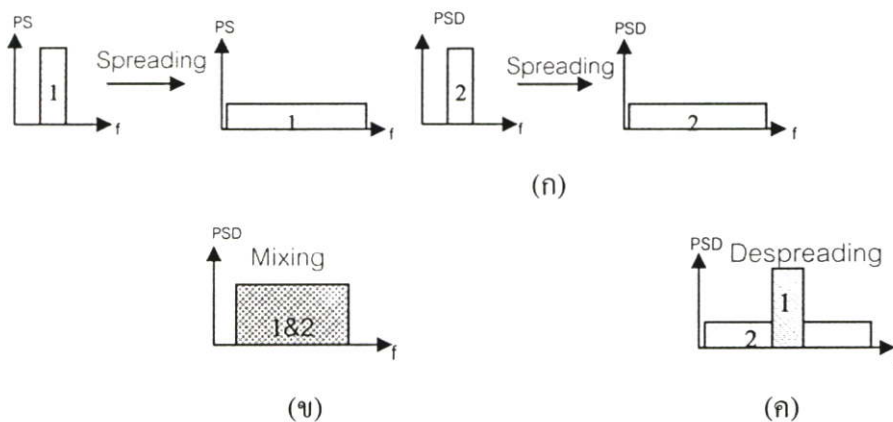
โดยที่ W คือ ความกว้างแถบความถี่ของการส่งสัญญาณ

B_i คือ ความกว้างแถบความถี่ของสัญญาณข้อมูล

คุณสมบัติที่สำคัญของเทคนิคการทำสเปรดสเปกตรัม มีดังนี้

1) ความสามารถสูงในการมัลติเพล็กซ์ (Multiple Access Capability)

ถ้ามีผู้ใช้หลายๆ คนทำการส่งสัญญาณสเปรดสเปกตรัม ในเวลาเดียวกัน เครื่องรับยังคงสามารถแยกความแตกต่างระหว่างผู้ใช้แต่ละคนได้ โดยการให้ผู้ใช้แต่ละคนใช้รหัส ซึ่งมีค่าสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-Correlation) ที่ต่ำระดับหนึ่ง ระหว่างรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการกับรหัสของผู้ใช้อื่นๆ ดังนั้นเมื่อทำอัตสหสัมพันธ์ (Auto-Correlation) สัญญาณที่รับได้ด้วยรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการ ก็จะเป็นการคิสปเรด (Despread) สัญญาณของผู้ใช้คนดังกล่าวกลับคืนมา ในขณะที่สัญญาณสเปรดสเปกตรัมจากผู้ใช้อื่นๆ จะยังคงมีลักษณะเหมือนเดิม ด้วยเหตุนี้ภายในแถบความถี่ของความถี่ของสัญญาณข้อมูลจะมีกำลังของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการมากกว่ากำลังของสัญญาณแทรกสอด (Interfering Power) จากผู้ใช้อื่นๆ ดังนั้นจึงสามารถทำการตรวจจับสัญญาณที่ต้องการออกมาได้ แสดงได้ดังรูป



รูปที่ 2.3 หลักการของการสื่อสารแบบสเปรดสเปกตรัม

(ก) การสร้างสัญญาณสเปรดสเปกตรัมของผู้ใช้ 2 คนจากสัญญาณข้อมูลเดิมที่เป็นสัญญาณแบนด์แคบ

(ข) การส่งสัญญาณสเปรดสเปกตรัมของผู้ใช้ทั้ง 2 คนในเวลาเดียวกัน

(ค) การคิสปเรดที่ภาครับ โดยมีเพียงสัญญาณของผู้ใช้คนที่ 1 เท่านั้นที่กลับคืนมา

2) การป้องกันสัญญาณแทรกสอดแบบหลายวิถี (Multipath Interference)

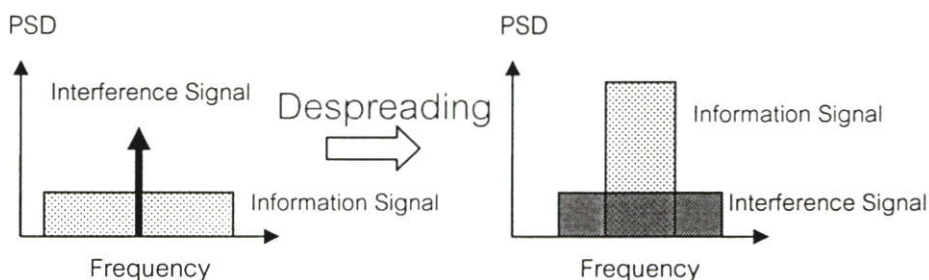
สำหรับช่องสัญญาณวิทยุที่เส้นทางการเดินทางของสัญญาณระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับไม่ได้มีเพียงเส้นทางเดียว เนื่องมาจากการสะท้อนและการหักเห ทำให้สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับมาจากเส้นทางต่างๆ กัน สัญญาณจากเส้นทางต่างๆ นั้นเป็นสัญญาณที่ถูกส่งออกมาจากเครื่องส่งเหมือนกัน แต่จะมีความแตกต่างกันทางขนาดและเฟส การรวมสัญญาณเหล่านี้เข้าด้วยกันที่เครื่องรับนั้นจะเป็นการรวมแบบเสริมกันที่บางความถี่และหักล้างกันที่ความถี่อื่นๆ ซึ่งการทำสเปรดสเปกตรัมนั้น สามารถแก้ปัญหาเกี่ยวกับสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทางนี้ได้

3) ความเป็นส่วนตัว (Privacy)

สัญญาณที่ถูกส่งออกไปสามารถจะถูกดักฟัง และได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมาเมื่อเครื่องรับรู้รหัสเดียวกันเท่านั้น จึงทำให้มีความเป็นส่วนตัวของแต่ละผู้ใช้สูง

4) การกำจัดสัญญาณแทรกสอด (Interference Rejection)

การทำสัสมพันธ์ข้ามของสัญญาณรหัสด้วยสัญญาณแบนด์แคบ จะทำให้แถบความถี่ของสัญญาณนั้นแคบลง นั่นคือจะทำให้สัญญาณแทรกสอดที่อยู่ในแถบความถี่ของสัญญาณข้อมูลมีกำลังงานลดลง แสดงดังรูปที่ 2.4 สัญญาณสเปรดสเปกตรัมซึ่งถูกรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดแบนด์แคบจะถูกดักฟังที่เครื่องรับ ส่งผลให้ความถี่ของสัญญาณแทรกสอดนั้นแผ่กว้างขึ้น ทำให้สัญญาณแทรกสอดดังกล่าวปรากฏเป็นสัญญาณรบกวนพื้นหลัง (Background Noise) เมื่อเทียบกับสัญญาณข้อมูล



รูปที่ 2.4 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของการสื่อสารแบบสเปรดสเปกตรัม

5) ความสามารถในการป้องกันการแทรกแซงจากผู้อื่น (Anti Jamming Capability)

โดยเฉพาะอย่างยิ่งการแทรกแซงแบนด์แคบ (Narrowband Jamming) คุณสมบัตินี้คล้ายกับการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพียงสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นในกรณีนี้เป็นไปโดยเจตนาให้เกิดแก่ระบบ จากคุณสมบัติข้อนี้ และข้อถัดไปทำให้การทำสเปรดสเปกตรัมเป็นที่น่าสนใจสำหรับการประยุกต์ใช้งานทางทหาร

6) ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ (Low Probability of Intercept)
 เนื่องจากสัญญาณสเปรดสเปกตรัม มีความหนาแน่นของกำลังงานที่ต่ำจึงทำให้เป็นการยากที่จะตรวจจับ

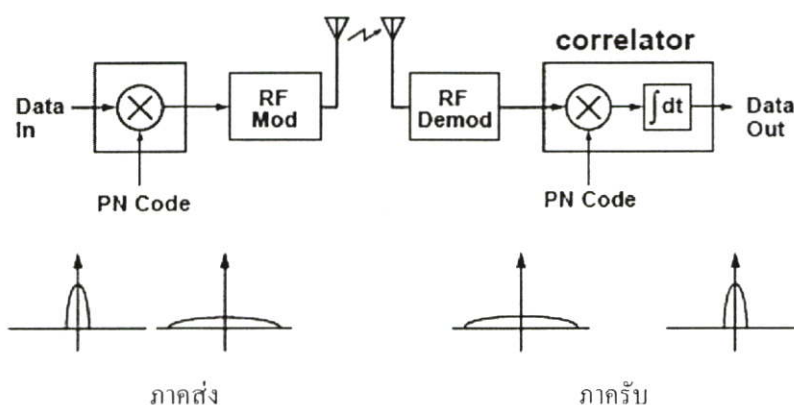
การทำสเปรดสเปกตรัมในเชิงพาณิชย์ที่นิยมใช้ในปัจจุบันมี 2 วิธีก็คือ ฟรีควีนซีฮอปปีง (Frequency hopping ; FH) และไดเรกซีควีน (Direct-sequence ; DS) ทั้งสองวิธีมีความแตกต่างกัน โดยหลักการแต่ทั้งคู่อาศัยรหัสชนิดเดียวกันที่มีชื่อเรียกว่า รหัสพีเอ็นเป็นส่วนสำคัญ ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่เราจะต้องเข้าใจถึงแนวทางการสร้างและคุณลักษณะของรหัสพีเอ็นด้วยซึ่งจะกล่าวในหัวข้อถัดไป

2.2.1 ฟรีควีนซีฮอปปีงสเปรดสเปกตรัม (FHSS)

วิธีการทำสเปรดสเปกตรัมกับสัญญาณข้อมูลคือการเปลี่ยนความถี่ในแต่ละคาบเวลา โดยในทุกความถี่ที่เปลี่ยนจะเป็นความถี่ที่ถูกเลือกออกมาจากช่วงความถี่ 2^k เท่าของย่านความถี่สัญญาณข้อมูลที่ถูกมอดูเลตแล้ว

รหัสพีเอ็นในระยะนี้จะไม่ใช้การนำไปคูณกับสัญญาณข้อมูลโดยตรง แต่รหัสพีเอ็นจะถูกใช้ในการควบคุมการเปลี่ยนแปลงของความถี่พาห้ โดยสัญญาณที่ถูกส่งออกจะมีลักษณะเปลี่ยนความถี่จากความถี่หนึ่งไปสู่ความถี่ถัดไป การทำสเปรดสเปกตรัมแบบนี้จึงถูกเรียกว่าการกระโดดความถี่ (Frequency Hopping Spread Spectrum) ส่วนในภาครับ สัญญาณที่รับได้จะถูกถอดออกมาโดยใช้สัญญาณที่มีการกระโดดความถี่อย่างสอดคล้องกับรหัสพีเอ็นที่เหมือนกับในภาคส่ง

2.2.2 ไดเรกซีควีนสเปรดสเปกตรัม (DSSS)



รูปที่ 2.5 วงจรระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ

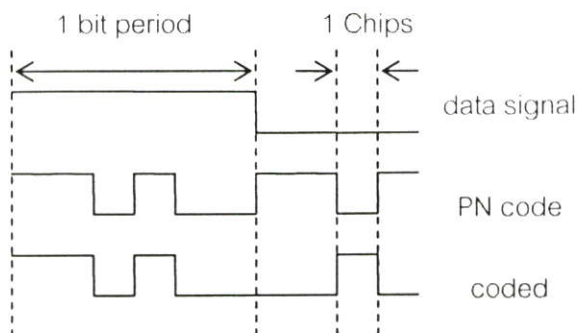
หลักการทำงานของระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ ที่วงจรภาคส่งของระบบจะประกอบด้วย 2 ส่วนสำคัญ คือวงจรคูณสัญญาณข้อมูลกับรหัสพีเอ็น และส่วนของวงจร โมดูเลเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.5

สัญญาณข้อมูลเข้าซึ่งมีอัตราบิตข้อมูลต่ำโดยให้สัญญาณนี้มีคาบเวลาเป็น T ถูกนำไปคูณกับรหัสพีเอ็น ที่มีคาบเวลาของหนึ่งชิปส์เท่ากับ T_c สั้นกว่า T มาก ขั้นตอนนี้เรียกว่าการสเปกตรัมของสัญญาณข้อมูลจากเดิมที่มีอัตราบิตข้อมูลต่ำ ซึ่งใช้ความกว้างแถบความถี่ของช่องสัญญาณขนาดเล็กในการส่งมาเป็นข้อมูลที่มีอัตราบิตที่สุ่งขึ้นกว่าเดิมมาก ซึ่งหมายถึงว่าต้องใช้ความกว้างแถบความถี่ของช่องสัญญาณในการส่งที่ใหญ่ขึ้นมากด้วย จากนั้นก็นำสัญญาณที่ผ่านการทำสเปกตรัมที่ได้นี้ไปทำการมอดูเลตกับคลื่นพาห้ความถี่สูง ด้านวงจรภาครับจะดึงสัญญาณข้อมูลออกจากสัญญาณอาร์เอฟ (Radio Frequency) ที่รับได้ซึ่งโดยปกติแล้ว สัญญาณนี้จะมีการประวิงเวลาเนื่องจากการแพร่ของสัญญาณ (Propagation delay) ดังนั้น สัญญาณที่รับได้นี้จะถูกนำไปคูณกับรหัสพีเอ็น ชุดเดียวกันกับที่ใช้ในภาคส่ง หากแต่ว่าวงจรภาครับต้องสามารถประมาณหาค่าหน่วยเวลาให้ได้ใกล้เคียงมากที่สุด ในวงจรดีโมคูเลเตอร์ประกอบด้วย 2 ส่วนหลักคือ วงจรคูณและวงจรอินทิเกรต หน้าที่ของวงจรคูณ คือการถอดรหัสพีเอ็น ออกจากสัญญาณข้อมูลแล้วนำสัญญาณผ่านเข้าวงจรอินทิเกรต ที่ทำการอินทิเกรตใหม่ทุก ๆ คาบเวลา T ซึ่งโดยปกติแล้วจะมีช่วงเวลายาวกว่าคาบเวลา T_c มาก เพราะฉะนั้นสัญญาณที่เหลือจากวงจรอินทิเกรตจึงมีเพียงสัญญาณข้อมูลที่มีการหน่วงของเวลา ซึ่งเมื่อนำมาเข้าวงจรเปรียบเทียบแล้วก็จะได้ข้อมูลเดิมที่มีค่าเป็น 0 และ 1 กลับคืนมา

ในส่วนนี้จะอธิบายถึงแนวคิดพื้นฐานของการทำสเปกตรัมแบบโคเร็คซีแควนซ์เพื่อการใช้งานในระบบซีดีเอ็มเอ สมมติว่าในระบบที่เราสนใจมีจำนวนผู้ใช้งาน 3 คน ซึ่งแต่ละคนก็จะได้รับชุดรหัสพีเอ็นที่แตกต่างกัน ก่อนที่ผู้ใช้แต่ละคนจะส่งข้อมูลออกจะนำบิตข้อมูลเหล่านั้นไปทำสเปกตรัมโดยการนำบิตข้อมูลไปคูณกับชุดรหัสพีเอ็น ของตนเองซึ่งจะทำให้อัตราบิตสุ่งขึ้น และช่องสัญญาณก็ต้องมีขนาดใหญ่อขึ้นด้วย ดังที่แสดงในรูปที่ 2.7 ซึ่งในตัวอย่างนี้อัตราบิต (Chips rate) มีขนาดเพิ่มขึ้นเป็น 4 เท่าตัวของอัตราบิตข้อมูลของผู้ใช้ สำหรับตัวอย่างนี้เราสมมติให้ผู้ใช้หมายเลข 1, 2 และ 3 ต้องการส่งข้อมูล 11, 10 และ 01 ตามลำดับ สัญญาณที่ผ่านการสเปกตรัมแล้วจะมีลักษณะดังที่แสดงในรูปที่ 2.7 สังเกตว่าสัญญาณ 1 จะแทนด้วยแรงดันเป็น 1 และสัญญาณ 0 จะแทนด้วยสัญญาณเป็น -1 สัญญาณที่ทำการสเปกตรัมแล้วทั้งสามสัญญาณนี้จะถูกส่งออกไปพร้อมกันบนคลื่นความถี่เดียวกัน นั่นหมายความว่าที่ภาครับจะได้รับสัญญาณที่เป็นผลรวมของสามสัญญาณรวมกันซึ่งดูเหมือนว่าสัญญาณเหล่านี้รบกวนซึ่งกันและกันอยู่และยากต่อการแยกแยะออกมา

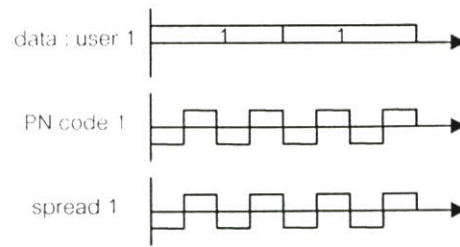
เมื่อนำข้อมูลที่มีอัตราบิตค่าหนึ่ง มาคูณกับรหัสพีเอ็น จะทำให้สัญญาณใหม่ที่ได้มีอัตราบิตที่สุ่งขึ้น และเรียกอัตราบิตใหม่ที่สุ่งขึ้นนี้ว่า อัตราบิต (Chips rate) โดยที่มีความสัมพันธ์ดังนี้

$$\text{อัตราบิต} = 1 / \text{หนึ่งรอบของชิปส์} \quad (2.2)$$

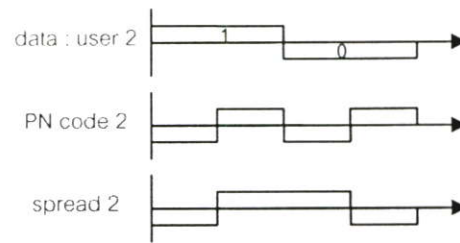


รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ของอัตราชิปส์ (Chips rate)

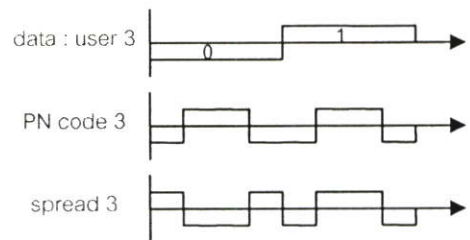
สำหรับขั้นตอนในการแยกสัญญาณของแต่ละคนออกมานั้น ก็สามารถทำได้โดยการนำชุดรหัสพีเอ็น ของผู้ใช้แต่ละคนไปคูณกับสัญญาณที่รับได้และทำการบวกผลคูณเหล่านั้นทีละ 4 ชิปส์ หรือเท่ากับความยาวของหนึ่งบิตข้อมูลนั่นเอง ค่าที่คำนวณได้เหล่านี้จะนำไปใช้ในการตัดสินใจต่อไป ตัวอย่างเช่นถ้าเรานำรหัสของผู้ใช้หมายเลข 1 ไปคูณกับสัญญาณรวมจะได้ผลรวมของผลคูณออกมาเป็น 4 สำหรับข้อมูลทั้งสองบิต ในขณะที่ถ้าผู้ใช้หมายเลข 2 กระทำการในลักษณะเดียวกันจะได้ผลออกมาเป็น 4 และ -4 ในขั้นตอนการตัดสินใจบิตให้กระทำการนี้คือ ถ้าผลลัพธ์ที่ออกมามีค่าเท่ากับ 4 แสดงว่าบิตข้อมูลที่ส่งออกมามีค่าเป็น 1 และถ้าผลลัพธ์ที่ได้เป็น -4 แสดงว่าบิตข้อมูลนั้นมีค่าเป็น 0 สังเกตว่าการที่ผู้ใช้แต่ละคนสามารถจะดึงสัญญาณข้อมูลของตนเองออกมาจากสัญญาณรวมได้ก็เพราะว่า เมื่อนำรหัสพีเอ็นของผู้ใช้คนหนึ่งไปคูณกับสัญญาณที่สเปรคออกโดยผู้ใช้อีกคนหนึ่งเช่นถ้าเอาชุดรหัสพีเอ็น ของผู้ใช้หมายเลข 1 ไปคูณกับส่วนของสัญญาณที่สเปรคออกโดยผู้ใช้หมายเลข 2 จะพบว่าค่าผลรวมของการคูณในทุกๆ 4 บิตจะได้ค่าที่เป็น 0 หหมด ซึ่งจริงๆแล้ว ถ้าหากทำการทดสอบกับทุกกรณีจะได้ผลที่เหมือนกันคือค่าผลรวมที่ได้มีค่าเป็น 0 เสมอตัวอย่างนี้แสดงให้เห็นว่าสัญญาณที่สเปรคออกด้วยชุดรหัสพีเอ็นชุดหนึ่งจะไม่สามารถตีสเปรคออกด้วยชุดรหัสพีเอ็นชุดอื่น ซึ่งทำให้สามารถส่งสัญญาณของผู้ใช้หลายๆคนลงบนคลื่นพาห้ความถี่เดียวกันได้ สังเกตว่าจุดสำคัญของการทำสเปรคสเปกตรัมก็คือการเลือกชุดรหัสพีเอ็นที่มีคุณสมบัติพิเศษดังที่อธิบายไว้ในเบื้องต้นนั่นเอง



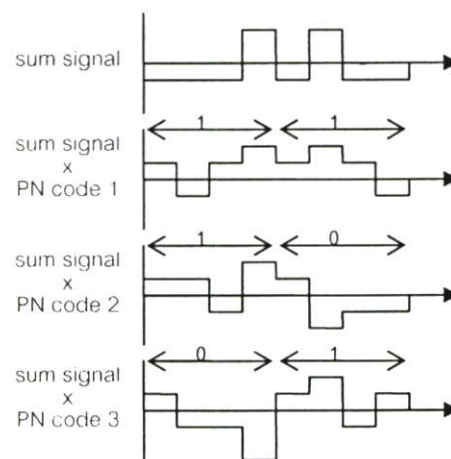
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 2.7 ตัวอย่างการทำสเปรดสเปกตรัม

- (ก) รูปสัญญาณของผู้ใช้หมายเลข 1 ณ วงจรภาคส่ง
- (ข) รูปสัญญาณของผู้ใช้หมายเลข 2 ณ วงจรภาคส่ง
- (ค) รูปสัญญาณของผู้ใช้หมายเลข 3 ณ วงจรภาคส่ง
- (ง) รูปสัญญาณที่เกิดขึ้น ณ วงจรภาครับ

คุณสมบัติการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัม โดยการจัดลำดับแบบไครเรคซีแควน ซิตีเอ็มเอ [1] มีดังต่อไปนี้

1) ความสามารถในการเข้าถึงหลายทาง

ถ้ามีผู้ใช้หลายคนส่งสัญญาณในเวลาเดียวกันจะทำให้มีสัญญาณสเปกตรัมหลาย สัญญาณที่มีความทับซ้อนกัน (Overlap) ในทางเวลาและความถี่ที่เครื่องรับจะใช้การคิมอดูเลตแบบ ร่วมกันเพื่อจำกัดผลของการมอดูเลตและรหัสออกไป กระบวนการดังกล่าวเป็นการรวมกำลังงาน ของผู้ใช้ที่ต้องการตรวจจับให้อยู่ในช่วงความกว้างแถบความถี่ของข้อมูล ถ้าค่าสหสัมพันธ์ข้าม ระหว่างรหัสของผู้ที่ต้องการและรหัสของผู้อื่นมีค่าน้อย การตรวจจับแบบร่วมกันจะทำให้มี ค่ากำลังงานของสัญญาณแทรกสอดในความกว้างแถบความถี่นั้นมีค่าเล็กน้อยเท่านั้น

2) การป้องกันการแทรกสอดแบบหลายเส้นทาง

ถ้าลำดับรหัสมีฟังก์ชันสหสัมพันธ์ตามอุดมคติแล้ว ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ที่อยู่ภายนอก ช่วง $[-T_c, T_c]$ มีค่าเป็นศูนย์ เมื่อ T_c เป็นคาบเวลาของชิพ แสดงว่าถ้าทำการรับสัญญาณที่ต้องการ ซึ่งถูกหน่วงเวลาไปมากกว่า $2T_c$ และการใช้คิมอดูเลตแบบร่วมกันจะทำให้สัญญาณที่ถูกหน่วงไป ถูกมองว่าเป็นสัญญาณแทรกสอด และมีค่ากำลังงานของสัญญาณแทรกสอดนี้อยู่ในช่วงความกว้าง แถบความถี่ของข้อมูลเพียงเล็กน้อย

3) การกำจัดสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ

การตรวจจับแบบร่วมกันที่เครื่องรับทำได้โดยการคูณสัญญาณที่รับได้กับรหัสที่ถูกสร้าง ขึ้นที่ทางด้านรับ ซึ่งจะเหมือนกับการคูณสัญญาณแถบแคบด้วยลำดับของรหัสแถบกว้างที่เครื่องส่ง ทำให้สเปกตรัมของสัญญาณแถบแคบมีการแผ่สเปกตรัมกว้างออกไป กำลังของสัญญาณแถบแคบ ซึ่งอยู่ในช่วงความกว้างแถบความถี่ของสัญญาณข้อมูลมีค่าลดลงด้วยอัตราเท่ากับอัตราขยายการ ประมวลผล

4) ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณมีค่าต่ำ

เนื่องจากสัญญาณไครเรคซีแควนนั้นจะใช้ความกว้างแถบความถี่ของสัญญาณทั้งหมด ตลอดเวลา ทำให้มีกำลังส่งต่อความถี่มีค่าต่ำมาก จึงเป็นการยากที่จะทำการตีเทคสัญญาณนี้ ข้อดีของระบบไครเรคซีแควน ซิตีเอ็มเอ

- 1) การเข้ารหัสสัญญาณสามารถทำได้ง่ายโดยใช้กระบวนการคูณแบบธรรมดา
- 2) วงจรสังเคราะห์ความถี่ทำได้ง่ายเนื่องจากใช้คลื่นพาห์เพียงความถี่เดียว
- 3) การคิมอดูเลตสัญญาณแบบสเปกตรัมใช้แบบร่วมกันได้
- 4) ไม่จำเป็นต้องมีการชิงโครโนระหว่างผู้ใช้แต่ละคน

ข้อเสียของระบบไครเรคซีแควน ซิตีเอ็มเอ

- 1) การชิงโครโนระหว่างรหัสของสัญญาณที่ได้รับกับสัญญาณรหัสที่สร้างขึ้นทางด้านรับ ทำได้ยากและการชิงโครโนชันนี้จะต้องเกิดขึ้นภายในช่วงคาบเวลาของชิพ

2) การที่รหัสที่สร้างขึ้นต้องซิงโครไนซ์กันในช่วงคาบเวลาของชีพทำให้ขนาดของความกว้างแถบความถี่ถูกจำกัดในช่วง 10-20 MHz

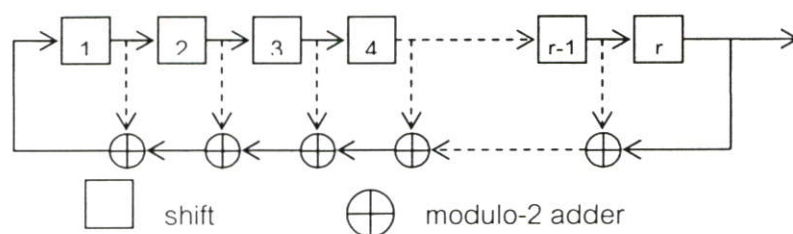
3) กำลังของสัญญาณจากผู้ใช้ที่อยู่ใกล้กับสถานีฐานจะมีค่ามากกว่ากำลังงานของสัญญาณของผู้ใช้ที่อยู่ไกลออกไปมาก เนื่องจากผู้ใช้แต่ละคนจะส่งสัญญาณโดยใช้ความกว้างแถบความถี่ที่มีทั้งหมด ดังนั้นผู้ใช้ที่อยู่ใกล้กับสถานีฐาน จะทำให้ค่าการแทรกสอดต่อผู้ใช้ที่อยู่ไกลมีค่ามาก ทำให้ไม่สามารถทำการรับสัญญาณจากผู้ใช้ที่ไกลจากสถานีฐานได้ ผลกระทบที่เกิดคืออิทธิพลของความใกล้-ไกลของสัญญาณ (Near-Far Effect) นี้สามารถแก้ไขได้โดยการใช้การควบคุมกำลังงาน (Power Control) จะทำให้สถานีฐานรับสัญญาณจากผู้ใช้ทุกคนด้วยกำลังงานเฉลี่ยเท่ากัน ในทางปฏิบัติกระบวนการควบคุมกำลังงานสามารถทำได้ยาก

2.3 รหัสพีเอ็น (Pseudorandom Noise Sequence ; PN)

รหัสพีเอ็น คือลำดับสัญญาณที่ถูกสร้างขึ้นมาโดยวิธีการที่มีลำดับขั้นตอนที่ชัดเจน รหัสสัญญาณที่ได้มีคุณสมบัติที่คล้ายคลึงกับสัญญาณแบบสุ่ม รหัสชนิดนี้ถูกนำมาใช้งานในทางปฏิบัติอย่างกว้างขวาง เช่น นำมาใช้ในการเข้าจังหวะสัญญาณ (Signal Synchronization) การเข้ารหัสลับข้อมูล (Cryptography) และการทำสเปกตรัมแผ่กระจาย (Spread Spectrum) เป็นต้น การสร้างรหัสประเภทนี้สามารถกระทำได้หลายวิธี เช่น รหัสเอ็ม-ซีเควิน (M-Sequence) รหัสโกลด์ (Gold Code) รหัสคาสามิ (Kasami Code) เป็นต้น รหัสชนิดที่ได้รับความนิยมมากที่สุดคือ ไบนารีแมกซ์ิมัมเลินท์ซีเควิน (Binary Maximum-Length-Sequence) หรือที่เรียกกันทั่วไปในชื่อ ไบนารีเอ็มซีเควิน (Binary m-Sequence)

2.3.1 รหัสเอ็ม-ซีเควิน (m-sequence)

รหัสเอ็ม-ซีเควิน เป็นรหัสที่สร้างขึ้นจากชิฟต์รีจิสเตอร์จำนวนหนึ่งที่มาต่อเชื่อมกันแบบอนุกรม โดยที่มีการป้อนกลับของสัญญาณจากชิฟต์รีจิสเตอร์อย่างน้อย 2 ตำแหน่งกลับไปยังที่ขาเข้าของชิฟต์รีจิสเตอร์ตัวแรก แสดงไว้รูปที่ 2.8 ประกอบ โดยนิยามแล้วรหัสชนิดนี้สามารถสร้างลำดับสัญญาณที่มีความยาวได้มากที่สุดคือ $2^n - 1$ เมื่อกำหนดให้ n คือจำนวนชิฟต์รีจิสเตอร์ที่ใช้ ชุดรหัสทุกชุดที่สร้างขึ้นจะมีคุณสมบัติเฉพาะที่เหมือนกันดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.8 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรสร้างรหัส m-sequence

1) ความยาวรหัสมีมากที่สุดเท่ากับ $L = 2^n - 1$

2) คุณสมบัติการสมมูล

รหัสสัญญาณที่ได้จะมีชิปส์ที่มีค่าเป็นหนึ่งมากกว่าชิปส์ที่มีค่าเป็นศูนย์อยู่หนึ่งชิปส์เสมอ เช่น ชุดรหัสที่ใช้ชิฟต์รีจิสเตอร์จำนวน 10 ตัว ให้ลำดับสัญญาณที่มีความยาวเท่ากับ $L = 2^{10} - 1 = 1,023$ ชิปส์ จะประกอบด้วยชิปส์ที่มีค่าเป็นหนึ่งจำนวน 512 ชิปส์ และชิปส์ที่มีค่าเป็นศูนย์จำนวน 511 ชิปส์

3) ภายในลำดับสัญญาณแต่ละชุดจะมีช่วงของชิปส์ที่มีค่าเป็นศูนย์หรือหนึ่งต่อเนื่องกัน จำนวนหนึ่ง ส่วนที่ต่อเนื่องกันนี้จะเรียกว่า รัน (run) โดยความยาวของแต่ละรันจะมีขนาดที่แตกต่างกันไป สำหรับรหัสเอ็ม-ซีเควนจะมีคุณสมบัติของรันที่พิเศษคือ จะมีรันของศูนย์ และหนึ่ง ขนาด p ชิปส์เกิดขึ้นในลำดับสัญญาณทั้งสิ้น $2^{n-(p+2)}$ ครั้งโดย p มีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง $n-2$ เมื่อ n คือ จำนวนของชิฟต์รีจิสเตอร์ที่ใช้ในการสร้างลำดับสัญญาณ นอกจากนี้จะมีรันของศูนย์ขนาด $n-1$ จำนวน 1 รัน

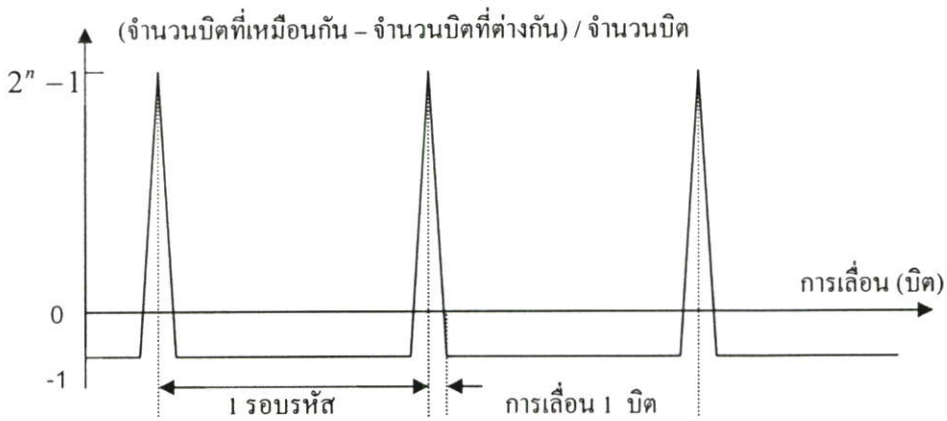
4) อัตราสัมพันธ์ของชุดรหัสเอ็ม-ซีเควน จะมีค่าเท่ากับ -1 เสมอ หากมีการเลื่อนของชุดรหัสทั้งสองชุดที่เหมือนกันทุกประการให้มีขนาดห่างกันมากกว่า ± 1 ชิปส์ แต่ถ้าหากการเลื่อนชุดรหัสทั้งสองเปลี่ยนแปลงไปตามระยะเลื่อนไปของชุดรหัสทั้งสองอย่างเชิงเส้น โดยจะมีค่าอยู่ระหว่าง -1 ถึง $2^n - 1$ จากรูปที่ 2.9 ประกอบ หมายเหตุในการหาค่าอัตราสัมพันธ์สามารถกระทำได้โดยนำค่าของชิปส์จากลำดับสัญญาณ 2 ชุดที่ตำแหน่งเดียวกันมาคูณกันแล้วนำผลคูณที่ได้ของแต่ละตำแหน่งมาอินทิเกรตรวมกันทั้งหมด ผลที่ได้ก็คือค่าอัตราสัมพันธ์ทั้งนี้ในการคูณกันนั้นจะกำหนดให้ใช้ -1 แทนชิปส์ที่มีค่าเป็นศูนย์ และ 1 แทนชิปส์ที่มีค่าเป็นหนึ่ง ในการหาค่าอัตราสัมพันธ์นั้นจะต้องใช้ลำดับสัญญาณ 2 ชุด เหมือนกัน แต่อาจมีการเลื่อนชิปส์ของลำดับสัญญาณชุดหนึ่งให้ต่างจากลำดับสัญญาณของอีกชุดหนึ่งด้วยระยะทางต่างๆ ตามต้องการ

5) เมื่อนำรหัสเอ็ม-ซีเควน ชุดหนึ่งมาบวกแบบมอดูโล 2 กับชุดเดิมที่มีการเลื่อนชิปส์ไป จะได้ชุดรหัสชุดใหม่ที่มีคุณลักษณะเดียวกันกับรหัสชุดเดิม แต่มีการเลื่อนของชิปส์ไปด้วยจำนวนที่แตกต่างจากรหัสเริ่มต้นทั้งสองชุด

จากรูปที่ 2.8 และคุณสมบัติที่กล่าวมาข้างต้นสามารถแสดงการสร้างรหัสโดยใช้จำนวนชิฟต์รีจิสเตอร์ 4 ตัว และกำหนดให้ตำแหน่งชิฟต์รีจิสเตอร์ตัวที่ 3 กับ 4 ทำการโมดูล 2 แล้วป้อนกลับไปขาเข้าของชิฟต์รีจิสเตอร์ตัวที่ 1 ให้สัญญาณที่เข้ามามีค่าเท่ากับ 1000 จากตาราง 2.2 และรูปที่ 2.9 แสดงค่าอัตราสัมพันธ์ของชุดรหัส ดังนั้นจำนวนชิฟต์รีจิสเตอร์ 4 ตัวที่ใช้จะได้เอพาร์ฟูตเป็นจำนวน $2^n - 1$ เท่ากับ 15 ชิปส์

หากพิจารณาค่าของชิฟต์รีจิสเตอร์แต่ละตัว ณ จังหวะเวลาใดเวลาหนึ่ง จะพบว่าค่าหรือสถานะของชิฟต์รีจิสเตอร์เหล่านี้จะมีรูปแบบที่แตกต่างไปจากที่จังหวะเวลาอื่นๆ ทั้งหมด เมื่อพิจารณาภายในช่วงเวลา 1 คาบของลำดับสัญญาณ นั่นคือรูปแบบสถานะของชิฟต์รีจิสเตอร์เหล่านี้ จะไม่มีการเกิดซ้ำภายใน 1 คาบสัญญาณ อีกทั้งจะไม่เกิดกรณีที่สถานะของชิฟต์รีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่า

เป็นศูนย์หมดเพราะในสถานะดังกล่าว วงจรชิฟต์รีจิสเตอร์จะไม่สามารถสร้างลำดับสัญญาณขึ้นได้ ดังนั้นในการสร้างลำดับสัญญาณนั้นจะต้องแน่ใจว่าค่าตั้งต้นของชิฟต์รีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าที่ไม่เป็นศูนย์พร้อมกันหมด



รูปที่ 2.9 ค่าอัตราสัมพันธ์ของรหัสเอ็ม-ซีแควนที่มีการเลื่อนไปของของชิปส์ที่ค่าต่างๆ

จากคุณสมบัติต่างๆ ที่กล่าวมาทำให้รหัสประเภทนี้เป็นประโยชน์อย่างมากในทางปฏิบัติ เช่น การที่รหัสมีจำนวนชิปส์เป็นศูนย์ใกล้เคียงกับชิปส์ที่เป็นหนึ่ง ทำให้เวลานำสัญญาณดังกล่าวมาใช้กับระบบสื่อสารบางประเภทเช่น ระบบที่มีการ โมดูเลตสัญญาณ โดยการทำให้ Suppress carrier นั้น ปัญหาดังกล่าวก็จะยิ่งลดลงตามไปด้วย

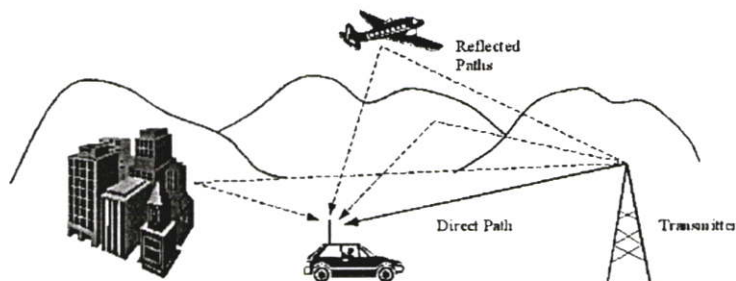
ดังนั้นรหัสเอ็ม-ซีแควนจึงมีประโยชน์อย่างมากกับระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซีดีเอ็มเอ เพราะลำดับสัญญาณชุดหนึ่งที่มีคาบยาวเพียงพอสามารถนำมาใช้ในการระบุหมายเลขประจำตัวของสถานีฐานได้เป็นจำนวนมาก โดยอาศัยการเลื่อนชิปส์ของลำดับสัญญาณไปด้วยจำนวนที่แตกต่างกัน เช่น ในมาตรฐานระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซีดีเอ็มเอ (IS-95) ใช้ชิฟต์รีจิสเตอร์จำนวน 15 ตัว ในการสร้างรหัสที่มีคาบความยาวเท่ากับ $2^{15} - 1 = 32,768$ ชิปส์ สถานีฐานแต่ละแห่งจะใช้วงจรสร้างรหัสแบบเดียวกันแต่จะมีการเลื่อนชิปส์ของลำดับสัญญาณออกไปทีละ 64 ชิปส์ เพราะฉะนั้นรหัสที่แตกต่างกันสำหรับการใช้งานได้ทั้งหมด $\frac{32,768}{64} = 512$ ชุด สำหรับใช้ระบุหมายเลขประจำตัวของสถานีฐานได้มากถึง 512 สถานี หากพิจารณาสายอากาศแบบอสมิเซกเตอร์ ส่วนในกรณีตัวเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีการสร้างรหัส $2^{42} - 1$ เท่ากับ 4.39×10^{12} ชิปส์โดยที่แต่ละผู้ใช้เครื่องโทรศัพท์จะมี 42 ชิปส์ ซึ่งใน 42 ชิปส์ จะมีค่าเท่าที่เราเรียก ESN (Electronic Serial Number) ในแต่ละคนจะมีค่า ESN นี้ถูกจัดเก็บไว้ในซิมการ์ดหรือเครื่องโทรศัพท์ในกรณีตัวเครื่องไม่มีซิมการ์ดใส่และจัดเก็บไว้ในฐานข้อมูล (HLR) ด้วย เพื่อยืนยันตรวจสอบข้อมูลที่ต้องการ

ตารางที่ 2.2 ค่าอัตราสัมพันธ์ที่มีคุณลักษณะของซุกรหัส

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

2.4 การจางหายบนช่องสัญญาณ

ในเทคโนโลยีของระบบการสื่อสารไร้สายเมื่อพิจารณาทางด้านส่งสัญญาณที่ส่งออกไป ผ่านไปยังช่องสัญญาณสื่อสารต่างๆจะเกิดการแทรกสอด การสะท้อนและการลดทอน ทำให้สัญญาณ ที่มาถึงทางด้านรับจะเกิดการรวมกันของสัญญาณที่มาจากหลายเส้นทาง ซึ่งอาจเป็นการเสริมกัน หรือหักล้างกันก็ได้ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 การจางหายของสัญญาณในหลายวิถี

2.4.1 คุณสมบัติของสัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหลายเส้นทาง

หากทำการส่งพัลส์สัญญาณที่มีคาบสั้นๆ ไปบนช่องสัญญาณหลายเส้นทางตามการเปลี่ยนแปลงเวลา สัญญาณที่ได้รับจะเป็นขบวนของพัลส์แสดงดังรูปที่ 2.11 ดังนั้นคุณสมบัติของตัวกลางแบบหลายเส้นทาง คือ การกระจายช่วงเวลาของสัญญาณที่ส่งผ่านช่องสัญญาณ เมื่อทำการส่งสัญญาณเดิมออกไปหลายๆ ครั้ง ด้านรับจะรับได้ขบวนสัญญาณที่แตกต่างกัน ซึ่งไม่สามารถจะคาดคะเนสัญญาณที่รับได้ สามารถแสดงเป็นสมการทางภาครับได้

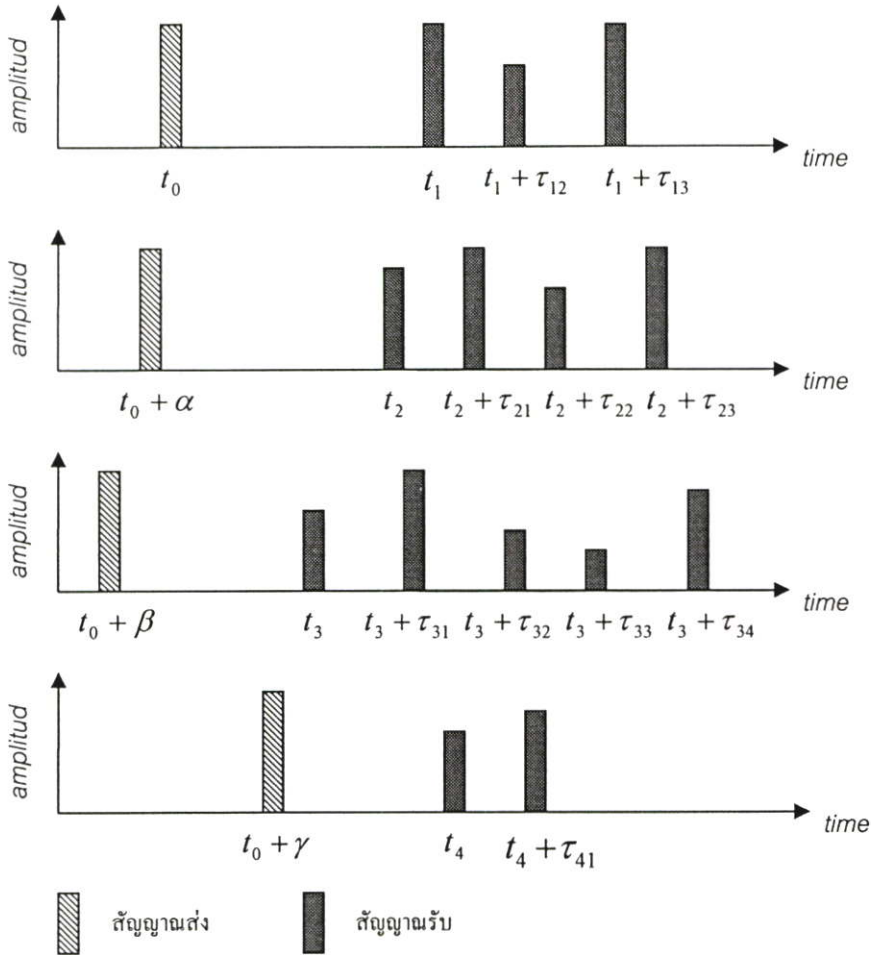
$$x(t) = \sum_n \beta_n(t) s(t - \tau_n(t)) \quad (2.3)$$

- โดย $\beta_n(t)$ คือ อัตราการลดทอนของสัญญาณในเส้นทางที่ n
 $\tau_n(t)$ คือ เวลาของสัญญาณที่ถูกหน่วงของเส้นทางที่ n
 $s(t)$ คือ สัญญาณทางด้านส่ง มีค่าเท่ากับ $\text{Re}[s_i(t)e^{j2\pi f_c t}]$
 $x(t)$ คือ สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับ

ดังนั้นสัญญาณที่รับได้หลังผ่านการกรองสัญญาณสามารถแสดงได้เป็น

$$r_i(t) = \sum_n \beta_n(t) e^{-j\omega t} s_i(t - \tau_n(t)) \quad (2.4)$$

โดยที่ $\gamma_n = 2\pi f_c \tau_n(t)$ คือแบบจำลองของช่องสัญญาณหลายเส้นทาง ซึ่งจะมีสัญญาณที่รับได้แสดงดังสมการที่ 2.4 เรียกว่าสัญญาณเฟดดิ้ง โดยปรากฏการณ์เฟดดิ้งเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงเวลาในเทอมของเฟส γ_n ในบางครั้งการเปลี่ยนแปลงของ γ_n เป็นผลทำให้สัญญาณด้านรับมีค่าลดลง แต่บางครั้งทำให้มีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณด้านรับเกิดจากคุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงทางเวลาของช่องสัญญาณหลายเส้นทาง



รูปที่ 2.11 การเปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงทางเวลาของช่องสัญญาณหลายวิถีที่เกิดจากสัญญาณพัลส์ที่แคบมากๆ

2.4.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ

ช่องสัญญาณสามารถแทนด้วยแบบจำลองของช่องสัญญาณต่างๆ ซึ่งจะมีผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรความถี่ต่ำเข้ามาเกี่ยวข้องกับคั้งนั้น สามารถแสดงได้ดังสมการ

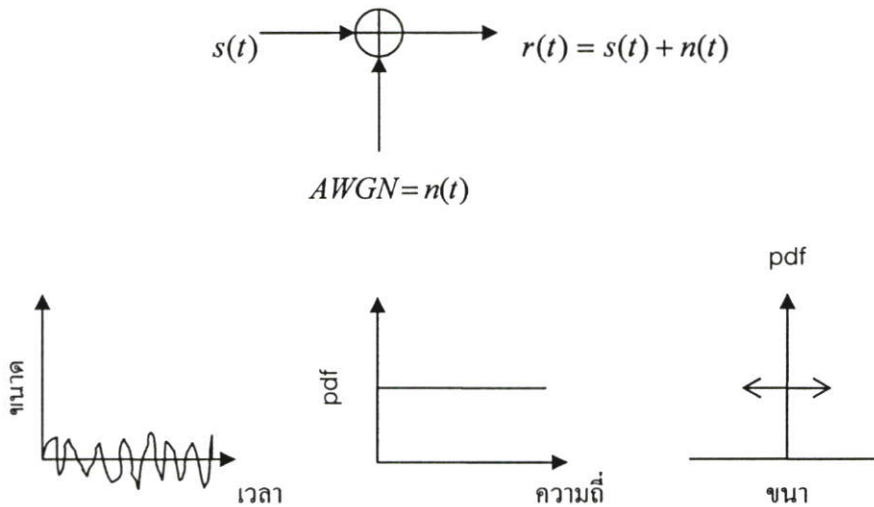
$$c(\tau; t) = \sum_{l=0}^{L-1} \beta_n(t) e^{-j\gamma_n} \delta(t - \tau_n(t)) \tag{2.5}$$

โดยที่ β_n คือ อัตราการลดทอนทางด้านขนาดของสัญญาณ (Amplitude distortion factor) ซึ่งมีค่าความหนาแน่นของความน่าจะเป็น แสดงด้วยการแจกแจงแบบต่างๆ
 τ_n คือ เวลาคง (Time delay) ในเส้นทางต่างๆ ซึ่งกำหนดให้เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์มบนช่วง $[0, T]$
 γ_n คือ ความหน่วงเชิงเฟส (Phase delay) ซึ่งกำหนดให้เป็นตัวแปรแบบสุ่มที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์มบนช่วง $[0, 2\pi]$

L คือ จำนวนเส้นทาง ซึ่งจะสอดคล้องกับผลของการจางหายหลายวิถี (multipath fading) เป็นผลเนื่องมาจากการสะท้อน การหักเห และการกระเจิงของสัญญาณภายในช่องสัญญาณ เป็นต้น

ซึ่งแบบจำลองของช่องสัญญาณต่างๆ จะมีฟังก์ชันการแจกแจงของความหนาแน่นความน่าจะเป็นมีหลายรูปแบบดังต่อไปนี้

2.4.2.1 ช่องสัญญาณรบกวนขาว (AWGN)



รูปที่ 2.12 คุณสมบัติของช่องสัญญาณรบกวนเกาส์ขาว

จากรูปที่ 2.12 สัญญาณรบกวนในระบบสื่อสารนั้นส่วนมากจำลองให้เป็นแบบช่องสัญญาณรบกวนขาว ซึ่งมีความหนาแน่นสเปกตรัมเป็นแบบยูนิฟอร์ม (Uniform Spectrum Density) และขนาดมีการแจกแจงแบบเกาส์ (Gaussian Distribution) โดยปกติแล้วสัญญาณรบกวนทางอุณหภูมิ (Thermal Noise) และสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า (Electrical Noise) ที่เกิดจากการขยายสัญญาณนั้นจะมีคุณสมบัติของสัญญาณรบกวนขาว ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถจำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบ AWGN (Additive White Gaussian Noise) ได้ซึ่งฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability Density Function) ของสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวกสามารถแสดงได้ตามสมการ

$$\Phi_{nn}(f) = \frac{1}{2} N_0 \quad (2.6)$$

2.4.2.2 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบเรย์ลี (Rayleigh Model)

เป็นระบบที่อธิบายการแจกแจงของความหนาแน่นกำลังของสัญญาณในชนบท ซึ่งมีบ้านเรือนที่มีขนาดไม่สูงมากนักหรือภูเขา การใช้งานในชนบทก็พบกับปัญหาซึ่งมีผลกระทบต่อระดับความแรงของสัญญาณ ซึ่งเรียกว่าการจางหายในหลายเส้นทางเกิดขึ้นเมื่อสัญญาณเดินทางมากกว่าหนึ่งเส้นทางจากด้านส่งไปยังด้านรับ สัญญาณจะไม่ได้รับโดยตรงจากด้านส่ง แต่จะได้รับจากทิศทางอื่นๆ ซึ่งจะตกกระทบมาเช่น จากบ้านเรือนในชนบท จึงเป็นการยากมากที่จะมีเส้นยาว (line of sight) ระหว่างตัวส่งและตัวรับ สัญญาณอาจจะเดินทางไปถึงตัวรับโดยผ่านการสะท้อนกับบ้านเรือนหลายครั้ง ซึ่งหมายความว่าสัญญาณที่รับได้จะเป็นผลรวมของสัญญาณเดียวกันซึ่งมีความต่างเฟสกันเล็กน้อย สามารถแสดงด้วยค่าความหนาแน่นของฟังก์ชันความน่าจะเป็นได้ดังสมการ

$$p(\beta) = \frac{\beta}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\beta^2}{2\sigma^2}\right] \quad \text{เมื่อ } \beta \geq 0 \quad (2.7)$$

2.4.2.3 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบไรซ์เซียน (Rician Model)

เป็นแบบจำลองที่เหมาะสมกับสภาวะแวดล้อมในเมือง ซึ่งประกอบด้วยพารามิเตอร์ 2 ค่า และมีค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นได้ดังสมการ

$$p(\beta) = \frac{\beta}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\beta^2 + a^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left[\frac{a\beta}{\sigma^2}\right] \quad \text{เมื่อ } \beta \geq 0 \quad (2.8)$$

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

2.4.2.4 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบนาคากามิ (Nakagami Model)

เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลองและสามารถอธิบายปรากฏการณ์ของการเกิดการจางหายในบริเวณอื่นๆ ได้ดี เอาต์พุตของสัญญาณด้านรับจะเป็นผลบวกทางเวกเตอร์ของขนาดของสัญญาณ (Signal strength) แบบจำลองนาคากามิ ไม่ได้อธิบายรายละเอียดทางด้านเฟส อย่างไรก็ตามแบบจำลองนาคากามิยังสามารถอธิบายแบบจำลองอื่นๆ ได้ดีอีกด้วย สามารถแสดงค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นได้ดังสมการ

$$p(\alpha) = 2\left(\frac{m_l}{\Omega_l}\right)^{m_l} \frac{\alpha^{2m_l-1}}{\Gamma(m_l)} \exp\left[-\frac{m_l}{\Omega_l} \alpha^2\right] \quad \text{เมื่อ } \alpha \geq 0 \quad (2.9)$$

เมื่อ m คือ ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเท่ากับ

$$m_l = \frac{\Omega_l^2}{E[(\beta_l^2 - \Omega_l)^2]} \geq 0.5 \quad (2.10)$$

โดยจุดเด่นของแบบจำลองนาคากามิ คือ

ก) เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลอง และสอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในชนบทและเมืองใหญ่

ข) เป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับการแจกแจงของขนาด (Amplitude Distribution) ซึ่งแสดงด้วยตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) ต่างๆ ดังนี้

$m = 0.5$ คือ การแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว

$m = 1$ คือ การแจกแจงแบบเรย์ลี

$m \rightarrow \infty$ คือ กรณีอุดมคติที่ไม่มีการเพี้ยนของสัญญาณ

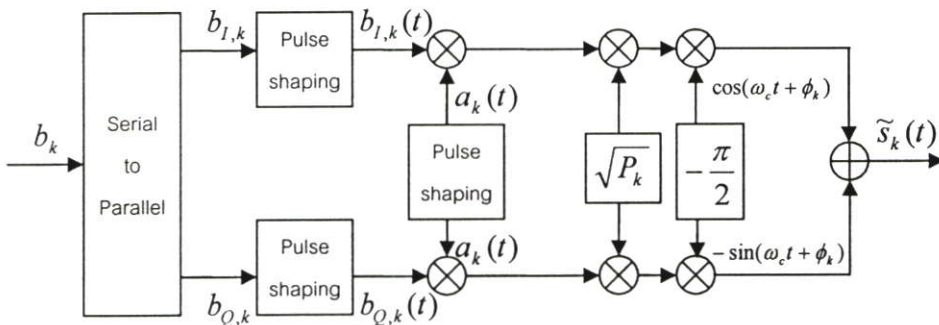
บทที่ 3

การหาสมรรถนะของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอใน ช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ

ในบทนี้เราจะแสดงการทำงานของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอ (Direct Sequence-QPSK CDMA) ที่อัตราการรับ-ส่งข้อมูลแตกต่างกันออกไป โดยจะแสดงหลักการทำงานเป็นส่วนๆ แต่ละส่วนแสดงขั้นตอนการทำงานของระบบโดยจะอธิบายออกมาในรูปของสมการทางคณิตศาสตร์ และจะนำความสัมพันธ์ที่ได้มาวิเคราะห์หาสมรรถนะของระบบในบทต่อไป

3.1 หลักการทำงานของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอ

3.1.1 เครื่องส่ง (Transmitter)



รูปที่ 3.1 วงจรภาคส่งของดีเอส-คิวพีเอสเค

จากรูปที่ 3.1 แสดงให้เห็นการทำงานของเครื่องส่งของระบบ โดยกำหนดให้มีผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ K และกำหนดให้ข้อมูลกับรหัสการแผ่สเปกตรัมเป็นเลขฐานสอง หลักการทำงานของระบบ คือจะทำการกระจายลำดับข้อมูล (Data Sequence, $\{b_k\}$) ที่มีความเร็วสูงให้เป็นชุดข้อมูลที่มีความเร็วต่ำลง จากอนุกรมให้เป็นขนานเพื่อส่งไปในแต่ละส่วนของอินเฟส (in-phase) และควอดเรอเจอร์ (quadrature) หลังจากนั้นจะทำการคูณกันระหว่างลำดับข้อมูลกับลำดับรหัส (Code Sequence, $\{a_k\}$) แล้วทำการมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสฐานสองแบบร่วมนัย (Binary Phase Shift Keying) ดังนั้นสัญญาณที่ถูกส่งออกไปของผู้ใช้งานลำดับที่ k $\{\tilde{s}_k(t)\}$ สามารถแสดงได้ดังนี้ [5]

$$\tilde{s}_k(t) = \text{Re}\left\{\sqrt{P}b_{I,k}(t)a_k(t) + j\sqrt{P}b_{Q,k}(t)a_k(t)\right\}e^{j(\omega_c t + \phi_k)} \quad (3.1)$$

$$\tilde{s}_k(t) = \text{Re}\left\{s_k(t)e^{j\omega_c t}\right\} \quad (3.2)$$

เมื่อ $s_k(t)$ คือ สัญญาณส่งที่แสดงอยู่ในรูปจำนวนเชิงซ้อนกำหนดนิยามได้ดังนี้

$$s_k(t) = \left(\sqrt{P}b_{I,k}(t)a_k(t) + j\sqrt{P}b_{Q,k}(t)a_k(t)\right)e^{j\phi_k} \quad (3.3)$$

โดยที่ $\sqrt{p_k}$ คือ กำลังงานส่งเฉลี่ยที่มีค่าเท่ากันสำหรับผู้ใช้งานทุกคน

ϕ_k คือ มุมเฟสของคลื่นพาห์สำหรับผู้ใช้งานที่ k

$b_{k,I}(t)$ และ $b_{k,Q}(t)$ คือ สัญญาณข้อมูลในส่วนอินเฟสและควอเดรเจอร์

ตามลำดับ นิยามความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$b_{I,k}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} b_{I,k}^{(i)} p_{T_b}(t - iT_b) \quad (3.4)$$

และ

$$b_{Q,k}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} b_{Q,k}^{(i)} p_{T_b}(t - iT_b) \quad (3.5)$$

เมื่อ $b_{k,I}^{(i)}$ และ $b_{k,Q}^{(i)} \in \{\pm 1\}$ คือ บิตลำดับที่ i ของผู้ใช้งานที่ k ในส่วนอินเฟส และควอเดรเจอร์ตามลำดับ, $p_{T_b}(t)$ คือ พัลส์สี่เหลี่ยมที่มีความสูง 1 หน่วย สามารถนิยามได้ดังนี้

$$p_{T_b} = \begin{cases} 1 & \text{if } 0 \leq t < T_b, T_c \\ 0 & \text{t มีค่าอื่น ๆ} \end{cases} \quad (3.6)$$

เมื่อ T_b คือ ระยะห่างระหว่างบิต และจากสมการที่ 3.3 พจน์ $a_k(t)$ คือ สัญญาณการแผ่ (Spreading Waveform) สามารถแสดงนิยามได้ดังนี้

$$a_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} a_k^{(j)} p_{T_c}(t - jT_c) \quad (3.7)$$

เมื่อ $a_k^{(j)} \in \{\pm 1\}$ คือ บิตชิปลำดับที่ j ของผู้ใช้งานที่ k , $p_{T_c}(t)$ พัลส์สี่เหลี่ยมที่มีความสูง 1 หน่วย สามารถแสดงนิยามได้ดังนี้

$$p_{T_c} = \begin{cases} 1 & \text{if } 0 \leq t < T_b, T_c \\ 0 & \text{t มีค่าอื่นๆ} \end{cases} \quad (3.8)$$

ดังนั้นค่าอัตราขยายการประมวลผลของระบบ (Processing Gain) จึงมีค่าเท่ากับ

$$N = \frac{T_b}{T_c} \quad (3.9)$$

3.1.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ (Multipath Channel)

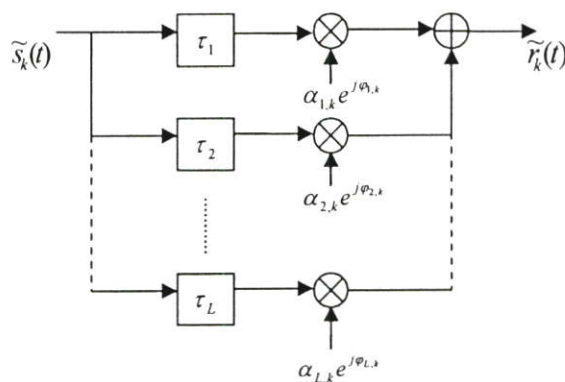
ช่องสัญญาณของระบบการสื่อสารไร้สายที่ทำการพิจารณา สัญญาณคลื่นที่เดินทางจะเกิดการจางหายซึ่งมีสาเหตุจากการสะท้อน หรือการหักเหของคลื่น ดังนั้นที่เครื่องรับจะรับสัญญาณที่มีความแตกต่างทางเวลา และขนาดภายในช่องสัญญาณกรองค่าซึ่งสอดคล้องกับผลตอบสนองอิมพัลส์ (Impulse Response) ของช่องสัญญาณการจางหายในหลายวิธีสามารถแสดงได้ตามสมการดังนี้

$$\tilde{h}(t, \tau) = \text{Re}\{h(t, \tau)e^{j\omega_c t}\} \quad (3.10)$$

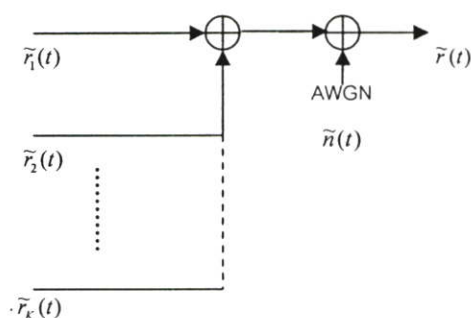
เมื่อ τ คือ เวลาที่ถูกหน่วง, ω_c คือ ความถี่ของคลื่นพาห์ และ $h(t, \tau)$ คือ สัญญาณอิมพัลส์ที่แสดงในรูปจำนวนเชิงซ้อน และมีความสัมพันธ์สำหรับผู้ใช้งานที่ k แสดงได้ตามสมการ

$$h_k(t, \tau) = \sum_{l=1}^L \alpha_{l,k} e^{j\varphi_{l,k}} \delta(t - \tau_{l,k}) \quad (3.11)$$

โดยที่ L คือ จำนวนเส้นทางของสัญญาณที่เดินทางในช่องสัญญาณผ่านมาถึงด้านรับ
 $\alpha_{k,l}$ คือ อัตราการลดทอนของขนาด
 $\tau_{k,l}$ คือ เวลาที่ถูกหน่วง
 $\varphi_{k,l}$ คือ มุมเฟสที่มีการหน่วงเวลา
 $\delta(\cdot)$ คือ ฟังก์ชันเดลต้า (Delta function)



รูปที่ 3.2 เส้นทางเดินของช่องสัญญาณในจำนวน L เส้นทาง



รูปที่ 3.3 สัญญาณที่รับได้ของจำนวนผู้ใช้งาน K ราย

จากรูปที่ 3.2 แสดงให้เห็นจำนวนเส้นทางเดินของช่องสัญญาณถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับ L และในแต่ละเส้นทางจะมีการหน่วงเวลาและการจางหายที่แตกต่างกัน และรูปที่ 3.3 จะแสดงให้เห็นสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับ สัญญาณที่รับ $\tilde{r}(t)$ นั้นมาจากผลรวมของสัญญาณของผู้ใช้งานทุกรายรวมกันกับสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise) ดังนั้นสัญญาณที่รับได้สามารถแสดงได้ตามความสัมพันธ์ดังนี้ [14]

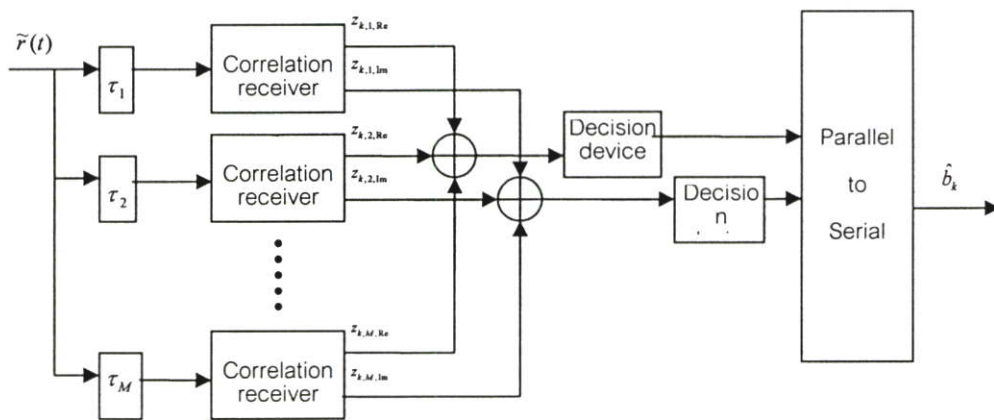
$$r(t) = n(t) + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K s_k(t) * h(t) \quad (3.12)$$

เมื่อ (*) คือ สัญลักษณ์การคอนโวลูชัน และ $n(t)$ คือ สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวกที่แสดงอยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อน ซึ่งมีค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงานของสัญญาณเท่ากับ $\frac{N_0}{2}$ ดังนั้นสัญญาณรบกวนที่อยู่ในรูปแถบผ่าน คือ

$$\tilde{n}(t) = \text{Re}\{n(t)e^{j\omega_c t}\} \quad (3.13)$$

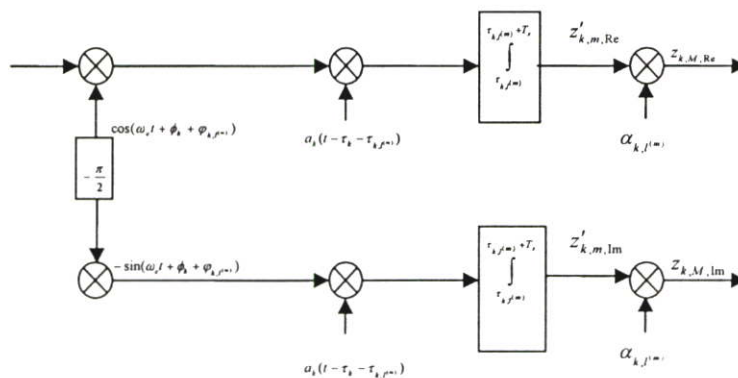
3.1.3 เครื่องรับ (Receiver)

การทำงานทางด้านเครื่องรับสัญญาณแบบเรค และให้ผู้ใช้งานคนที่ 1 เป็นผู้ใช้งานอ้างอิง โดยที่กำหนดให้เครื่องรับเรคมีจำนวน M สาขา แต่ละสาขาของเครื่องรับจะประกอบด้วยอุปกรณ์การดีโมดูเลตที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.4 กำลังงานของสัญญาณเอาต์พุตในเครื่องรับเรคสามารถใช้เทคนิคการรวมอัตราส่วนสูงสุด (Maximal Ratio Combining ; MRC) หรือการรวมกันแบบอัตราขยายเท่ากัน (Equal Gain Combining ; EGC) อย่างใดอย่างหนึ่ง ในการวิจัยนี้จะใช้เทคนิคการรวมอัตราส่วนสูงสุด จากรูปที่ 3.5 พจน์ $\alpha_{k,j(m)}$ เรียกว่าน้ำหนักจุดแยกทำหน้าที่เป็นตัวชดเชยขนาดของสัญญาณที่อยู่ในรูปจำนวนผันเชิงซ้อน (complex conjugate)



รูปที่ 3.4 เครื่องรับสัญญาณแบบเรค จำนวน M สาขา

จากรูปที่ 3.5 พจน์ $\alpha_{k,j(m)}$ คือ น้ำหนักจุดแยกซึ่งเป็นตัวชดเชยขนาดของสัญญาณที่อยู่ในรูปจำนวนผันเชิงซ้อน (complex conjugate) สัญญาณที่รับได้จะกำหนดให้เป็นสัญญาณแบบร่วมนัยและจะถูกแยกออกเป็น 2 ส่วน ประกอบด้วยส่วนอินเฟส และส่วนควอเดรเอเจอร์ ด้วยวิธีการคูณสัญญาณคลื่นพาร์ คือ



รูปที่ 3.5 ตัวรับแบบสหสัมพันธ์ของเครื่องรับเรค

$\cos(\omega_c t + \phi_k + \varphi_{k,l(m)})$ และ $-\sin(\omega_c t + \phi_k + \varphi_{k,l(m)})$ ตามลำดับ เมื่อสัญญาณผ่านการดีโมดูเลตแล้วนำสัญญาณมูลฐานมาทำการดีสเปรดสเปกตรัมด้วย $a_k(t - \tau_k - \tau_{k,l(m)})$ สุดท้ายเมื่อสัญญาณผ่านแมตซ์ฟิลเตอร์ ที่มีการหน่วงเวลาแล้วจะถูกชดเชยขนาดสัญญาณด้วยน้ำหนักจุดแยก ($\alpha_{k,l(m)}$) ส่วนสุดท้ายที่เครื่องรับเรค คืออุปกรณ์เปรียบเทียบบิต (Decision device) จะทำหน้าที่ประมาณค่าบิตข้อมูลที่ผ่านการดีโมดูเลตเทียบกับข้อมูลเริ่มต้น และสุดท้ายจะนำบิตข้อมูลในส่วนของอินเฟส และควอเครอเจอร์ มารวมกันเป็นลำดับข้อมูล

ดังนั้นสัญญาณที่รับได้กรณีอะซิงโครนัส (uplink) ของผู้ใช้งานหลายๆ คนที่ส่งมาจากเครื่องส่งสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$r_a(t) = n(t) + \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} s_k(t - \tau_k - \tau_{k,l}) e^{j\varphi_{k,l}} \quad (3.14)$$

และกรณีซิงโครนัส (downlink) สัญญาณที่รับได้สามารถแสดงได้ตามสมการ

$$r_s(t) = n(t) + \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \alpha_l s_k(t - \tau_l) e^{j\varphi_l} \quad (3.15)$$

ในระบบโทรศัพท์ซีดีเอ็มเอเป็นการสื่อสารข้อมูลแบบ 2 ทางขาขึ้น (uplink) และขาลง (downlink) จะถูกแบ่งออกจากกันอย่างชัดเจนโดยใช้เทคนิคความถี่ที่ต่างกันในการส่ง (Frequency Division Duplex ; FDD) หรือใช้ช่องเวลาที่ต่างกันในการส่ง (Time Division Duplex ; TDD) จากสมการที่ 3.14 ค่า τ_k คือ สัญญาณที่ถูกหน่วงของผู้ใช้งานที่ k ที่มีความสัมพันธ์กับเส้นทางของสัญญาณที่ l นำเอาสมการที่ 3.3 มาแทนในสมการ 3.14 เขียนใหม่ได้เป็น

$$r_a(t) = n(t) + \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} \left\{ \sqrt{p_k} b_{k,I}(t - \tau_k - \tau_{k,l}) a_k(t - \tau_k - \tau_{k,l}) + j \sqrt{p_k} b_{k,Q}(t - \tau_k - \tau_{k,l}) a_k(t - \tau_k - \tau_{k,l}) \right\} e^{j\theta_{k,l}} \quad (3.16)$$

เมื่อ $\theta_{k,l}$ คือ เฟสซีฟของผู้ใช้ที่ k บนเส้นทางลำดับที่ l ของเครื่องรับ และมีค่าเท่ากับ $\phi_k + \varphi_{k,l}$ ดังนั้นสามารถเขียนสัญญาณที่รับได้ที่แสดงอยู่ในรูปทั่วไปได้ดังนี้

$$\tilde{r}_a(t) = \text{Re} \{ r_a(t) e^{j\omega_c t} \} \quad (3.17)$$

จากสมการที่ 3.16 สามารถแทนความสัมพันธ์ในส่วนอินเฟส และควอเครอเจอร์ได้เป็น

$$I_{n_{k,l}} = \sqrt{p_k} b_{k,I}(t - \tau_k - \tau_{k,l}) a_k(t - \tau_k - \tau_{k,l}) \quad (3.18)$$

$$Q_{n_{k,l}} = \sqrt{p_k} b_{k,Q}(t - \tau_k - \tau_{k,l}) a_k(t - \tau_k - \tau_{k,l}) \quad (3.19)$$

นำสมการ 3.18 และ 3.19 แทนลงในสมการ 3.17

$$\begin{aligned}
 \tilde{r}_a(t) &= \operatorname{Re} \left\{ n(t)e^{j\omega_c t} + \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} (In_{k,l} + jQu_{k,l}) e^{j(\omega_c t + \theta_{k,l})} \right\} \\
 &= \operatorname{Re} [n(t)e^{j\omega_c t} + \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} \{ (In_{k,l} \cos(\omega_c t + \theta_{k,l}) - Qu_{k,l} \sin(\omega_c t + \theta_{k,l})) \\
 &\quad + j(In_{k,l} \sin(\omega_c t + \theta_{k,l}) + Qu_{k,l} \cos(\omega_c t + \theta_{k,l})) \}] \\
 &= \tilde{n}(t) + \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} \{ In_{k,l} \cos(\omega_c t + \theta_{k,l}) - Qu_{k,l} \sin(\omega_c t + \theta_{k,l}) \} \quad (3.20)
 \end{aligned}$$

สาขาที่ m ของเครื่องรับจะจับสัญญาณที่แรงที่สุดของสัญญาณที่เดินทางมาถึง ดังนั้น $z'_{k,m}$ ของตัวรับสหสัมพันธ์ที่สาขา m สามารถแสดงได้ตามสมการ

$$\begin{aligned}
 z'_{k,m,\operatorname{Re}} &= \int_{\tau_{k,l(m)}}^{\tau_{k,l(m)}+T_s} \tilde{r}_a(t) \{ \cos(\omega_c t + \theta_{k,l(m)}) a_k(t - \tau_k - \tau_{k,l(m)}) \} dt \\
 &= \int_{\tau_{k,l(m)}}^{\tau_{k,l(m)}+T_s} [\{ \tilde{n}(t) + \sum_{k'=1}^K \sum_{l'=1}^L \alpha_{k',l'} (In_{k',l'} \cos(\omega_c t + \theta_{k',l'}) - Qu_{k',l'} \sin(\omega_c t + \theta_{k',l'})) \} \\
 &\quad \times \{ \cos(\omega_c t + \theta_{k,l(m)}) a_k(t - \tau_k - \tau_{k,l(m)}) \}] dt \quad (3.21)
 \end{aligned}$$

และ

$$\begin{aligned}
 z'_{k,m,\operatorname{Im}} &= \int_{\tau_{k,l(m)}}^{\tau_{k,l(m)}+T_s} \tilde{r}_a(t) \{ -\sin(\omega_c t + \theta_{k,l(m)}) a_k(t - \tau_k - \tau_{k,l(m)}) \} dt \\
 &= \int_{\tau_{k,l(m)}}^{\tau_{k,l(m)}+T_s} [\{ \tilde{n}(t) + \sum_{k'=1}^K \sum_{l'=1}^L \alpha_{k',l'} (In_{k',l'} \cos(\omega_c t + \theta_{k',l'}) - Qu_{k',l'} \sin(\omega_c t + \theta_{k',l'})) \} \\
 &\quad \times \{ -\sin(\omega_c t + \theta_{k,l(m)}) a_k(t - \tau_k - \tau_{k,l(m)}) \}] dt \quad (3.22)
 \end{aligned}$$

โดยที่ T_s คือ ช่วงเวลาสัญลักษณ์ของการถูกโมดูเลตแบบคิวิพีเอสเค

k' คือ ลำดับการใช้งานของผู้ใช้ (1,2,3,...,K)

K คือ จำนวนผู้ใช้งานทั้งหมด

จากสมการ 3.21 และ 3.22 พิจารณาในส่วนของการอินทิเกรตจะประกอบด้วยสัญญาณ 4 ส่วน คือสัญญาณของผู้ใช้งานจริง, สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก, สัญญาณแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ และสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นระหว่างผู้ใช้งาน เพราะฉะนั้นสามารถจัดรูปสมการ 3.21 และ 3.22 ได้ใหม่ดังนี้

$$z'_{k,m,Re} = A_I + \xi_I + \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l^{(m)}}}^{L_i} I_{k,l,Re} + \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \sum_{l=1}^{L_i} I_{k',l,Re} \quad (3.23)$$

และ

$$z'_{k,m,Im} = A_Q + \xi_Q + \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l^{(m)}}}^{L_i} I_{k,l,Im} + \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \sum_{l=1}^{L_i} I_{k',l,Im} \quad (3.24)$$

จากรูปที่ 3.4 ตัวรับสหสัมพันธ์จำนวน M ตัวที่อยู่ในเครื่องรับจะทำการรวมสัญญาณที่ผ่านการชดเชยขนาดด้วยน้ำหนักจุดแยก ซึ่งจะทำให้ขนาดของสัญญาณที่รับได้มีค่าใกล้เคียงกับสัญญาณส่ง ดังนั้นเอาท์พุทสามารถแสดงเป็นความสัมพันธ์ได้ตามสมการ

$$z_{k,Re} = \sum_{m=1}^M \alpha_{k,m} z'_{k,m,Re} \quad ; \text{อินเฟส} \quad (3.25)$$

และ

$$z_{k,Im} = \sum_{m=1}^M \alpha_{k,m} z'_{k,m,Im} \quad ; \text{ควอเดรเอเจอร์} \quad (3.26)$$

ส่วนสุดท้ายของด้านรับจะเป็นการเปรียบเทียบค่าบิตที่เป็นเอาท์พุทของ $z_{k,Re}$ และ $z_{k,Im}$ โดยมีกฎเกณฑ์ดังนี้

$$\hat{b}_{k,I}^i = \begin{cases} 1 & \text{if } z_{k,Re} \geq 0 \\ -1 & \text{if } z_{k,Re} < 0 \end{cases} \quad (3.27)$$

และ

$$\hat{b}_{k,Q}^i = \begin{cases} 1 & \text{if } z_{k,Im} \geq 0 \\ -1 & \text{if } z_{k,Im} < 0 \end{cases} \quad (3.28)$$

โดยที่ $\hat{b}_{k,I}^i$ และ $\hat{b}_{k,Q}^i$ คือลำดับบิตที่ i ของผู้ใช้งานที่ k ในส่วนอินเฟส และควอเดรเอเจอร์ตามลำดับ แล้วนำลำดับข้อมูลทั้งสองส่วนมารวมกันตามที่แสดงในรูปที่ 3.4

จากสมการ 3.23 และ 3.24 พจน์ ξ_I และ ξ_Q คือสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวกของ $\tilde{n}(t)$ ที่ผ่านตัวรับแบบสหสัมพันธ์ในส่วนของอินเฟส และควอเดรเอเจอร์ตามลำดับ ที่มีค่ากลางเท่ากับ 0 แสดงความสัมพันธ์ได้ตามสมการ 3.21 และ 3.22 ดังนี้

$$\xi_I = \int_{\tau_{k,l^{(m)}}}^{\tau_{k,l^{(m)}} + T_s} \tilde{n}(t) \{ \cos(\omega_c t + \theta_{k,l^{(m)}}) a_k(t - \tau_k - \tau_{k,l^{(m)}}) \} dt \quad (3.29)$$

และ

$$\xi_Q = \int_{\tau_{k,l(m)}}^{\tau_{k,l(m)}+T_s} \tilde{h}(t) \left\{ \sin(\omega_c t + \theta_{k,l(m)}) a_k(t - \tau_k - \tau_{k,l(m)}) \right\} dt \quad (3.30)$$

เช่นกันในพจน์ของ A_I และ A_Q คือ สัญญาณของผู้ใช้งานจริงในระบบในส่วนของอินเฟส และควอเดรเจอร์ แสดงแสดงความสัมพันธ์ได้ตามสมการ 3.21 และ 3.22 ดังนี้

$$A_I = \sum_{m=1}^M \int_{\tau_{k,l(m)}}^{\tau_{k,l(m)}+T_s} \sqrt{p_k} \alpha_{k,l(m)} \left[\{ b_{k,I}(t - \tau_k - \tau_{k,l(m)}) \cos(\omega_c t + \theta_{k,l(m)}) - b_{k,Q}(t - \tau_k - \tau_{k,l(m)}) \cdot \sin(\omega_c t + \theta_{k,l(m)}) \} a_k(t - \tau_k - \tau_{k,l(m)}) \cos(\omega_c t + \theta_{k,l(m)}) a_k(t - \tau_k - \tau_{k,l(m)}) \right] dt \quad (3.31)$$

และ

$$A_Q = \sum_{m=1}^M \int_{\tau_{k,l(m)}}^{\tau_{k,l(m)}+T_s} \sqrt{p_k} \alpha_{k,l(m)} \left[\{ b_{k,I}(t - \tau_k - \tau_{k,l(m)}) \cos(\omega_c t + \theta_{k,l(m)}) - b_{k,Q}(t - \tau_k - \tau_{k,l(m)}) \cdot \sin(\omega_c t + \theta_{k,l(m)}) \} a_k(t - \tau_k - \tau_{k,l(m)}) (-1) \sin(\omega_c t + \theta_{k,l(m)}) a_k(t - \tau_k - \tau_{k,l(m)}) \right] dt \quad (3.32)$$

เมื่อ $b_{k,I}(t - \tau_k - \tau_{k,l(m)})$ เท่ากับ $b_{k,I}^i$ โดยที่ i คือลำดับบิตของบิตข้อมูลในส่วนอินเฟส และ $b_{k,Q}(t - \tau_k - \tau_{k,l(m)})$ เท่ากับ $b_{k,Q}^i$ โดยที่ i คือลำดับบิตของบิตข้อมูลในส่วนควอเดรเจอร์ เมื่อสัญญาณมาถึงเครื่องรับเรกเส้นทางที่ผ่านช่องสัญญาณจะสัมพันธ์กับสาขาของเครื่องรับเรก นั่นคือ $l = m$ แทนค่าทั้งสามลงในสมการ 3.31 และ 3.32 ดังนั้น A_I และ A_Q จึงมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} A_I &= \sqrt{p_k} \sum_{m=1}^M \alpha_{k,l(m)} \int_{\tau_{k,l(m)}}^{\tau_{k,l(m)}+T_s} \left[\{ b_{k,I}^i \cos^2(\omega_c t + \theta_{k,l(m)}) - b_{k,Q}^i \sin(\omega_c t + \theta_{k,l(m)}) \cos(\omega_c t + \theta_{k,l(m)}) \} \right] dt \\ &= \sqrt{p_k} \sum_{m=1}^M \alpha_{k,l(m)} \left[\int_{\tau_{k,l(m)}}^{\tau_{k,l(m)}+T_s} b_{k,I}^i \left(\frac{(1 + \cos 2(\omega_c t + \theta_{k,l(m)}))}{2} \right) dt \right. \\ &\quad \left. - \int_{\tau_{k,l(m)}}^{\tau_{k,l(m)}+T_s} b_{k,Q}^i \sin(\omega_c t + \theta_{k,l(m)}) \cos(\omega_c t + \theta_{k,l(m)}) dt \right] \\ &= \frac{1}{2} \sqrt{p_k} \alpha_{k,l(m)} b_{k,I}^i T_s \end{aligned} \quad (3.33)$$

และ

$$\begin{aligned} A_Q &= \sqrt{p_k} \alpha_{k,l(m)} \int_{\tau_{k,l(m)}}^{\tau_{k,l(m)}+T_s} \left\{ -b_{k,I}^i \cos(\omega_c t + \theta_{k,l(m)}) \sin(\omega_c t + \theta_{k,l(m)}) + b_{k,Q}^i \sin^2(\omega_c t + \theta_{k,l(m)}) \right\} dt \\ &= \sqrt{p_k} \alpha_{k,l(m)} \left[\int_{\tau_{k,l(m)}}^{\tau_{k,l(m)}+T_s} -b_{k,I}^i \cos(\omega_c t + \theta_{k,l(m)}) \sin(\omega_c t + \theta_{k,l(m)}) dt \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \int_{\tau_{k,l^{(m)}}}^{\tau_{k,l^{(m)}}+T_s} b_{k,l}^Q \left(\frac{(1 - \cos 2(\omega_c t + \theta_{k,l^{(m)}}))}{2} \right) dt \Big] \\
& = \frac{1}{2} \sqrt{p_k} \alpha_{k,l^{(m)}} b_{k,Q}^i T_s
\end{aligned} \tag{3.34}$$

ในส่วนของสัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้งาน คือพจน์ $I_{k',l,\text{Re}}$ และ $I_{k',l,\text{Im}}$ ที่เกิดจากทางเดินวิถีที่ l ของผู้ใช้ที่ k ($l^{(m)} \neq l$ และ $k' = k$) ในส่วนอินเฟส และควอเดรอนเจอร์ตามลำดับสามารถแสดงแสดงแสดงความสัมพันธ์ได้ตามสมการ 3.21 และ 3.22 ดังนี้

$$\begin{aligned}
I_{k',l,\text{Re}} & = \int_{\tau_{k,l^{(m)}}}^{\tau_{k,l^{(m)}}+T_s} \sqrt{p_{k'}} \alpha_{k',l} [\{b_{k',l} (t - \tau_{k'} - \tau_{k',l}) \cos(\omega_c t + \theta_{k',l}) - b_{k',Q} (t - \tau_{k'} - \tau_{k',l}) \\
& \quad \cdot \sin(\omega_c t + \theta_{k',l})\} a_{k'}(t - \tau_{k'} - \tau_{k',l}) \cos(\omega_c t + \theta_{k,l^{(m)}}) a_k(t - \tau_k - \tau_{k,l^{(m)}})] dt \\
& = \frac{1}{2} \sqrt{p_{k'}} \alpha_{k',l} \left[\{ \cos(\theta_{k',l} - \theta_{k,l^{(m)}}) \cdot \int_{\tau_{k,l^{(m)}}}^{\tau_{k,l^{(m)}}+T_s} b_{k',l}^i \cdot a_{k'}(t - \tau_{k'} - \tau_{k',l}) a_k(t - \tau_k - \tau_{k,l^{(m)}}) dt \} \right. \\
& \quad \left. - \{ \sin(\theta_{k',l} - \theta_{k,l^{(m)}}) \cdot \int_{\tau_{k,l^{(m)}}}^{\tau_{k,l^{(m)}}+T_s} b_{k',Q}^i \cdot a_{k'}(t - \tau_{k'} - \tau_{k',l}) a_k(t - \tau_k - \tau_{k,l^{(m)}}) dt \} \right]
\end{aligned} \tag{3.35}$$

จากสมการที่ 3.35 ในพจน์ของการอินทิเกรต $\int_{\tau_{k,l^{(m)}}}^{\tau_{k,l^{(m)}}+T_s} a_{k'}(t - \tau_{k',l}) a_k(t - \tau_{k,l^{(m)}}) dt$ คือ

ค่าอัตโนมัติสัมพันธ์ (Auto correlation) [7]

$$R_{k',l}(\tau_{k',l}) = \int_0^{\tau} a_{k'}(t - \tau_{k',l}) a_1(t - \tau_{k,l^{(m)}}) dt \tag{3.36}$$

และ

$$\hat{R}_{k',l}(\tau_{k',l}) = \int_{\tau}^{T_s} a_{k'}(t - \tau_{k',l}) a_1(t - \tau_{k,l^{(m)}}) dt \tag{3.37}$$

ดังนั้นสามารถจัดรูปสมการ 3.35 ได้ใหม่เป็น

$$\begin{aligned}
I_{k',l,\text{Re}} & = \frac{1}{2} \sqrt{p_{k'}} \alpha_{k',l} [\cos(\theta_{k',l} - \theta_{k,l^{(m)}}) \{ b_{k',l}^{-1} R_{k',l}(\tau_{k',l}) + b_{k',l}^0 \hat{R}_{k',l}(\tau_{k',l}) \} \\
& \quad - \{ \sin(\theta_{k',l} - \theta_{k,l^{(m)}}) \{ b_{k',Q}^{-1} R_{k',l}(\tau_{k',l}) + b_{k',Q}^0 \hat{R}_{k',l}(\tau_{k',l}) \} \}]
\end{aligned} \tag{3.38}$$

และส่วนควอเดรอนเจอร์ เท่ากับ

$$\begin{aligned}
I_{k',l,\text{Im}} &= \int_{\tau_{k',l(m)}}^{\tau_{k',l(m)}+T_s} \sqrt{p_{k'}} \alpha_{k',l} [\{b_{k',l}(t - \tau_{k'} - \tau_{k',l}) \cos(\omega_c t + \theta_{k',l}) - b_{k',Q}(t - \tau_{k'} - \tau_{k',l}) \\
&\quad \cdot \sin(\omega_c t + \theta_{k',l})\} a_k(t - \tau_{k'} - \tau_{k',l}) (-1) \sin(\omega_c t + \theta_{k',l(m)}) a_k(t - \tau_k - \tau_{k',l(m)})] dt \\
&= \frac{1}{2} \sqrt{p_{k'}} \alpha_{k',l} [(-1) \sin(\theta_{k',l} - \theta_{k',l(m)}) \{b_{k',l}^{-1} R_{k',l}(\tau_{k',l}) + b_{k',l}^0 \hat{R}_{k',l}(\tau_{k',l})\} \\
&\quad + \{\cos(\theta_{k',l} - \theta_{k',l(m)}) \{b_{k',Q}^{-1} R_{k',l}(\tau_{k',l}) + b_{k',Q}^0 \hat{R}_{k',l}(\tau_{k',l})\}\}] \quad (3.39)
\end{aligned}$$

สัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นระหว่างสัญญาณ $I_{k,l,\text{Re}}$ และ $I_{k,l,\text{Im}}$ สามารถแสดงได้ตามสมการในส่วนอินเฟส ดังนี้เมื่อ $k' \neq k$

$$\begin{aligned}
I_{k,l,\text{Re}} &= \int_{\tau_{k,l(m)}}^{\tau_{k,l(m)}+T_s} \sqrt{p_k} \alpha_{k,l} [\{b_{k,l}(t - \tau_k - \tau_{k,l}) \cos(\omega_c t + \theta_{k,l}) - b_{k,Q}(t - \tau_k - \tau_{k,l}) \\
&\quad \cdot \sin(\omega_c t + \theta_{k,l})\} a_k(t - \tau_k - \tau_{k,l}) \cos(\omega_c t + \theta_{k,l(m)}) a_k(t - \tau_k - \tau_{k,l(m)})] dt \\
&= \frac{1}{2} \sqrt{p_k} \alpha_{k,l} [\cos(\theta_{k,l} - \theta_{k,l(m)}) \{b_{1,l}^{-1} R_{1,l}(\tau_{k,l}) + b_{1,l}^0 \hat{R}_{1,l}(\tau_{k,l})\} \\
&\quad - \{\sin(\theta_{k,l} - \theta_{k,l(m)}) \{b_{1,Q}^{-1} R_{1,l}(\tau_{k,l}) + b_{1,Q}^0 \hat{R}_{1,l}(\tau_{k,l})\}\}] \quad (3.40)
\end{aligned}$$

และในส่วนควอเดรเจอร์

$$\begin{aligned}
I_{k,l,\text{Im}} &= \int_{\tau_{k,l(m)}}^{\tau_{k,l(m)}+T_s} \sqrt{p_k} \alpha_{k,l} [\{b_{k,l}(t - \tau_k - \tau_{k,l}) \cos(\omega_c t + \theta_{k,l}) - b_{k,Q}(t - \tau_k - \tau_{k,l}) \\
&\quad \cdot \sin(\omega_c t + \theta_{k,l})\} a_k(t - \tau_k - \tau_{k,l}) (-1) \sin(\omega_c t + \theta_{k,l(m)}) a_k(t - \tau_k - \tau_{k,l(m)})] dt \\
&= \frac{1}{2} \sqrt{p_k} \alpha_{k,l} [(-1) \sin(\theta_{k,l} - \theta_{k,l(m)}) \{b_{1,l}^{-1} R_{1,l}(\tau_{k,l}) + b_{1,l}^0 \hat{R}_{1,l}(\tau_{k,l})\} \\
&\quad + \{\cos(\theta_{k,l} - \theta_{k,l(m)}) \{b_{1,Q}^{-1} R_{1,l}(\tau_{k,l}) + b_{1,Q}^0 \hat{R}_{1,l}(\tau_{k,l})\}\}] \quad (3.41)
\end{aligned}$$

3.2 การหาสมรรถนะของระบบ

เนื่องจากในการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบจะอยู่ในรูปของกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ดังนั้นจะต้องคำนวณหาค่ากำลังของสัญญาณต่างๆ ในการหาค่ากำลังสัญญาณจะหาได้จากความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$Var[B] = E[B^2] - E^2[B] \quad (3.42)$$

เนื่องจากเป็นสัญญาณรบกวนเกาส์ ซึ่งจะมีค่ากลางเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ ($E^2[B] = 0$) ดังนั้นกำลังงานของสัญญาณจึงเท่ากับ

$$\text{Var}[B] = E[B^2] \quad (3.43)$$

และค่าความแปรปรวนของระบบในส่วนของอินเฟส และควอเดรอนเจอร์ จะมีค่าเท่ากัน $\sigma_x^2 = \sigma_y^2$ [5] เพราะฉะนั้น ในการหาค่ากำลังงานของสัญญาณจึงหาเฉพาะส่วนอินเฟสหรือควอเดรอนเจอร์ และกำหนดให้ผู้ใช้งานรายที่ 1 ($k = 1$) เป็นผู้ใช้งานอ้างอิง

3.2.1 กำลังงานของสัญญาณผู้ใช้งานจริง

กำหนดให้ $f_c T_s \gg 1$ และ $b_{1,I} = b_{1,Q} = 1$ และพจน์สองเท่าของความถี่จะไม่ถูกนำมาคำนวณ [8] ดังนั้นจากสมการ 3.25 และ 3.33 จะได้

$$\begin{aligned} A_{1,I} &= \sum_{m=1}^M \alpha_{1,m} \left(\frac{\sqrt{P_1}}{2} \alpha_{1,I^{(m)}} b_{1,I} T_s \right) \\ &= \frac{\sqrt{P_1}}{2} \sum_{m=1}^M \alpha_{1,I^{(m)}}^2 T_s \end{aligned} \quad (3.44)$$

และนำมายกกำลังสองเพื่อใช้หาค่ากำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจะได้

$$A_{1,I}^2 = \frac{P}{4} T_s^2 \left(\sum_{m=1}^M \alpha_{1,I^{(m)}}^2 \right)^2 \quad (3.45)$$

3.2.2 กำลังงานของสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก

จากสมการที่ 3.29 นำมาหาค่าความแปรปรวนได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} \xi_I &= \int_0^{T_s} \tilde{n}(t) a_1(t) \cos(\omega_c t) dt \\ E[\xi_I] &= E \left[\int_0^{T_s} \tilde{n}(t) a_1(t) \cos(\omega_c t) dt \right] = \int_0^{T_s} E[\tilde{n}(t)] a_1(t) \cos(\omega_c t) dt = 0 \\ E[\xi_I^2] &= E \left[\int_0^{T_s} \tilde{n}(t) a_1(t) \cos(\omega_c t) dt \int_0^{T_s} \tilde{n}(s) a_1(s) \cos(\omega_c s) ds \right] \\ &= \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} E[\tilde{n}(t) \tilde{n}(s)] a_1(t) \cos(\omega_c t) a_1(s) \cos(\omega_c s) dt ds \\ &= \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} \frac{N_0}{2} \xi(t-s) a_1(t) \cos(\omega_c t) a_1(s) \cos(\omega_c s) dt ds \\ &= \int_0^{T_s} \frac{N_0}{2} a_1^2(t) \cos^2(\omega_c t) dt \\ &= \int_0^{T_s} \frac{N_0}{2} (1) \left(\frac{1 + \cos 2\omega_c t}{2} \right) dt \\ &= \frac{N_0}{4} T_s \end{aligned} \quad (3.47)$$

3.2.3 กำลังงานของสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นระหว่างผู้ใช้งาน

จากสมการ 3.38 ให้ θ_k คือมุมเฟสที่มีคุณสมบัติเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบเอกรูป (uniform) ในช่วง $[0, 2\pi)$ และ $k' > 1$ ดังนั้น

$$\begin{aligned}
 I_{k', \text{Re}} &= \frac{\sqrt{P_{k'}}}{2} \alpha_{1,l^{(m)}} \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L [\cos(\theta_{k'}) \{b_{k',l}^{-1} R_{k',l}(\tau_{k',l}) + b_{k',l}^0 \hat{R}_{k',l}(\tau_{k',l})\} \\
 &\quad - \sin(\theta_{k'}) \{b_{k',l}^{-1} R_{k',l}(\tau_{k',l}) + b_{k',l}^0 \hat{R}_{k',l}(\tau_{k',l})\}] \\
 E[I_{k', \text{Re}}^2] &= \left(\frac{\sqrt{P}}{2}\right)^2 E[\alpha_{1,l^{(m)}}^2] \cdot \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L E[(\cos(\theta_{k'}) \{b_{k',l}^{-1} R_{k',l}(\tau_{k',l}) + b_{k',l}^0 \hat{R}_{k',l}(\tau_{k',l})\} \\
 &\quad - \sin(\theta_{k'}) \{b_{k',l}^{-1} R_{k',l}(\tau_{k',l}) + b_{k',l}^0 \hat{R}_{k',l}(\tau_{k',l})\})^2] \\
 &= \frac{P}{4} E[\alpha_{1,l^{(m)}}^2] \cdot \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L \{E[\cos^2(\theta_{k'})] \cdot E[\{b_{k',l}^{-1} R_{k',l}(\tau_{k',l}) + b_{k',l}^0 \hat{R}_{k',l}(\tau_{k',l})\}]^2 \\
 &\quad - 2E[\cos(\theta_{k'}) \cdot \sin(\theta_{k'})] E[b_{k',l}^{-1} R_{k',l}(\tau_{k',l}) + b_{k',l}^0 \hat{R}_{k',l}(\tau_{k',l})] \\
 &\quad + E[\sin^2(\theta_{k'})] E[\{b_{k',l}^{-1} R_{k',l}(\tau_{k',l}) + b_{k',l}^0 \hat{R}_{k',l}(\tau_{k',l})\}]^2\}
 \end{aligned}$$

เมื่อ $E[\{b_{k',l}^{-1} R_{k',l}(\tau_{k',l}) + b_{k',l}^0 \hat{R}_{k',l}(\tau_{k',l})\}]^2 = \frac{2T^2}{3N}$ จาก [7] และ $E[\alpha_{1,l^{(m)}}^2] = \Omega_{1,l^{(m)}}$ ดังนั้นแทนค่าความสัมพันธ์ จะได้

$$\begin{aligned}
 &= \frac{P}{4} \cdot \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L \left[\frac{1}{2} \left(\frac{2T_s^2}{3N} \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{2T_s^2}{3N} \right) \right] \cdot \Omega_{1,l^{(m)}} \\
 &= \frac{PT_s^2}{6N} \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L \Omega_{l^{(m)}}
 \end{aligned}$$

โดยที่ $\Omega_l = \Omega_0 e^{-l\delta}$ และ $q(L, \delta) = \sum_{l=1}^L e^{-l\delta} = \frac{1 - e^{-L\delta}}{1 - e^{-\delta}}$ ดังนั้น

$$\begin{aligned}
 &= \frac{PT_s^2}{6N} \Omega_0 (K-1) \sum_{l=1}^L e^{-l\delta} \\
 &= \frac{PT_s^2}{6N} \Omega_0 (K-1) q(L, \delta)
 \end{aligned} \tag{3.48}$$

โดยที่ Ω_0 คือ ค่าเฉลี่ยกำลังสัญญาณในวิธีที่ 1

δ คือ อัตราการลดทอนของกำลังสัญญาณ

3.2.4 กำลังงานของสัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้งาน

จากสมการ 3.40 เมื่อ $k \neq k'$ มีค่าเท่ากับ 1 นำมาหาค่าความแปรปรวนได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned}
I_{k,Re} &= \frac{1}{2} \sqrt{p_k} \alpha_{k,l} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l^{(m)}}}^L [\cos(\theta_k) \{b_{1,l}^{-1} R_{1,l}(\tau_{1,l}) + b_{1,l}^0 \hat{R}_{1,l}(\tau_{1,l})\} \\
&\quad - \sin(\theta_k) \{b_{1,l}^{-1} R_{1,l}(\tau_{1,l}) + b_{1,l}^0 \hat{R}_{1,l}(\tau_{1,l})\}] \\
E[I_{k,Re}^2] &= \frac{P}{4} E[\alpha_{1,l}^2] \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq l^{(m)}}}^L \{E[\cos^2(\theta_k)] \cdot E[\{b_{1,l}^{-1} R_{1,l}(\tau_{1,l}) + b_{1,l}^0 \hat{R}_{1,l}(\tau_{1,l})\}^2] \\
&\quad - 2E[\cos(\theta_k) \cdot \sin(\theta_k)] E[b_{1,l}^{-1} R_{1,l}(\tau_{1,l}) + b_{1,l}^0 \hat{R}_{1,l}(\tau_{1,l})] \\
&\quad + E[\sin^2(\theta_k)] E[\{b_{1,l}^{-1} R_{1,l}(\tau_{1,l}) + b_{1,l}^0 \hat{R}_{1,l}(\tau_{1,l})\}^2]\}
\end{aligned}$$

เมื่อ $E[(b_{1,l}^{-1} R_{1,l}(\tau_{1,l}) + b_{1,l}^0 \hat{R}_{1,l}(\tau_{1,l}))^2] = \frac{T^2}{N}$ จาก [7], [8] และ $E[\alpha_{1,l}^2] = \Omega_0 e^{-l\delta}$ โดยที่ $l > 1$ ดังนั้นแทนค่าความสัมพันธ์ จะได้

$$\begin{aligned}
&= \frac{P}{4} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{T_s^2}{N} \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{T_s^2}{N} \right) \right] \sum_{\substack{l=2 \\ l \neq l^{(m)}}}^L \Omega_0 e^{-l\delta} \\
&= \frac{PT_s^2}{4N} \Omega_0 \{q(L, \delta) - 1\} \tag{3.49}
\end{aligned}$$

ดังนั้นกำลังงานของสัญญาณรบกวนรวมทั้งหมดของระบบจากสมการ 3.25, 3.47, 3.48 และ 3.49 จึงมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned}
\sigma_T^2 &= (E[\xi^2] + E[I_{k'}^2] + E[I_k^2]) \sum_{m=1}^M \alpha_{1,m} \\
&= \left(\frac{N_0 T_s}{4} + \frac{E_b T_s}{3N} (K-1) \Omega_0 q(L, \delta) + \frac{E_b T_s}{2N} \Omega_0 \{q(L, \delta) - 1\} \right) \sum_{m=1}^M \alpha_{1,m} \\
&= E_b T_s \Omega_0 \left(\frac{N_0}{4E_b \Omega_0} + \frac{(K-1)q(L, \delta)}{3N} + \frac{q(L, \delta) - 1}{2N} \right) \sum_{m=1}^M \alpha_{1,m} \tag{3.50}
\end{aligned}$$

โดยที่ $P = \frac{E_s}{T_s}$ และ E_s คือ พลังงานสัญญาณต่อสัญลักษณ์ซึ่งมีค่าเป็นสองเท่าของพลังงานสัญญาณบิต ($E_s = 2E_b$) ดังนั้นค่าอัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนที่เครื่องรับ [5] แทนค่าสมการ 3.45 และ 3.50 ดังนั้นค่ากำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบจึงเท่ากับ

$$SNR = \frac{A^2}{\sigma_T^2} \tag{3.51}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{E_b T_s}{2} \cdot \left(\sum_{m=1}^M \alpha_{1,l^{(m)}}^2 \right)^2 \cdot \frac{1}{E_b T_s \Omega_0} \cdot \left(\frac{N_0}{4E_b \Omega_0} + \frac{(K-1)q(L, \delta)}{3N} + \frac{q(L, \delta)}{2N} \right)^{-1} \left(\sum_{m=1}^M \alpha_{1,m} \right)^{-1} \\
&= \left(\frac{N_0}{2E_b \Omega_0} + \frac{2(K-1)q(L, \delta)}{3N} + \frac{q(L, \delta) - 1}{N} \right)^{-1} \cdot \frac{1}{\Omega_0} \sum_{m=1}^M \alpha_{1,m} \tag{3.52}
\end{aligned}$$

กำหนดให้ S เป็นตัวแปรสุ่ม [1] เท่ากับ $S = \frac{1}{\Omega_0} \sum_{m=1}^M \alpha_{1,m}$ ดังนั้นจัดรูปสมการ 3.52 ใหม่ได้เป็น

$$SNR = Y.S = \left(\frac{N_0}{2E_b\Omega_0} + \frac{2(K-1)q(L,\delta)}{3N} + \frac{q(L,\delta)-1}{N} \right)^{-1} \cdot \frac{1}{\Omega_0} \sum_{m=1}^M \alpha_{1,m} \quad (3.53)$$

3.3 การวิเคราะห์การเกิดอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ

ในงานวิจัยนี้การวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดบิตของระบบจะแสดงอยู่ในรูปของฟังก์ชันของความน่าจะเป็นในการเกิดความผิดพลาดบิต

3.3.1 ความน่าจะเป็นในการเกิดความผิดพลาดบิตของกำลังสัญญาณ

กำหนดให้สัญญาณเอาท์พุทที่เครื่องรับเรคใช้เทคนิคการรวมอัตราส่วนสูงสุด (MRC) ซึ่งเป็นฟังก์ชันของผลรวมการลดทอนของขนาด [5] ที่มีความสัมพันธ์ดังนี้

$$\rho = \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \quad (3.54)$$

เมื่อ α_l สอดคล้องกับการแจกแจงของแบบจำลองช่องสัญญาณนาคามี โดยมีฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (Probability Density Function ; pdf) แสดงได้ตามสมการดังนี้ [9]

$$p(\rho) = \left(\frac{m_T}{\Omega_T} \right)^{m_T} \frac{\rho^{m_T-1}}{\Gamma(m_T)} \exp\left(-\frac{m_T}{\Omega_T} \rho \right) \quad (3.55)$$

โดยที่ m_l คือ การแจกแจงของขนาดในช่องสัญญาณในวิถีที่ l และมีค่าเท่ากับอัตราส่วนของค่าโมเมนต์อันดับสองยกกำลังสองต่อความแปรปรวน

Ω_l คือ โมเมนต์อันดับที่สองมีค่าเท่ากับ $E[\alpha_l^2]$

$\Gamma(m)$ คือ ฟังก์ชันแกมมา

ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดขณะใดๆของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสามารถแสดงได้เป็น [4]

$$P_e(S) = \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2}, YS\right)}{2\sqrt{\pi}} \quad (3.56)$$

เนื่องจากพจน์ S เป็นค่าที่ไม่เจาะจงซึ่งมีค่าเท่ากับ $\frac{1}{\Omega_0} \sum_{m=1}^M \alpha_{1,m}$ ดังนั้นจึงต้องหาค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตเฉลี่ย (Average error probability) ซึ่งสามารถหาได้จาก

$$\bar{P}_e = \int_0^{\infty} P_e(S) p(S) dS \quad (3.57)$$

แทนสมการ 3.55 และ 3.56 ลงในสมการ 3.57 จะได้

$$\begin{aligned} \bar{P}_e &= \int_0^{\infty} \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2}, YS\right)}{2\sqrt{\pi}} \left(\frac{m_T}{\Omega_T}\right)^{m_T} \frac{S^{m_T-1}}{\Gamma(m_T)} \exp\left(-\frac{m_T}{\Omega_T} S\right) dS \\ &= \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \frac{1}{\Gamma(m_T)} \left(\frac{m_T}{\Omega_T}\right)^{m_T} \int_0^{\infty} \Gamma\left(\frac{1}{2}, YS\right) S^{m_T-1} \exp\left(-\frac{m_T}{\Omega_T} S\right) dS \end{aligned} \quad (3.58)$$

จาก [11] สามารถหาความสัมพันธ์ของฟังก์ชันแกมมาได้

$$\int_0^{\infty} x^{\mu-1} e^{-\beta x} \Gamma(\nu, \alpha x) dx = \frac{\alpha^\nu \Gamma(\mu+\nu)}{\mu(\alpha+\beta)^{\mu+\nu}} {}_2F_1\left(1, \mu+\nu; \mu+1; \frac{\beta}{\alpha+\beta}\right) \quad (3.59)$$

เมื่อกำหนดให้ $[\text{Re}(\alpha+\beta) > 0, \text{Re}(\mu) > 0, \text{Re}(\mu+\nu) > 0], \nu = \frac{1}{2}, \alpha = Y, \mu = m_T, \beta = \frac{m_T}{\Omega_T}$

ดังนั้นสามารถจัดรูปสมการที่ 3.58 ใหม่ได้เป็น

$$\bar{P}_e = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \frac{1}{\Gamma(m_T)} \left(\frac{m_T}{\Omega_T}\right)^{m_T} \frac{\sqrt{Y} \Gamma\left(m_T + \frac{1}{2}\right)}{m_T \left(Y + \frac{m_T}{\Omega_T}\right)^{m_T + \frac{1}{2}}} {}_2F_1\left(1, m_T + \frac{1}{2}; m_T + 1; \frac{m_T}{Y\Omega_T + m_T}\right) \quad (3.60)$$

เมื่อ $\Omega_T = \Omega_0 q(L, \delta)$ โดยที่ $q(L, \delta) = \sum_{l=0}^{L-1} e^{-l\delta} = \frac{1-e^{-L\delta}}{1-e^{-\delta}}$ และ $m_T = \sum_{l=0}^{L-1} m_l = m_l L$ แทนค่า m_T และ Ω_T ลงในสมการที่ 3.60 สุดท้ายค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตเฉลี่ย จึงมีค่าตามสมการดังนี้

$$\begin{aligned} \bar{P}_e &= \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \cdot \frac{1}{\Gamma(m_l L)} \cdot \left(\frac{m_l L}{\Omega_0 q(L, \delta)}\right)^{m_l L} \times \left\{ \frac{\sqrt{Y} \Gamma\left(m_l L + \frac{1}{2}\right)}{m_l L \left(Y + \frac{m_l L}{\Omega_0 q(L, \delta)}\right)^{m_l L + \frac{1}{2}}} \right. \\ &\quad \left. \times {}_2F_1\left(1, m_l L + \frac{1}{2}; m_l L + 1; \frac{m_l L}{Y\Omega_0 q(L, \delta) + m_l L}\right) \right\} \end{aligned} \quad (3.61)$$

3.3.2 ความน่าจะเป็นในการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ของกำลังสัญญาณ

การโมดูเลตแบบคิวพีเอสเค จะโมดูเลตสัญญาณข้อมูล 2 บิต/สัญลักษณ์ ดังนั้นสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดพลาดระหว่างสัญลักษณ์กับค่าความผิดพลาดบิตได้ดังนี้ [12]

$$\begin{aligned}\bar{P}_s &= 1 - (1 - \bar{P}_e)^2 \\ &= 2\bar{P}_e - \bar{P}_e^2\end{aligned}\quad (3.62)$$

ในการวิจัยนี้จะสมมติให้ค่าสัญญาณกำลังงานต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงมากๆ เนื่องจากเป็นคุณสมบัติที่ต้องการในระบบการโมดูเลตแบบคิวพีเอสเค [14] ดังนั้นสมการ 3.62 จึงเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\bar{P}_s = 2\bar{P}_e \quad (3.63)$$

$$\begin{aligned}\bar{P}_s &= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{1}{\Gamma(m_1 L)} \cdot \left(\frac{m_1 L}{\Omega_0 q(L, \delta)} \right)^{m_1 L} \times \left\{ \frac{\sqrt{Y} \Gamma(m_1 + \frac{1}{2})}{m_1 L \left(Y + \frac{m_1 L}{\Omega_0 q(L, \delta)} \right)^{m_1 L + \frac{1}{2}}} \right. \\ &\quad \left. \times {}_2F_1 \left(1, m_1 L + \frac{1}{2}; m_1 L + 1; \frac{m_1 L}{Y \Omega_0 q(L, \delta) + m_1 L} \right) \right\}\end{aligned}\quad (3.64)$$

บทที่ 4

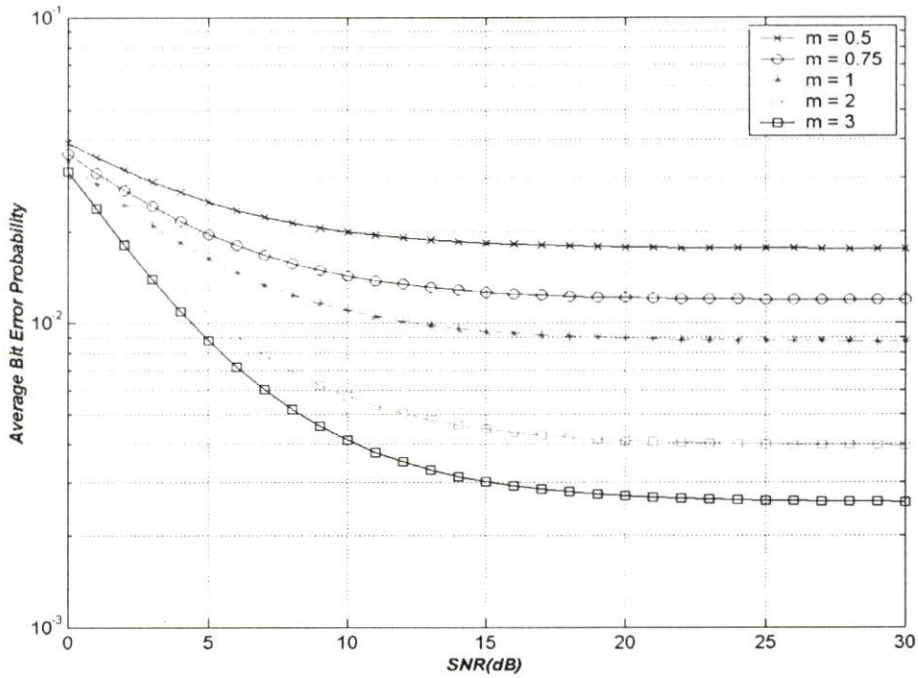
ผลการวิเคราะห์เชิงเลข

ในบทนี้จะนำเสนอผลการวิเคราะห์เปรียบเทียบสมรรถนะระบบโดยใช้โปรแกรม Matlab จำลองการทำงานของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอ (DS-QPSK CDMA) กับระบบดีเอส-บีพีเอสเคซีดีเอ็มเอ (DS-BPSK CDMA) ซึ่งอัตราในการเกิดความผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบสามารถคำนวณได้จากในบทที่ผ่านมา โดยได้ศึกษาผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิ, ผลของการเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับเรด, ผลของค่าอัตราการลดทอนของกำลังสัญญาณ และการเพิ่มหรือลดจำนวนผู้ใช้งานในระบบ ซึ่งมีผลโดยตรงต่อค่าสมรรถนะของระบบโดยแบ่งได้ตามหัวข้อที่ทำการวิเคราะห์ดังนี้

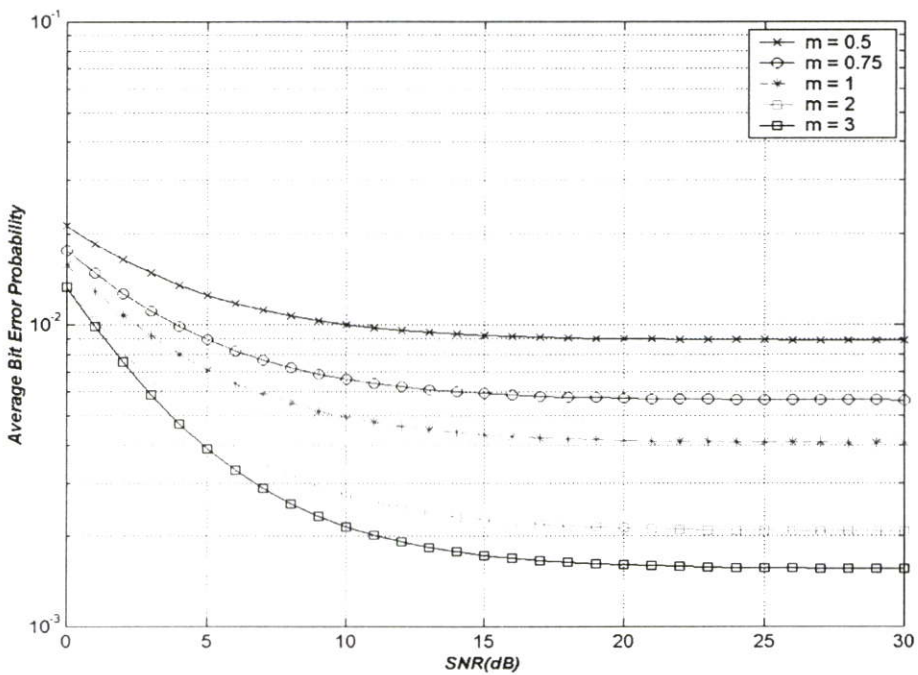
4.1 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็มและจำนวนสาขาเครื่องรับเรด

4.1.1 สมรรถนะของระบบแสดงในรูปอัตราการเกิดความผิดพลาดบิต

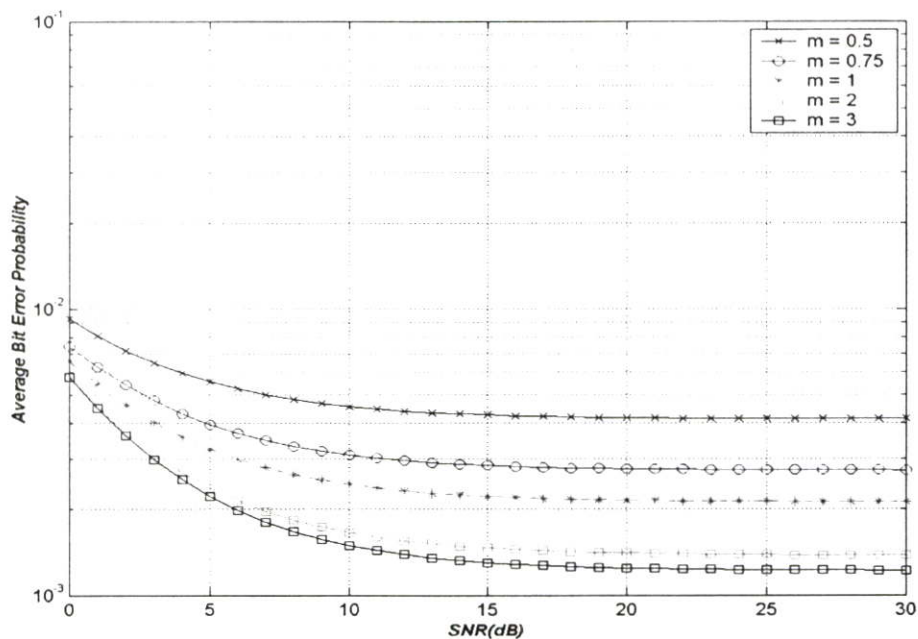
ในหัวข้อนี้จะแสดงสมรรถนะของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอ เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็มของระบบ ตั้งแต่รูปที่ 4.1 – 4.6 แสดงอัตราการเกิดความผิดพลาดบิตของระบบโดยกำหนดให้อัตราการขยายประมวลผลเท่ากับ 127 ($N = 127$), อัตราการลดทอนของขนาดเท่ากับศูนย์ ($\delta = 0$), จำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 30 ($K = 30$) และทำการเปลี่ยนแปลงค่าสาขาเครื่องรับเรด (L), กับตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็ม (m)



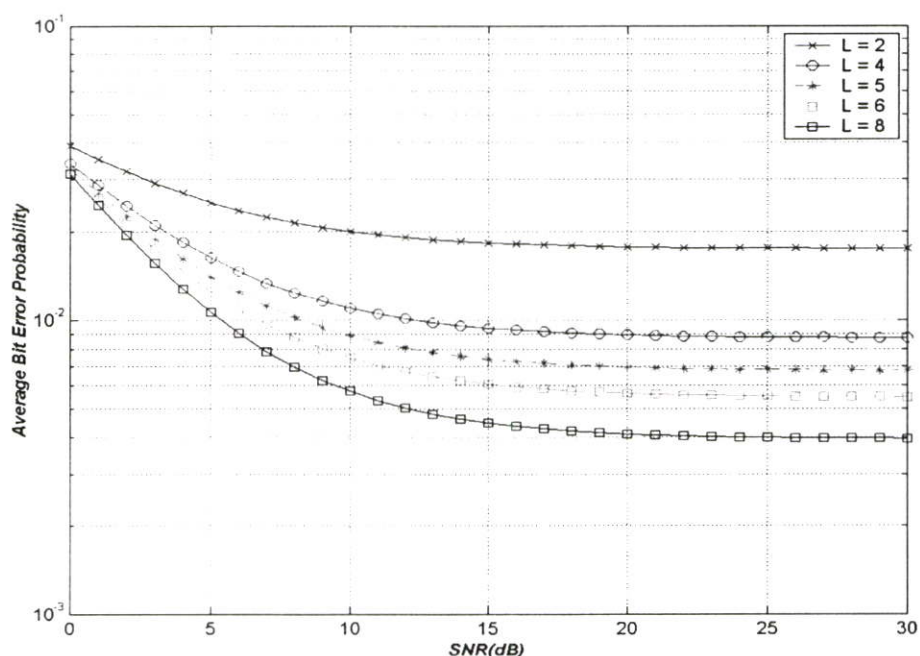
รูปที่ 4.1 อัตราการเกิดความผิดพลาดบิตกับอัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอ ในกรณีสาขาเครื่องรับเรกเท่ากับ 2 ($L = 2$) และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็ม (m) ที่มีค่าเท่ากับ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3



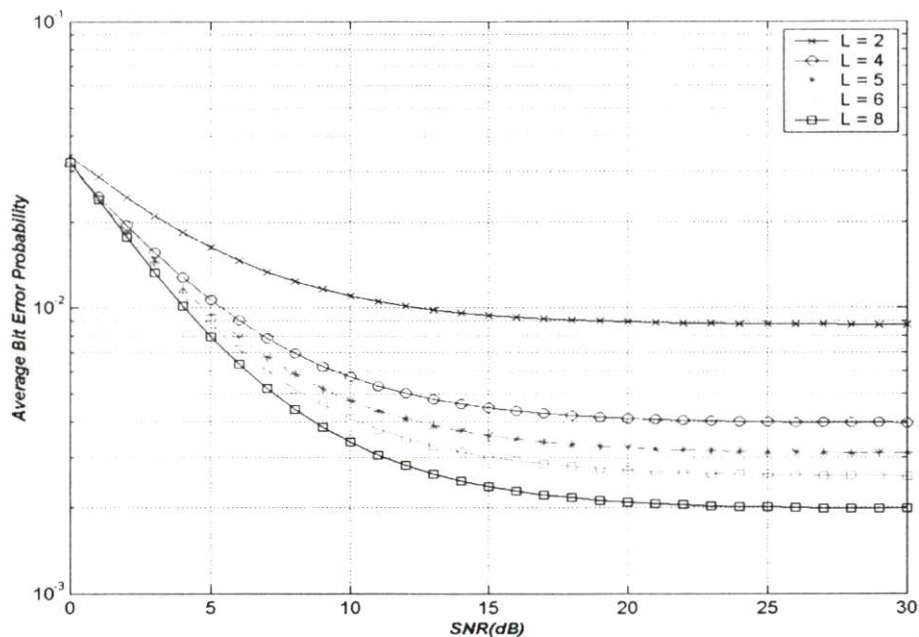
รูปที่ 4.2 อัตราการเกิดความผิดพลาดบิตกับอัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอ ในกรณีสาขาเครื่องรับเรกเท่ากับ 4 ($L = 4$) และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็ม (m) ที่มีค่าเท่ากับ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3



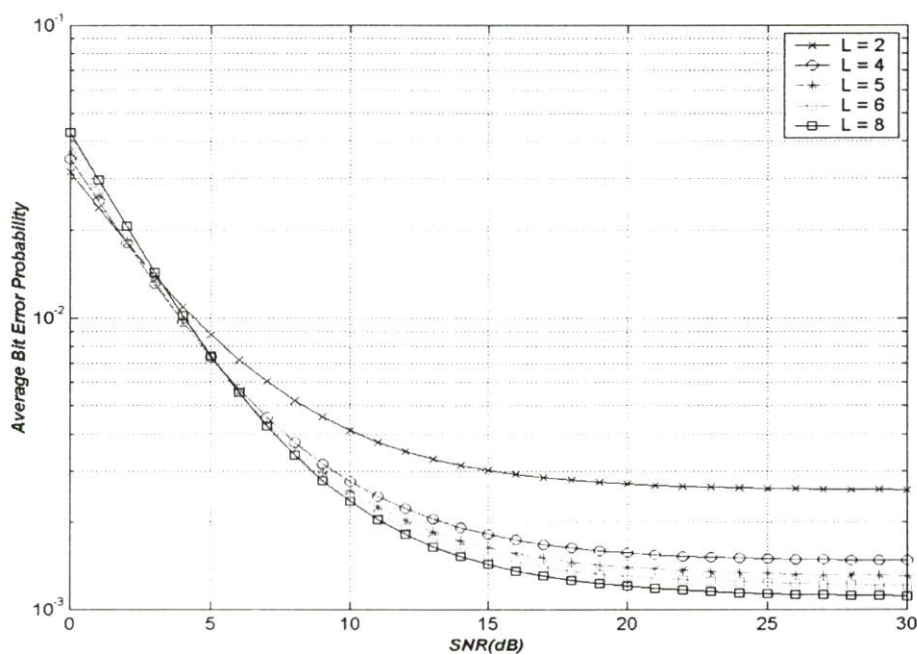
รูปที่ 4.3 อัตราการเกิดความผิดพลาดบิตกับอัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอ ในกรณีสาขาเครื่องรับเรคเท่ากับ 8 ($L = 8$) และตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบนาคากามิเอ็ม (m) ที่มีค่าเท่ากับ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3



รูปที่ 4.4 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นการเกิดอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอ เมื่อจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคมีค่าเท่ากับ 2, 4, 5, 6 และ 8 ในกรณีนี้กำหนดตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบนาคากามิเอ็มให้มีค่าเท่ากับ 0.5 ($m = 0.5$)



รูปที่ 4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นการเกิดอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอ เมื่อจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคมี่ค่าเท่ากับ 2, 4, 5, 6 และ 8 ในกรณีนี้กำหนดตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบนาคามีเอ็มให้มึค่าเท่ากับ 1 ($m = 1$)

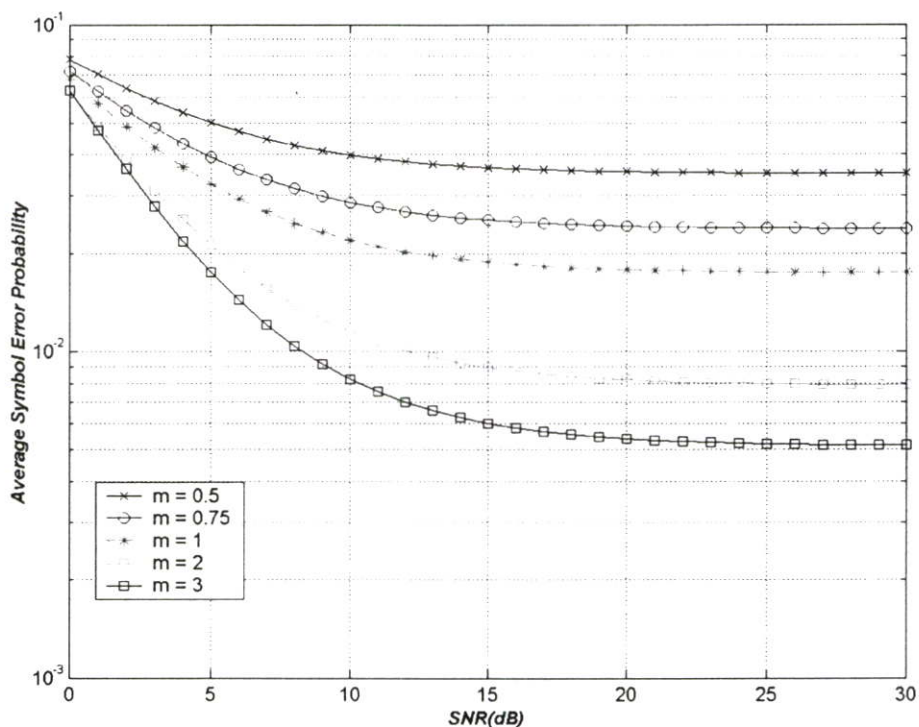


รูปที่ 4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นการเกิดอัตราความผิดพลาดบิตกับกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอ เมื่อจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคมี่ค่าเท่ากับ 2, 4, 5, 6 และ 8 ในกรณีนี้กำหนดตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบนาคามีเอ็มให้มึค่าเท่ากับ 3 ($m = 3$)

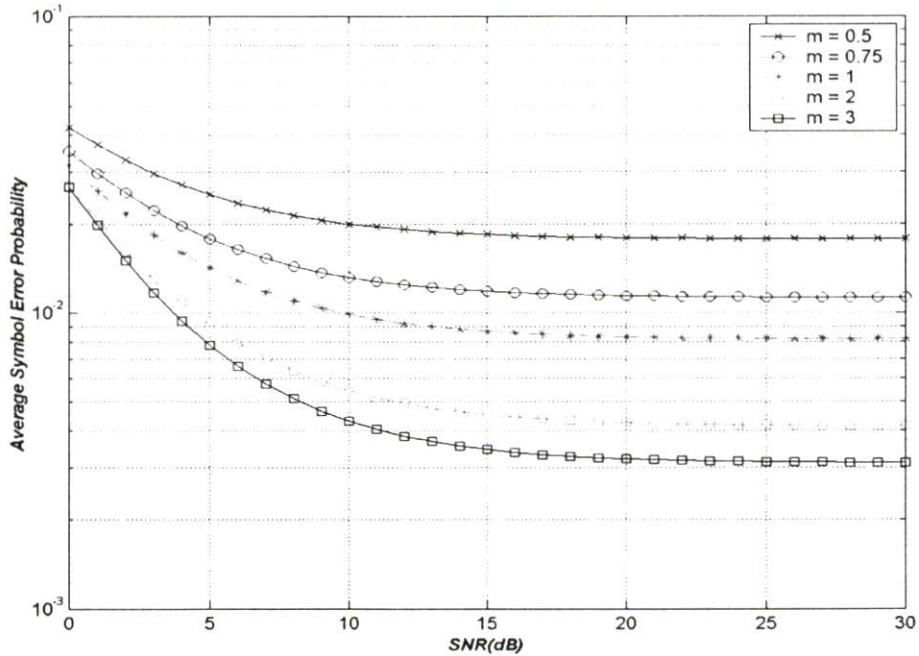
จากรูปที่ 4.1 - 4.6 จะแสดงให้เห็นว่าเมื่อตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็่ม และจำนวนสาขาของเครื่องรับเรคเพิ่มมากขึ้นจะทำให้อัตราในการเกิดความผิดพลาดบิตลดน้อยลงเมื่อเทียบกับทางด้านกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

4.1.2 สมรรถนะของระบบแสดงในรูปอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์

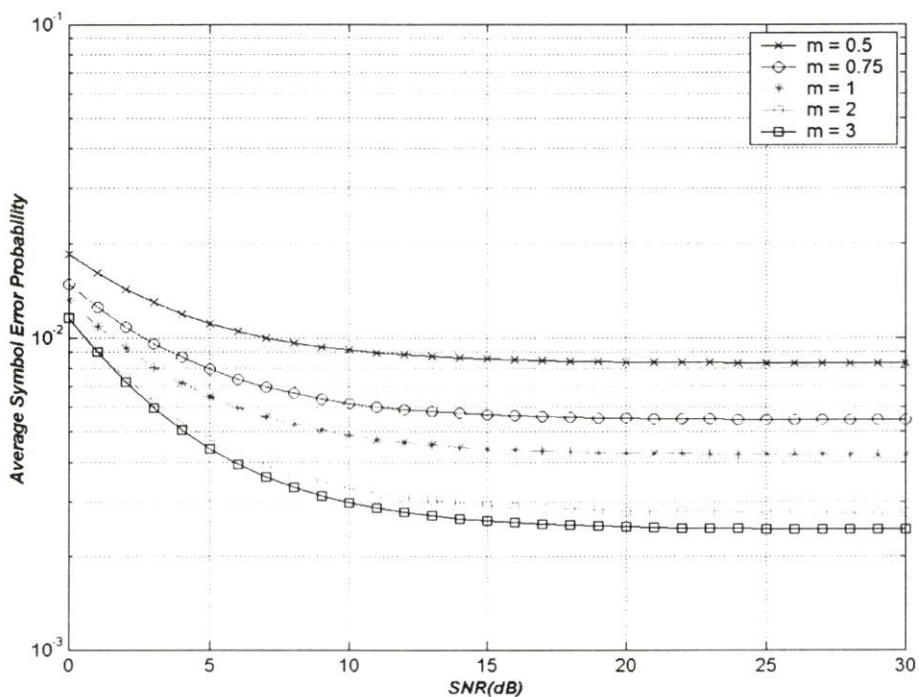
ในหัวข้อนี้จะแสดงสมรรถนะของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอ เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็่มของระบบ ตั้งแต่รูปที่ 4.7 - 4.12 แสดงอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ของระบบ โดยกำหนดให้อัตราการขยายประมวลผลเท่ากับ 127 ($N = 127$), อัตราการลดทอนของขนาดเท่ากับศูนย์ ($\delta = 0$), จำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 30 ($K = 30$) และทำการเปลี่ยนแปลงค่าสาขาเครื่องรับเรค (L), กับตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็่ม (m)



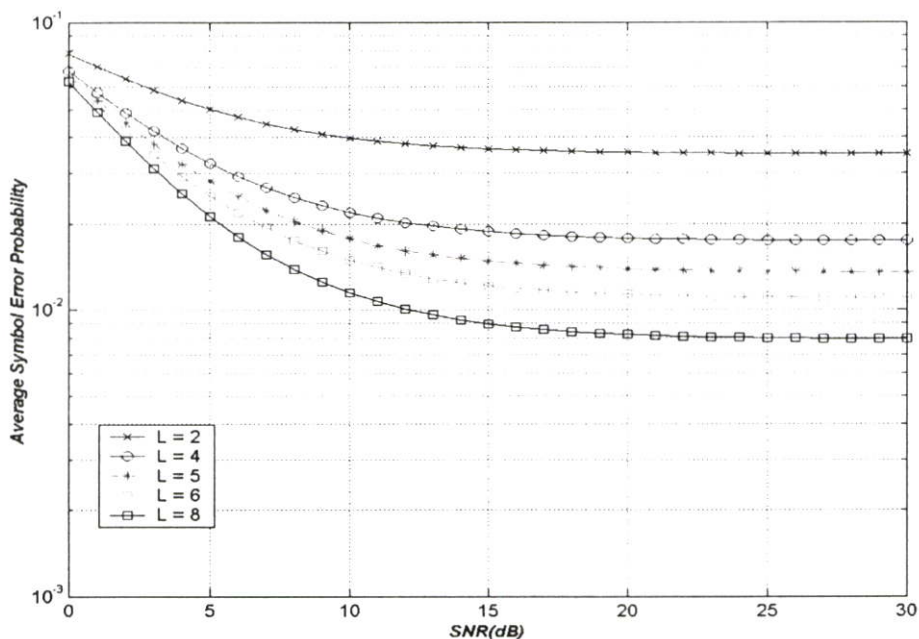
รูปที่ 4.7 อัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์กับอัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอ ในกรณีสาขาเครื่องรับเรคเท่ากับ 2 ($L = 2$) และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็่ม (m) ที่มีค่าเท่ากับ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3



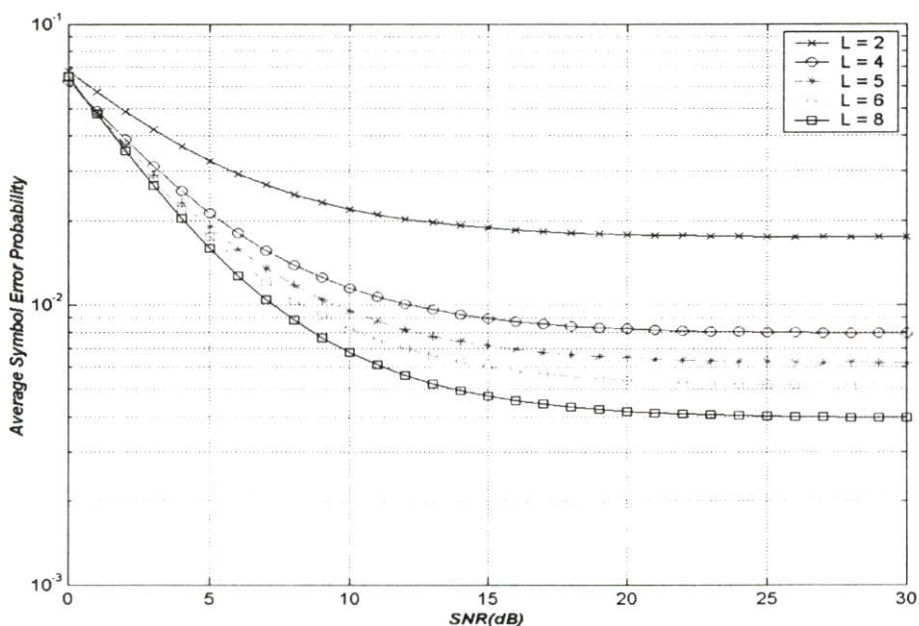
รูปที่ 4.8 อัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์กับอัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอ ในกรณีสาขาเครื่องรับเรคเท่ากับ 4 ($L = 4$) และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามีเอ็ม (m) ที่มีค่าเท่ากับ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3



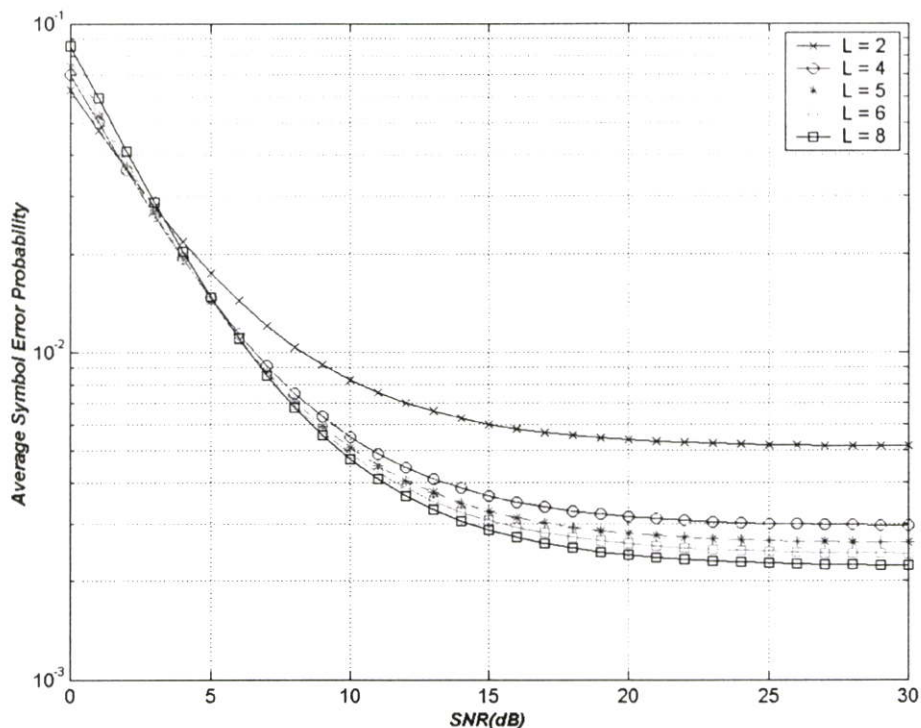
รูปที่ 4.9 อัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์กับอัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอ ในกรณีสาขาเครื่องรับเรคเท่ากับ 8 ($L = 8$) และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามีเอ็ม (m) ที่มีค่าเท่ากับ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3



รูปที่ 4.10 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นการเกิดอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์กับกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอ เมื่อจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคมี่ค่าเท่ากับ 2, 4, 5, 6 และ 8 ในกรณีนี้กำหนดตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็มให้มึค่าเท่ากับ 0.5 ($m = 0.5$)



รูปที่ 4.11 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นการเกิดอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์กับกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอ เมื่อจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคมี่ค่าเท่ากับ 2, 4, 5, 6 และ 8 ในกรณีนี้กำหนดตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็มให้มึค่าเท่ากับ 1 ($m = 1$)



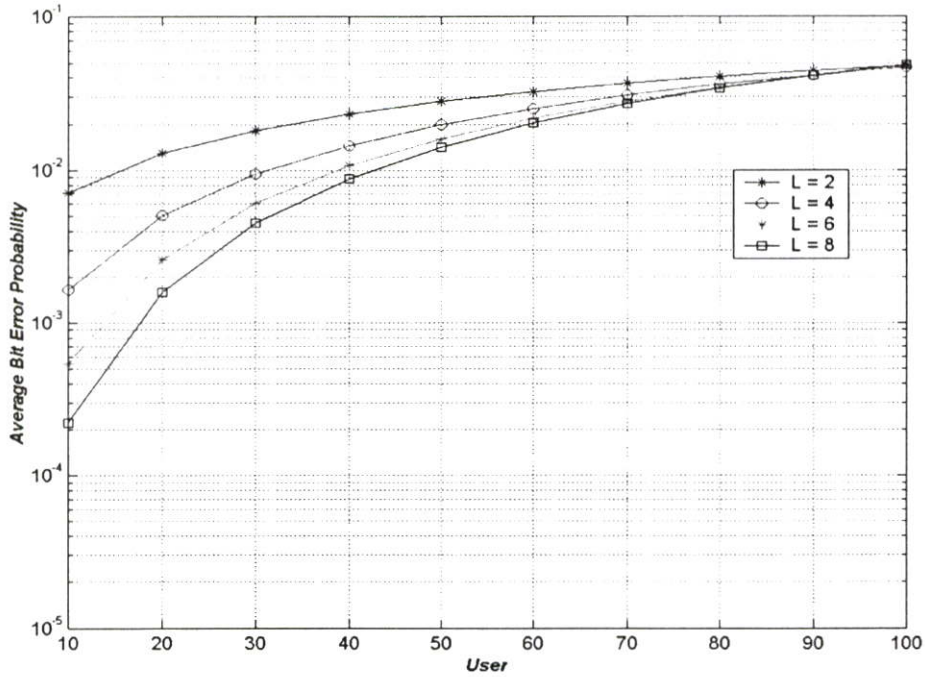
รูปที่ 4.12 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นการเกิดอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์กับกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอ เมื่อจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคมี่ค่าเท่ากับ 2, 4, 5, 6 และ 8 ในกรณีนี้กำหนดตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็มให้มีค่าเท่ากับ 3 ($m = 3$)

จากรูปที่ 4.7-4.12 จะแสดงให้เห็นว่าเมื่อตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็ม และจำนวนสาขาของเครื่องรับเรคมี่เพิ่มมากขึ้นจะทำให้อัตราในการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ลดน้อยลงเมื่อเทียบกับทางด้านกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

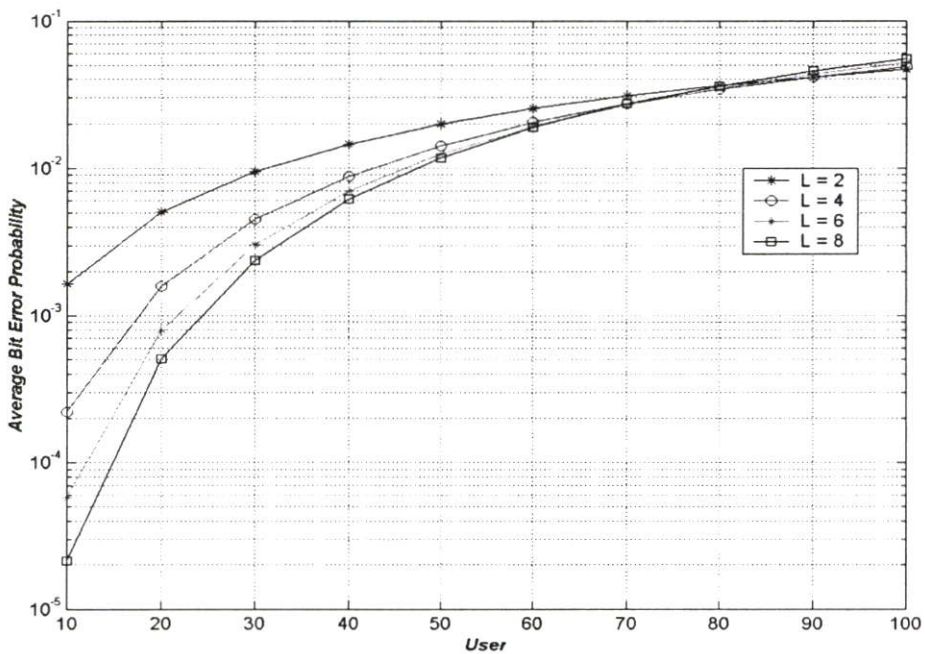
4.2 จำนวนผู้ใช้งานในระบบ

4.2.1 สมรรถนะของระบบแสดงในรูปอัตราการเกิดความผิดพลาดบิต

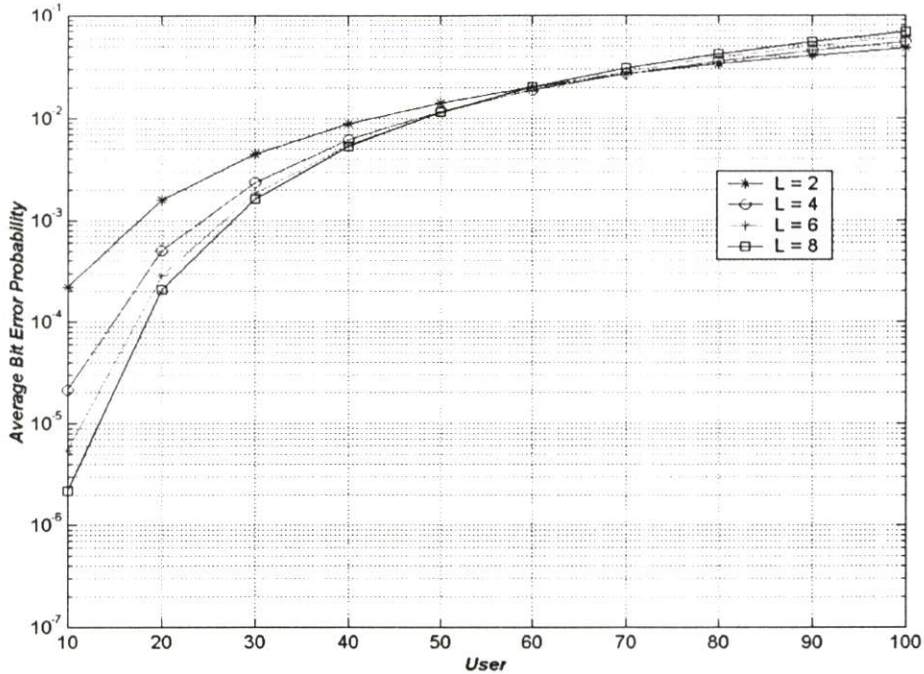
ในหัวข้อนี้จะแสดงสมรรถนะของระบบเมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพิ่มขึ้น (K) ตั้งแต่รูปที่ 4.7 – 4.11 แสดงอัตราในการเกิดความผิดพลาดบิตของระบบโดยกำหนดให้อัตราการขยายประมวลผลเท่ากับ 127 ($N = 127$), กำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 30 ($SNR = 30$) อัตราการลดทอนของขนาดเท่ากับ 0 ($\delta = 0$) และทำการเปลี่ยนแปลงค่าสาขาเครื่องรับเรคมี่ (L), กับตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็ม (m)



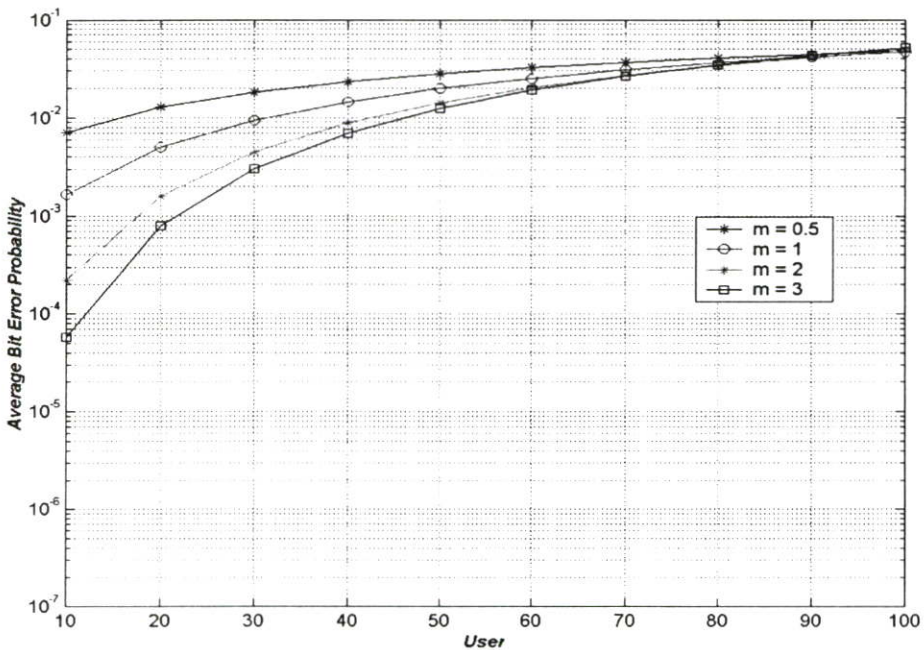
รูปที่ 4.13 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดความผิดพลาดบิตของระบบดีเอส-คิวพีเอสซีดีเอ็มเอ กับจำนวนผู้ใช้งาน โดยจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคมีค่าเท่ากับ 2, 4, 6 และ 8 เมื่อ กำหนดค่าตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบนาคามีเอ็มเท่ากับ 0.5 ($m = 0.5$)



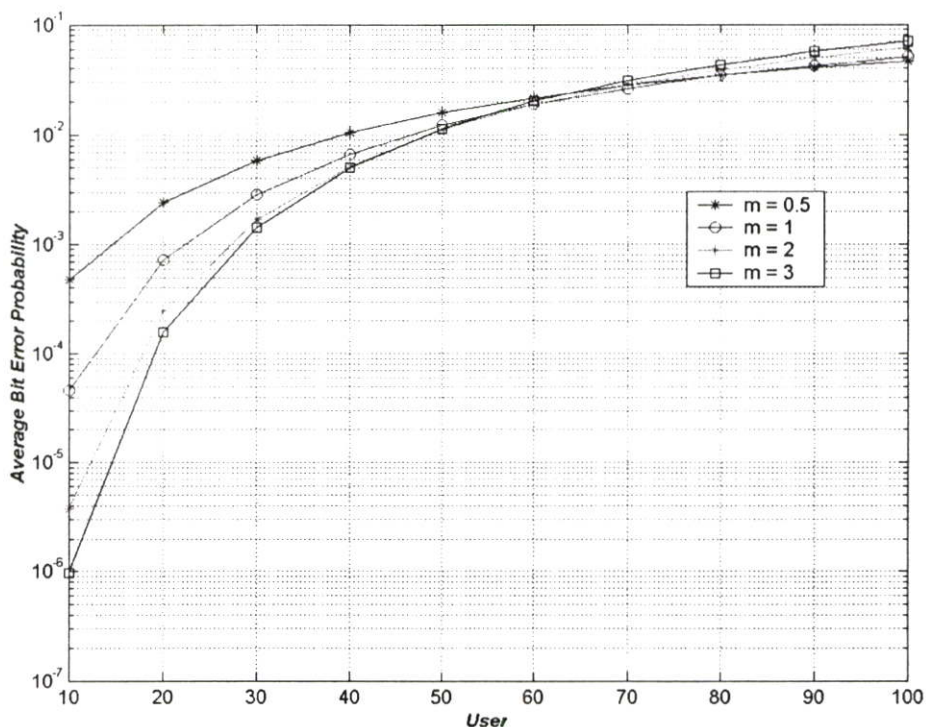
รูปที่ 4.14 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดความผิดพลาดบิตของระบบดีเอส-คิวพีเอสซีดีเอ็มเอ กับจำนวนผู้ใช้งาน โดยจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคมีค่าเท่ากับ 2, 4, 6 และ 8 เมื่อ กำหนดค่าตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบนาคามีเอ็มเท่ากับ 1 ($m = 1$)



รูปที่ 4.15 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดความผิดพลาดบิตของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอ กับจำนวนผู้ใช้งาน โดยจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคมี่ค่าเท่ากับ 2, 4, 6 และ 8 เมื่อ กำหนดค่าตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบนาคามีเอ็มเท่ากับ 2 ($m = 2$)



รูปที่ 4.16 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดความผิดพลาดบิตของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอ กับจำนวนผู้ใช้งานโดยกำหนดจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคมี่ค่าเท่ากับ 2 ($L = 2$) เมื่อค่าตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบนาคามีเอ็มมีค่าเท่ากับ 0.5, 1, 2 และ 3

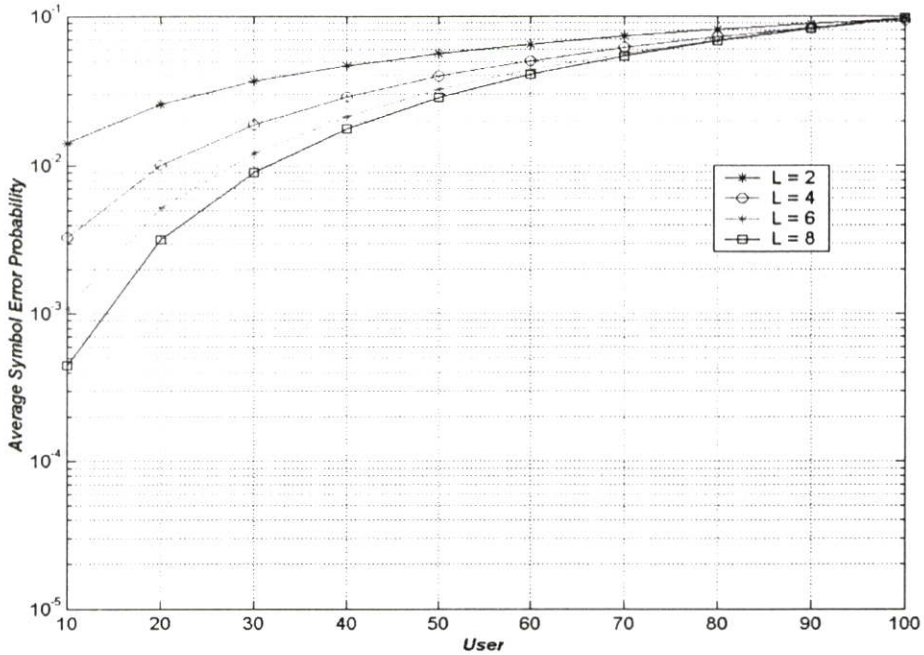


รูปที่ 4.17 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดความผิดพลาดบิตของระบบดีเอส-คิวทีเอสเคซีดีเอ็มเอ กับจำนวนผู้ใช้งาน โดยกำหนดจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรดมีค่าเท่ากับ 6 ($L = 6$) เมื่อค่าตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบนาคามีเอ็มมีค่าเท่ากับ 0.5, 1, 2 และ 3

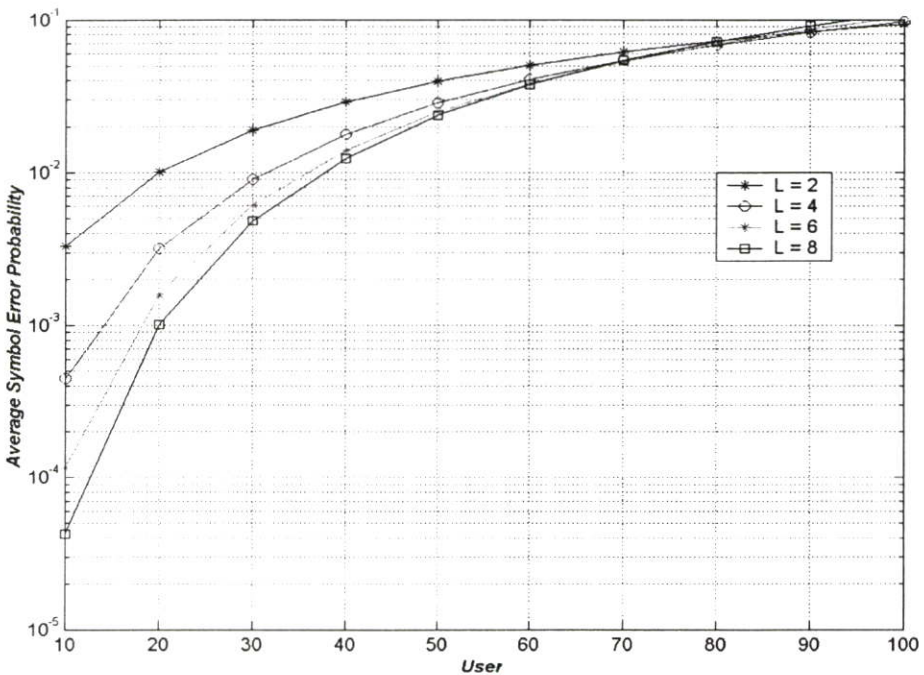
จากรูปที่ 4.13-4.17 จะแสดงให้เห็นว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพิ่มมากขึ้นจะทำให้อัตราในการเกิดความผิดพลาดบิตลดลงเมื่อเทียบกับทางด้านกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

4.2.2 สมรรถนะของระบบแสดงในรูปอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์

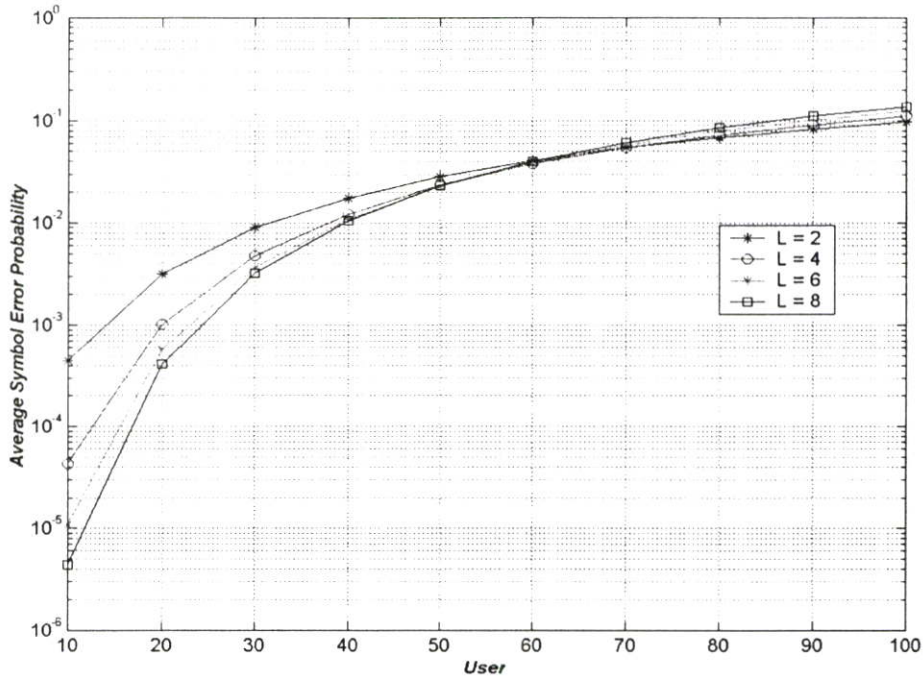
ในหัวข้อนี้จะแสดงสมรรถนะของระบบเมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพิ่มขึ้น (K) ตั้งแต่รูปที่ 4.18 – 4.20 แสดงอัตราในการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ของระบบ โดยกำหนดให้อัตราการขยายประมวลผลเท่ากับ 127 ($N = 127$), กำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 30 ($SNR = 30$) อัตราการลดทอนของขนาดเท่ากับ 0 ($\delta = 0$) และทำการเปลี่ยนแปลงค่าสาขาเครื่องรับเรด (L), กับตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบนาคามีเอ็ม (m)



รูปที่ 4.18 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ของระบบซีดีเอ็มเอ กับจำนวนผู้ใช้งาน โดยจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรซีทีค่าเท่ากับ 2, 4, 6 และ 8 เมื่อกำหนดค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามีเอ็มเท่ากับ 0.5 ($m = 0.5$)



รูปที่ 4.19 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ของระบบซีดีเอ็มเอ กับจำนวนผู้ใช้งาน โดยจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรซีทีค่าเท่ากับ 2, 4, 6 และ 8 เมื่อกำหนดค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามีเอ็มเท่ากับ 1 ($m = 1$)



รูปที่ 4.20 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอ กับจำนวนผู้ใช้งาน โดยจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรซีมีค่าเท่ากับ 2, 4, 6 และ 8 เมื่อกำหนดค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามีเอ็มเท่ากับ 2 ($m = 2$)

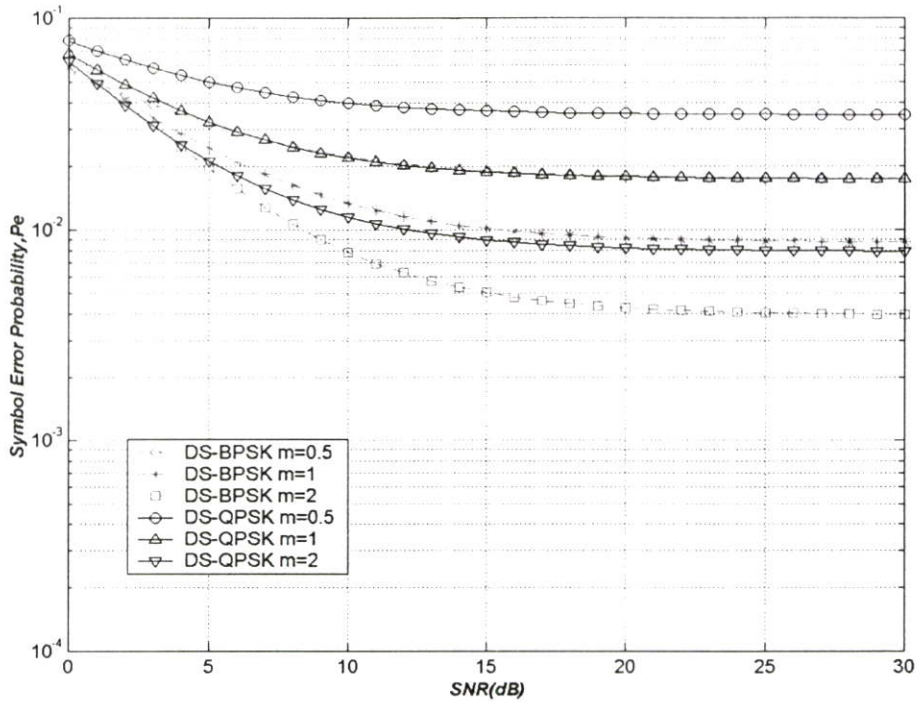
จากรูปที่ 4.18 - 4.20 จะแสดงให้เห็นว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพิ่มมากขึ้นจะทำให้ อัตราในการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ลดน้อยลงเมื่อเทียบกับทางด้านกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

4.3 การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบดีเอส-คิวพีเอสเคซีดีเอ็มเอ กับดีเอส-พีพีเอสเคซีดีเอ็มเอ

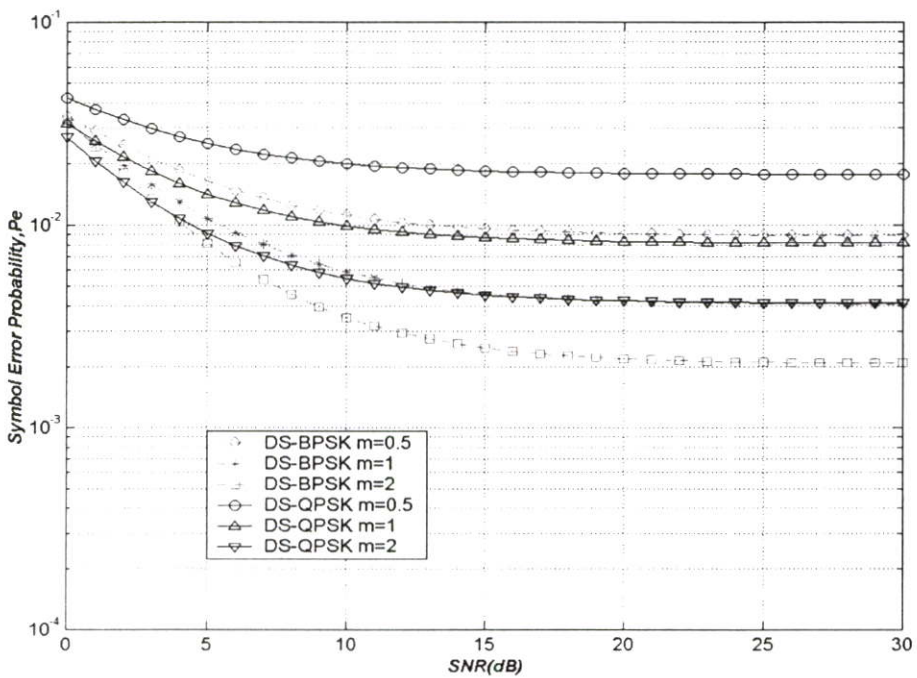
หัวข้อนี้จะแสดงให้เห็นการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบตามสถานะเงื่อนไขต่างๆ ของระบบทั้งสอง ซึ่งก็คือตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามีเอ็ม และจำนวนสาขาของเครื่องรับเรซี

4.3.1 ผลของการเพิ่มค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามีเอ็ม

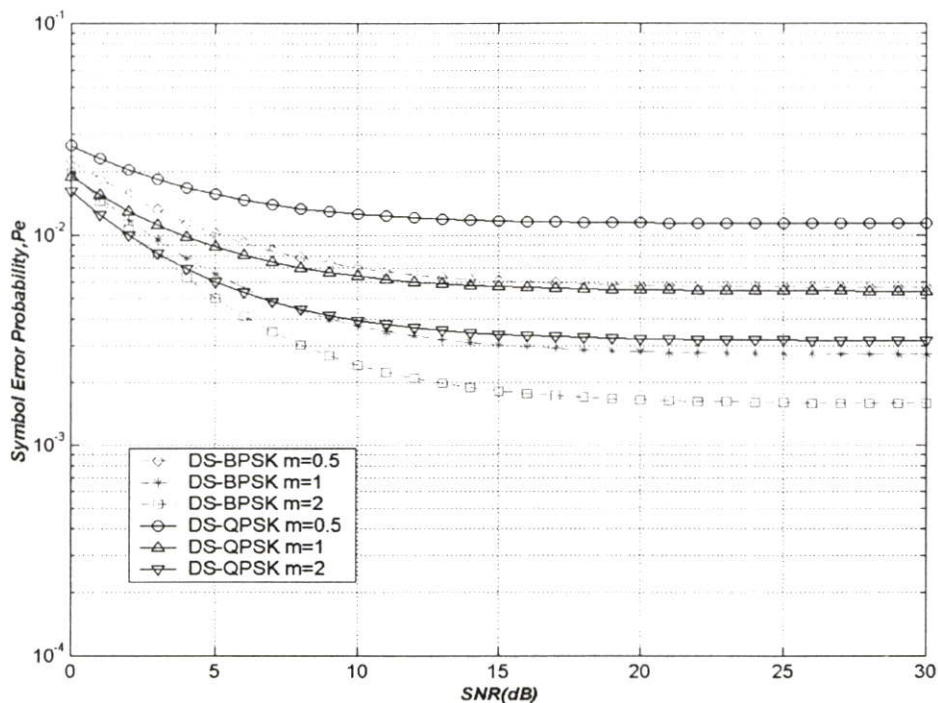
ดังรูปที่ 4.21 - 4.23 แสดงอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ของระบบโดยกำหนดให้ อัตราการขยายประมวลผลเท่ากับ 127 ($N = 127$), อัตราการลดทอนของขนาดเท่ากับศูนย์ ($\delta = 0$), จำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 30 ($K = 30$) และทำการเปลี่ยนแปลงค่าสาขาเครื่องรับเรซี (L) โดยกำหนดให้ค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามีเอ็มมีค่าเท่ากับ 0.5, 1 และ 2 ($m = 0.5, 1, 2$)



รูปที่ 4.21 เปรียบเทียบอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ระหว่างระบบดีเอสซีพีเอสกับดีเอสคิวพีเอส เมื่อกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบเพิ่มขึ้น โดยกำหนดให้จำนวนสาขาเครื่องรับเท่ากับ 2 ($L = 2$)



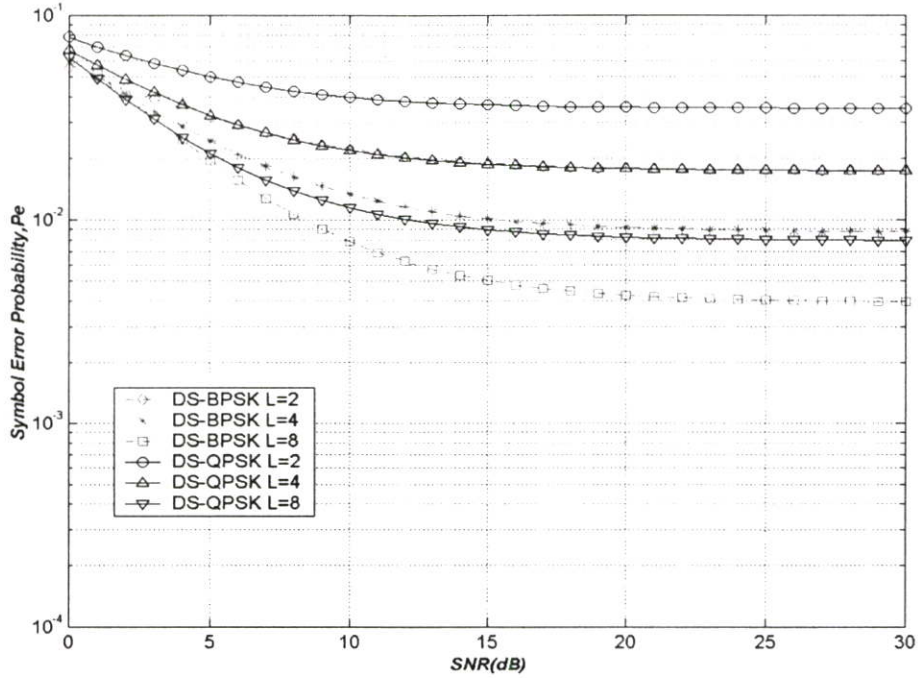
รูปที่ 4.22 เปรียบเทียบอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ระหว่างระบบดีเอสซีพีเอสกับดีเอสคิวพีเอส เมื่อกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบเพิ่มขึ้น โดยกำหนดให้จำนวนสาขาเครื่องรับเท่ากับ 4 ($L = 4$)



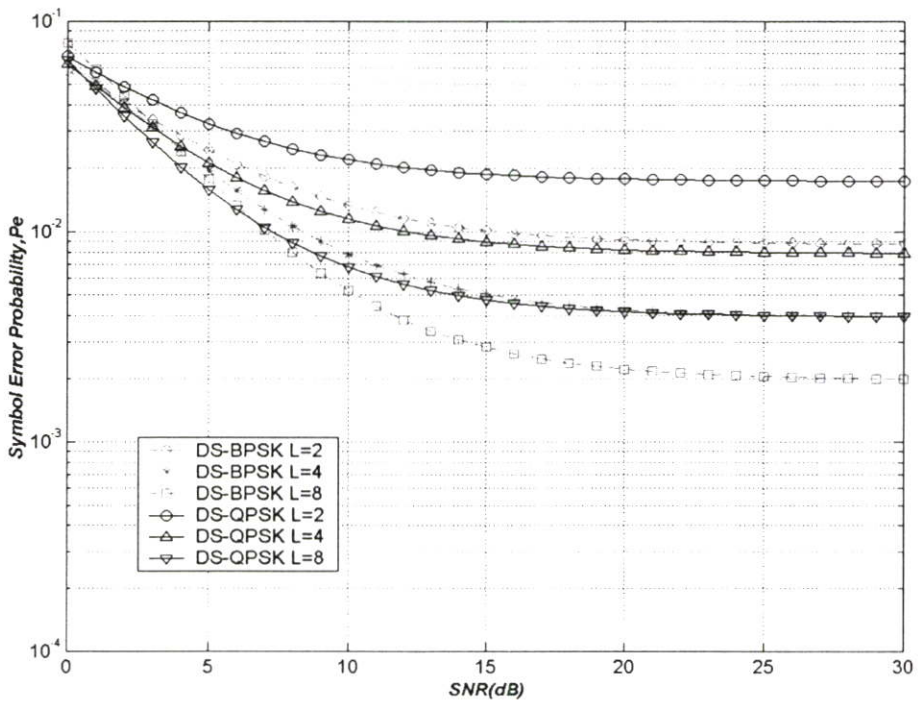
รูปที่ 4.23 เปรียบเทียบอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ระหว่างระบบดีเอสซีทีเอสเคกับดีเอสคิวที เมื่อกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบเพิ่มขึ้น โดยกำหนดให้จำนวนสาขาเครื่องรับเท่ากับ 6 ($L = 6$)

4.3.2 ผลของการเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับ

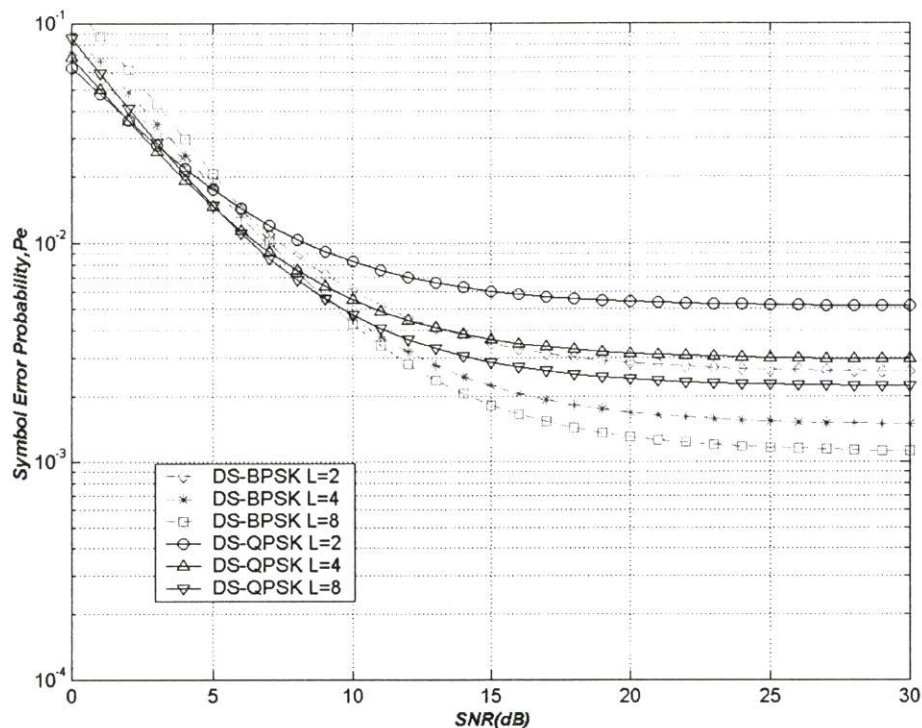
แสดงไว้ตั้งแต่รูปที่ 4.24 – 4.26 แสดงอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ของระบบ โดยกำหนดให้อัตราการขยายประมวลผลเท่ากับ 127 ($N = 127$), อัตราการลดทอนของขนาดเท่ากับศูนย์ ($\delta = 0$), จำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 30 ($K = 30$) และทำการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามีเอ็ม (m) โดยกำหนดให้จำนวนสาขาเครื่องรับมีค่าเท่ากับ 2, 4 และ 8 ($L = 2, 4, 8$)



รูปที่ 4.24 เปรียบเทียบอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ระหว่างระบบดีเอสซีทีเอสกับดีเอสคิวที เมื่อกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบเพิ่มขึ้น โดยกำหนดให้ตัวแปรเสริมเฟดคิงเอ็มเท่ากับ 0.5 ($m = 0.5$)



รูปที่ 4.25 เปรียบเทียบอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ระหว่างระบบดีเอสซีทีเอสกับดีเอสคิวที เมื่อกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบเพิ่มขึ้น โดยกำหนดให้ตัวแปรเสริมเฟดคิงเอ็มเท่ากับ 1 ($m = 1$)

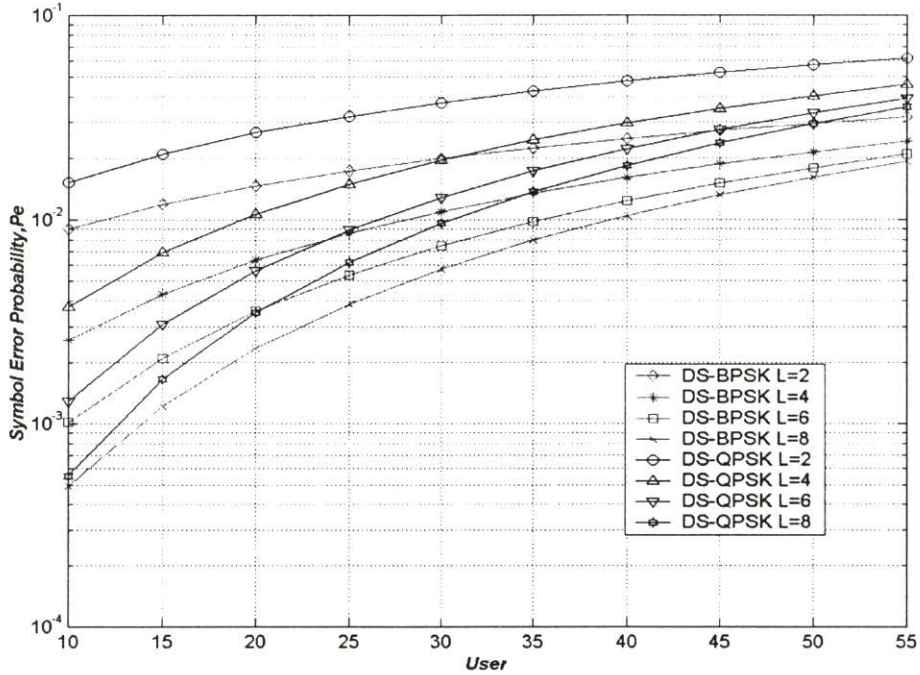


รูปที่ 4.26 เปรียบเทียบอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ระหว่างระบบดีเอสซีทีเอสเคกับดีเอสคิวที เมื่อกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบเพิ่มขึ้น โดยกำหนดให้ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งเอ็มเท่ากับ 3 ($m = 3$)

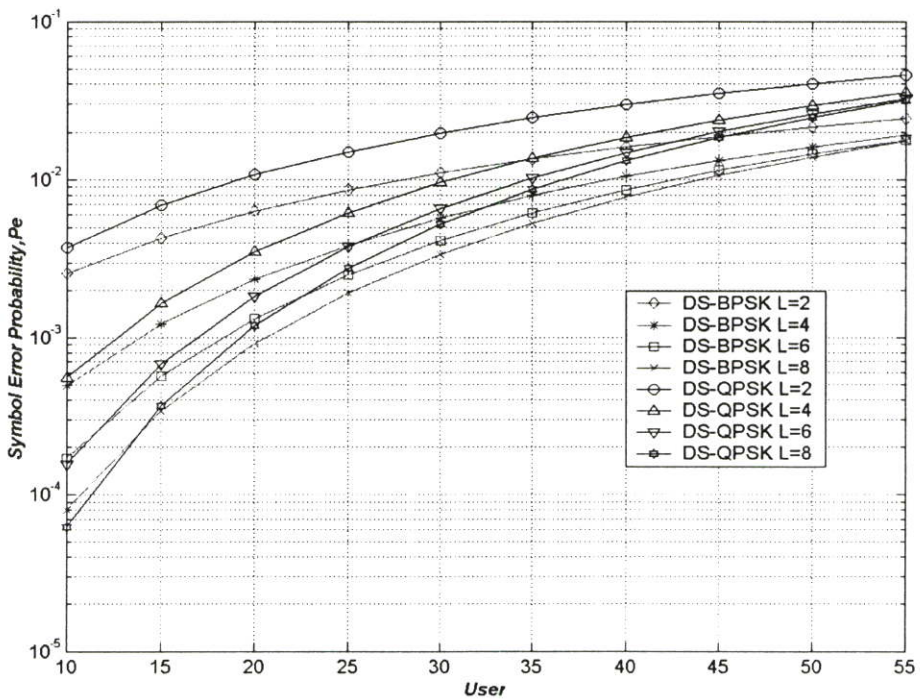
จากรูปที่ 4.21-4.26 แสดงให้เห็นว่าอัตราในการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ของระบบดีเอส-คิวทีเอสเคซีดีเอ็มเอจะสูงกว่าแบบเดิม และจะยิ่งชัดเจนขึ้นเมื่อตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามีเอ็ม และจำนวนสาขาของเครื่องรับเรคเพิ่มมากขึ้นมาก

4.3.3 ผลของการเพิ่มด้านจำนวนผู้ใช้งาน

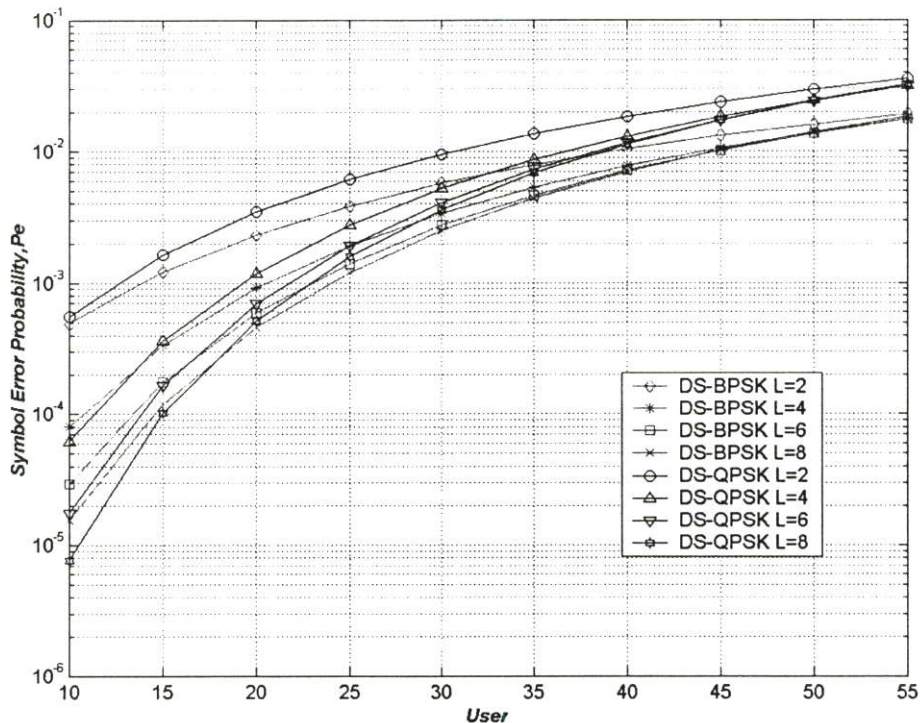
จากรูปที่ 4.27-4.29 แสดงให้เห็นการเปรียบเทียบอัตราในการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ของระบบดีเอส-คิวทีเอสเคซีดีเอ็มเอ กับระบบดีเอส-บีทีเอสเคซีดีเอ็มเอ โดยกำหนดให้อัตราการขยายประมวลผลเท่ากับ 127 ($N = 127$), อัตราการลดทอนของขนาดเท่ากับศูนย์ ($\delta = 0$) และกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 30 ($SNR = 30$) โดยทำการเปลี่ยนแปลงจำนวนสาขาเครื่องรับเรคและค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามีเอ็ม ($m = 0.5, 1, 2$)



รูปที่ 4.27 เปรียบเทียบอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ระหว่างระบบดีเอสซีทีเอสเคกับดีเอสคิวที เมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพิ่มขึ้น โดยค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามีเอ็มเท่ากับ 0.5 ($m = 0.5$)



รูปที่ 4.28 เปรียบเทียบอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ระหว่างระบบดีเอสซีทีเอสเคกับดีเอสคิวที เมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพิ่มขึ้น โดยค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามีเอ็มเท่ากับ 1 ($m = 1$)



รูปที่ 4.29 เปรียบเทียบอัตราการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ระหว่างระบบดีเอสซีทีเอสกับดีเอสคิวทีเอสเค เมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพิ่มขึ้น โดยค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามีเอ็มเท่ากับ 3 ($m = 3$)

จากรูปที่ 4.27 - 4.29 แสดงให้เห็นว่าอัตราในการเกิดความผิดพลาดสัญลักษณ์ของระบบดีเอสคิวทีเอสเคซีดีเอ็มเอ ลดลงกว่าแบบเดิมเมื่อเทียบกับจำนวนผู้ใช้งานที่เท่ากัน และจะมีค่าลดลงจนเห็นได้ชัดเมื่อจำนวนสาขาของเครื่องรับเรด และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามีเอ็มมีค่าเพิ่มขึ้น

บทที่ 5

สรุปผลการวิเคราะห์และข้อเสนอแนะ

การสื่อสารระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ เป็นระบบสื่อสารข้อมูลที่สามารถให้อัตราการรับ-ส่งที่สูงและสามารถสร้างได้ง่าย เพราะการทำสเปกตรัมของสัญญาณข้อมูลทำได้ง่ายไม่ซับซ้อน คือนำรหัสมาคูณกับสัญญาณที่ผ่านการ โมดูเลตได้โดยตรง แต่ปัจจุบันความต้องการในการใช้เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สาย (Wireless Communication) เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว เช่นการเพิ่มขึ้นของความต้องการใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ เครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย (WLAN) และรูปแบบของการให้บริการแบบมัลติมีเดียเคลื่อนที่ (Mobile Multimedia) ซึ่งทำให้ย่านความถี่ที่มีอยู่นั้นมีจำนวนจำกัด ดังนั้นจึงต้องหาวิธีการเพื่อให้เครือข่ายแบบไร้สายมีความสามารถรองรับกับความต้องการการรับ-ส่งผ่านข้อมูลที่มีอัตราเพิ่มสูงขึ้นอย่างรวดเร็ว

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวิธีเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลผ่านการเข้ารหัสกับสัญญาณคลื่นพาห์แบบคิวพีเอสเค (Quadrature Phase Shift Keying ; QPSK) แทนการโมดูเลตแบบเดิม (BPSK) ของระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ ซึ่งเป็นเทคนิคหนึ่งที่สามารถเพิ่มแถบความถี่ของระบบและอัตราการรับส่งข้อมูลให้สูงขึ้นได้ โดยจะลดกำลังส่งของสัญญาณลง และทำการกระจายข้อมูลที่มีความเร็วสูงให้เป็นชุดข้อมูลที่มีความเร็วต่ำลงด้วยการแปลงจากข้อมูลอนุกรมเป็นขนาน แล้วส่งผ่านช่องสัญญาณทำให้ช่วงเวลาของแต่ละสัญลักษณ์มีช่วงเวลากว้างขึ้นทำให้สามารถลดการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference) ลงได้ และนำแบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิมาใช้ในการทดสอบเพื่อหาสมรรถนะของระบบ เพราะเป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลอง และสามารถอธิบายปรากฏการณ์ของการเกิดการเฟดดิ้งในบริเวณอื่นๆได้ดี ซึ่งสอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในชนบทและเมืองใหญ่ ซึ่งจากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงตัวแปรเสริมเฟดดิ้งจะมีผลต่อระบบ คือเมื่อตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็มเพิ่มมากขึ้น จะทำให้อัตราในการเกิดความผิดพลาดบิตลดน้อยลง ซึ่งสอดคล้องกับทฤษฎีที่ว่า เมื่อตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่ามากขึ้นจะทำให้ค่าความน่าจะเป็นในการเกิดความผิดพลาดบิตลดลง และถ้าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่ามากจนเข้าใกล้อนันต์สัญญาณจะไม่มีถูกลดทอน ทำให้การรับ-ส่งข้อมูลในระบบไม่เกิดความผิดพลาด และจำนวนสาขาของเครื่องรับเรดเพิ่มมากขึ้นจะทำให้อัตราในการเกิดความผิดพลาดบิตลดน้อยลง เมื่อเทียบกันทางด้านกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน และถ้าวิเคราะห์กันที่จำนวนผู้ใช้งานในระบบ เมื่อผู้ใช้งานเพิ่มมากขึ้นจะทำให้อัตราในการเกิดความผิดพลาดบิตเพิ่มขึ้นด้วย เพราะว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้งานเพิ่มขึ้นเป็นผลทำให้สัญญาณแทรกสอดที่เกิดจากผู้ใช้งานรายอื่นมีจำนวนเพิ่มขึ้น

วิธีการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นเทคนิคหนึ่งเท่านั้นที่ช่วยในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ แต่ก็ยังมีเทคนิคหรือวิธีการอื่นๆ ที่น่าสนใจ และสามารถทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น เช่น เทคนิคของการเข้ารหัสข้อมูล เทคนิคการโมดูเลตหลายคลื่นพาห้ เป็นต้น ซึ่งเมื่อนำวิธีการต่างๆ มาใช้ร่วมกันก็จะทำให้สมรรถนะของระบบดียิ่งขึ้น

บรรณานุกรม

- [1] ชเนศ พลายเพชร, กอบชัย เดชหาญ. “การวิเคราะห์และการประเมินค่าสมรรถนะของการเข้ารหัส MC DS-CDMA โดยใช้ช่องสัญญาณการจางแบบนาคาгами” วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิตกิตติมศักดิ์ สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม ปีที่ 21 ฉบับที่ 1, หน้า 17-22, มีนาคม 2547.
- [2] G. L. Turin, “The effect of multi-path and fading on performance of DS-CDMA system,” IEEE J. Select. Areas Commun., Vol.COMM-35, pp. 1189-1198, November 1987.
- [3] C. P. Huat, “Performance comparison of DS-BPSK and DS-QPSK CDMA system,” IEEE Trans. Communication, pp.802-805, September 1998.
- [4] T. Eng and L. B. Milstein, “Coherent DS-CDMA performance in Nakagami multi-path fading,” IEEE Trans. Commun., Vol.43, No.2-4, pp.1134-1143, February/March/April 1995.
- [5] B. W. Yu, “Hybrid Channel Coding for Error-Sensitive Class on DS-CDMA Air Interface,” Masters Thesis of Science in Electrical and Computer Engineering, Blacksburg, Virginia, August 2003.
- [6] E. K. Al-Hussaini and A. M. Al-Bassiouni, “Performance of MRC Diversity System for the Detection of Signals with Nakagami fading,” IEEE Trans. Commun., Vol. COMM-33, pp. 1315-1319, December 1985.
- [7] G. Efthymoglou and V. Aalo, “Performance analysis of Coherent DS-CDMA System in a Nakagami Fading Channel with Arbitrary Parameters,” IEEE Trans. Vehicular Technology., Vol.46, No.2, pp.289-297, May 1997.
- [8] M. B. Pursley, “Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication-Part I: System Analysis,” IEEE Trans. Commun., Vol. COMM-25, pp. 795-799, August 1977.
- [9] N. Nakagami, **The m-distribution a general formula for intensity distribution of rapid fading.** In statistical Method in Radio Wave Propagation, W.G. Hofstman, Ed. Oxford England: Pergamon, 1960.
- [10] J. G. Proakis, **Digital Communications, forth edition.** NewYork: McGraw Hill, 2001.
- [11] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, **Table of Integrals Series and Products.** Academic Press Inc, 1980.

- [12] J. S. Lee and L. E. Miller, **CDMA Systems Engineering Handbook**. Artech House Boston, London, 1998.
- [13] R. L. Peterson, R. E. Ziemer and D. E. Borth, **Introduction to Spread-Spectrum Communications**. New Jersey: Prentice Hall PTR, 1995.
- [14] J. S. Blogh and L. Hanzo, **Third-Generation Systems and Intelligent Wireless Networking: Smart Antennas and Adaptive Modulation**. John Wiley – IEEE Press, 2002.
- [15] S. Striglis, **A Multistage RAKE Receiver for CDMA Systems**. Virginia Tech, 1994.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก

สูตรทั่วไปของการแจกแจงความเข้มของสัญญาณ การแจกแจง
แบบนาคากามิ

สูตรทั่วไปของการแจกแจงความเข้มของสัญญาณ การแจกแจงแบบ Nakagami

การแจกแจงแบบนาคากามิเสนอแนวคิดและหลักการทั่วไปของการศึกษาด้านความเข้มของสัญญาณและเกิดการเฟดดิ้งของสัญญาณ วิธีการได้มาของการแจกแจงนี้ได้มาจากทศลงย่านความถี่สูง การแจกแจงแบบนี้จะเหมาะกับชั้นบรรยากาศไอโอโนสเฟียร์ และโทรโพสเฟียร์ สามารถยืนยันได้ว่าการทศลงและการสังเกต โดยทฤษฎีของการแจกแจงแบบลือคอนอร์มัลเป็นรูปแบบหนึ่งของการแจกแจงแบบนาคากามิ นอกจากนี้วิธีการที่นำเสนอจะปรับปรุงเป็นสูตรทั่วไปในการอธิบายการแจกแจงแบบอื่นๆ สุดท้ายแสดงความสัมพันธ์แบบอื่นๆ กับการแจกแจงแบบนาคากามิด้วยสูตรของ m และอธิบายค่าตัวแปรเสริมของการแจกแจงแบบนาคากามิ

ก.1 บทนำ

ปัจจุบันวิศวกรสื่อสารได้ศึกษาและเน้นความสำคัญรายละเอียดไม่เพียงแต่ด้านความเข้มของสัญญาณ แต่จะมุ่งเน้นผลของการเฟดดิ้งของสัญญาณทางสถิติ ซึ่งมีการศึกษาทศลงไว้เป็นจำนวนมากและรองรับด้วยทฤษฎีทางด้านความเข้มของสัญญาณภายใต้การเกิดเฟดดิ้งของสัญญาณ ซึ่งได้มีการอธิบายการแจกแจงด้านความเข้มของสัญญาณ ดังนี้

การแจกแจงแบบเรย์เลย์

$$p(R) = \frac{2}{R} \exp(-R^2 / \Omega) \quad (\text{ก.1})$$

โดยที่ $\Omega = \langle R^2 \rangle$ เป็นค่าเฉลี่ยของ R^2 ซึ่งค้นพบโดย Lord Rayleigh [3] และการทศลงของ Pawsey [3] พิสูจน์ด้วยการทศลงยืนยันการแจกแจงแบบเรย์เลย์ในโหมดของการแจกแจง และการกระจายคลื่น

การแจกแจงแบบลือคอนอร์มัล

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x}} e^{-x^2 / 2\sigma_x^2} \quad (\text{ก.2})$$

โดยที่ x คือความเข้มของสัญญาณในเทอมเดซิเบล (dB) ค้นพบโดย Grosskopf [3] ซึ่งได้มาจากการสังเกตในช่วงเวลาที่นานๆ โดยมีค่าทางทฤษฎีสันับสนุนได้ว่าเป็นการแจกแจงซึ่งมีคุณสมบัติของลือคอนอร์มัลของจำนวนเต็มบวกค่าต่างๆกัน และการแจกแจงแบบ m ได้นำเสนอโดยนาคากามิ ซึ่งอธิบายการแจกแจงของสัญญาณในเทอมของค่าเฉลี่ยความเข้มของสัญญาณ ซึ่งอธิบายการศึกษาของ Grosskopf และใช้ได้ในช่วงที่กว้างกว่า มีสมการดังนี้

$$p(R) = \frac{2m^m R^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} e^{-(m/\Omega)R^2} \quad (\text{ก.3})$$

โดยที่ $\Omega = \langle R^2 \rangle$ และ

$$m = \frac{(\overline{R^2})^2}{(R^2 - \overline{R^2})^2} \geq \frac{1}{2} \quad (\text{ก.4})$$

เมื่อ m เป็นค่าส่วนกลับของค่านอร์มัลไลซ์ของแวกเรียนซ์ของ R^2 ซึ่งค้นพบโดยนาคาгами โดยใช้ในช่วงกว้างของการทดลองย่านความถี่สูง และซึ่งได้ยืนยันผลการศึกษาโดย Wambeck และ Ross [3] โดยการค้นพบนี้ทำให้ยืนยันได้ว่า การแจกแจงแบบเรย์เลย์เหมือนการแจกแจงแบบนาคาгами เมื่อ $m = 1$ และแสดงได้ในรูปแบบดังนี้

$$p(R) = \frac{2R}{\sigma} e^{-(R^2+R_0^2)/\sigma} I_0\left(\frac{2RR_0}{\sigma}\right) \quad (\text{ก.5})$$

และ

$$p(R) = \frac{2R}{\sqrt{\alpha\beta}} e^{-(R^2/2)(\frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\beta})} I_0\left[\frac{R^2}{2}\left(\frac{1}{\beta} - \frac{1}{\alpha}\right)\right] \quad (\text{ก.6})$$

ค้นพบโดย Nakagami กับ Sasaki [3] ตามลำดับ สำหรับในทางทฤษฎีเรียกปัญหาที่พบว่าการแทรกแซงแบบสุ่ม ซึ่งเป็นปัญหาหลักของการเฟดของสัญญาณ ในทางวิศวกรรมสื่อสารแล้วเรียกว่า การแจกแจงแบบ n และการแจกแจงแบบ q ตามลำดับ นอกจากนี้แล้ว Nakagami Wada และ Fujimura [3] ได้พิสูจน์ว่าการแจกแจงแบบ m จะเป็นผลเฉลยทั่วไปในการแก้ปัญหาทางเวกเตอร์สุ่ม นอกจากนี้แล้วการแจกแจงแบบนาคาгами m สามารถอธิบายการแจกแจงแบบ n และ q ได้ดี และมีความเหมาะสมโดยที่การแจกแจงแบบ m จะเป็นฟังก์ชันการแจกแจงร่วม (joint distribution) ของตัวแปร 2 ค่า และเป็นไปตามการแจกแจงแบบ m

ก.2 การได้มาซึ่งการแจกแจงแบบ m และคุณสมบัติพื้นฐาน

ก.2.1 การได้มาซึ่งการแจกแจงแบบ m

ก.2.1.1 ช่วงเวลาของการสังเกต

การสังเกตผลของการเฟดของสัญญาณตามลำพัง ตัวอย่างเช่น การไม่คิดผลของการเฟดอย่างช้าๆ ระยะเวลาของการสังเกตควรจะเลือกให้เหมาะสม เนื่องจากผลของเฟดอย่างช้าๆ จะมีลักษณะเด่น เมื่อเวลาในการศึกษามีค่ามากๆ ดังนั้นในทางสถิติควรจะเลือกช่วงเวลาให้มีค่าน้อยๆ ซึ่งทางปฏิบัติต้องพยายามเลือกช่วงเวลาให้เหมาะสม และความยาวของช่วงเวลานี้จะขึ้นอยู่กับหลายปัจจัย เช่น ความถี่ เส้นทาง ช่วงเวลาในวันนั้นๆ หลังจากทำการศึกษาแล้วจะพบว่าในการทดลองหลายๆ ค่าเวลาที่เหมาะสมคือ 3-7 นาที

ก.2.1.2 เครื่องมือ

ในการทดลองใช้สายอากาศแบบตั้งซึ่งมีความยาว 1.5 เมตร และเอาต์พุตที่ได้จะมีการขยาย การบีบอัดตัวแบบล็อก และการดีเทคชันขอบด้วยแผ่นเบี่ยงเบน (deflecting plate) ของหลอดรังสีแคโทด (Cathode ray tube) ซึ่งจะมีการเคลื่อนตำแหน่งของจุดบนจอฟลูออเรสเซนต์ ซึ่งก็คือการแปรผันของสัญญาณ และทำการบันทึกบนแผ่นของจอภาพด้านหน้าของจอ และการแจกแจงแบบนี้ได้มาจากการวัดค่าความหนาแน่นของน้ำยาเคลือบฟิล์มของแผ่น ซึ่งจะได้ค่าคงตัวทางเวลามีค่ามากที่สุดเท่ากับ 2 ms ตัวอย่างผลการสังเกตและการทดลองแสดงดังตาราง

ตารางที่ ก.1 ผลการสังเกตและการทดลองของนาฬิกาควม

สถานี	ระยะทาง (km)	สัญญาณ	ความถี่ (kHz)	วันที่	จำนวนแผ่น	จำนวนแผ่น $m < 0.5$
Changehum	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-Dec 1941	265	0

ก.2.1.3 การได้มาของฟังก์ชันการแจกแจง

จากผลการทดลองนำไปแสดงความสัมพันธ์ด้วยกราฟในแกนล็อก-ล็อก ซึ่งก็คือ พิกัดที่หนึ่ง และพิกัดที่สอง ซึ่งแทนด้วยเส้นตรงที่มีความชันเป็นค่า m ต่างๆ ซึ่งแสดงฟังก์ชันได้ดังนี้

$$p(x) = \exp \left[m \left(1 + \frac{2x}{m} - e^{2x/m} \right) \right] \quad (\text{ก.7})$$

โดยที่ x คือ ความเข้มของสัญญาณเป็นเดซิเบล

M คือ $20 \log_{10} e = 8.686$

ทำการนอร์มัลไลซ์สมการที่ (ก.7) แล้วแปลงเป็น เดซิเบล จะได้

$$p(x) = \frac{2m^m}{M\Gamma(m)} \exp\left[m\left(\frac{2x}{M} - e^{2x/m}\right)\right] \quad (\text{ก.8})$$

จากตารางที่ 1 จะเห็นได้ว่ามีค่า m ที่เป็นไปตามเงื่อนไขคือ

$$m \geq \frac{1}{2} \quad (\text{ก.9})$$

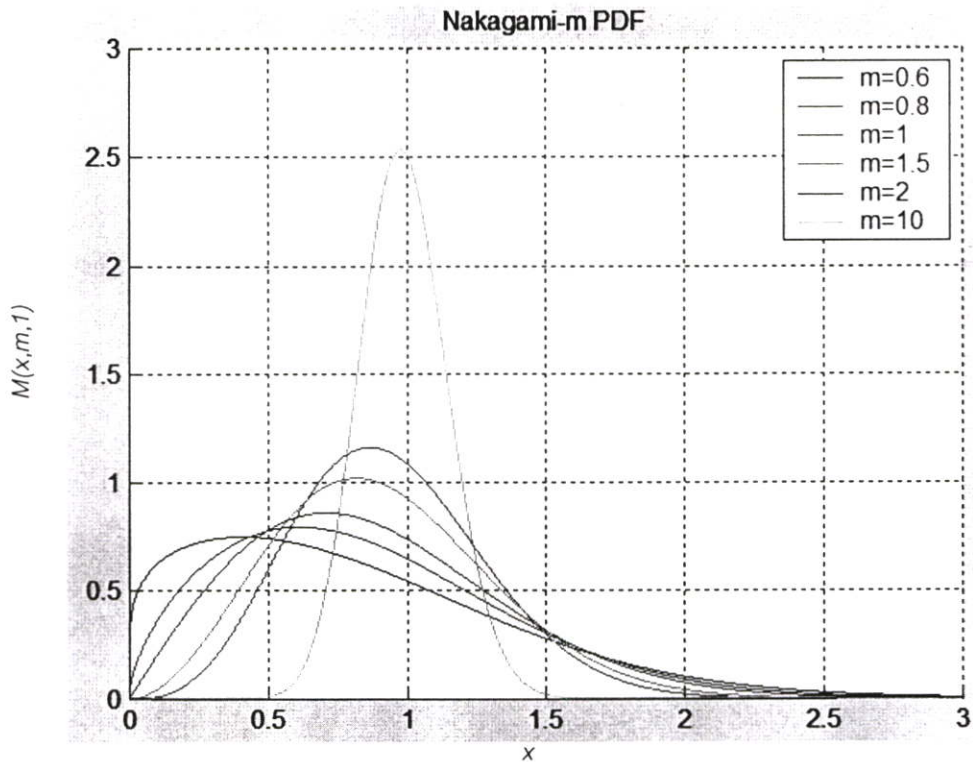
โดยการแปลงจาก $e^{x/M} = X = R/\Omega^{1/2}$ ซึ่ง $\Omega = \langle R^2 \rangle$ เป็นค่าเฉลี่ยของค่ากำลังสองของความเข้มของสัญญาณ สุดท้ายจะได้การแจกแจงดังนี้

$$p(x) = \frac{2m^m x^{2m-1} e^{-mx^2}}{\Gamma(m)} = M(x, m, 1) \quad (\text{ก.10})$$

โดยความสัมพันธ์ระหว่าง $M(x, m, 1)$ และตัวแปรสุ่ม (x) แสดงได้ดังรูปที่ ก.1 และสมการที่ 10 จัดรูปใหม่ได้ว่า

$$p(R) = \frac{2m^m R^{2m-1} e^{-(m/\Omega)R^2}}{\Gamma(m)\Omega^m} = M(R, m, \Omega) \quad (\text{ก.11})$$

โดยสมการที่ 11 เป็นการรวมกรณีที่เป็นกรแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว เมื่อ $m = 0.5$ และการแจกแจงแบบเรย์เลย์เมื่อ $m = 1$ ตามลำดับ



รูปที่ ก.1 ความสัมพันธ์ระหว่าง $M(x, m, 1)$ และตัวแปรสุ่ม (x)

ก.3 คุณสมบัติของการแจกแจงแบบ m

ก.3.1 ค่ามากที่สุดของ $M_z(x, m, 0)$

$$p(0) = \frac{2m^m}{M\Gamma(m)e^m} = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{2m}{\pi}} \quad (\text{ก.12})$$

ที่ $x = 0$ หรือ $R = \Omega^{1/2}$

จากสมการที่ ก.12 ถ้า $x \leq M$ ทำให้ $M_z(x, m, 0)$ มีค่าเข้าใกล้การแจกแจงแบบล็อกนอร์มัล

$$p(x) = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{2m}{\pi}} \exp\left[-2m\left(\frac{x}{M}\right)^2\right] \quad (\text{ก.13})$$

นอกจากนี้ $M_z(x, m, 0)$ สามารถแสดงได้ในรูปแบบทั่วไปดังนี้

$$p(\tau) = \frac{2m^m}{M\Gamma(m)} \exp\left[m\left(\frac{2(\tau - \tau_0)}{M} - \exp(2(\tau - \tau_0)/M)\right)\right] = u_\tau(\tau, m, \tau_0) \quad (\text{ก.14})$$

โดยที่ τ และ τ_0 เป็นความเข้มของสัญญาณใน dB และ $R = \Omega^{1/2}$ ซึ่งมีความเข้มเป็น 1 และฟังก์ชันการแจกแจงรวม จะกำหนดดังนี้

$$M(x, m) = \int_{-\infty}^x M_z(x, m, 0) dx \quad (ก.15)$$

สมการฟังก์ชันคุณลักษณะ

$$\Phi(z) = \int_{-\infty}^{\infty} u_z(x, m, 0) e^{-2x} dx = \frac{\Gamma\left(m - \frac{M}{2} z\right)}{\Gamma(m)} m^{\left(\frac{M}{2}\right)^2} \quad (ก.16)$$

โมเมนต์และเวเรียนซ์

$$\overline{R^n} = \frac{\Gamma\left(m + \frac{n}{2}\right)}{\Gamma(m)} \left(\frac{\Omega}{m}\right)^{\frac{n}{2}}, R^{2n} = \left(\frac{\Omega}{m}\right)^n (m + n - 1)(m + n - 2) \dots m \quad (ก.17)$$

$$V(R^2) = \frac{\Omega^2}{m}, V(R) = \Omega \left[1 - \left(\frac{\Gamma\left(m + \frac{1}{2}\right)}{\sqrt{m}\Gamma(m)} \right)^2 \right] \cong \frac{\Omega}{5m} \quad (ก.18)$$

โดยที่ m และ n เป็นจำนวนเต็มบวก

สำหรับโมเมนต์และเวเรียนซ์จัดรูปในหน่วย dB แสดงได้ดังนี้

$$\overline{x} = \frac{M}{2} \{\varphi(m) - \log_e m\} \quad (ก.19)$$

$$\overline{x^2} = \left(\frac{M}{2}\right)^2 \{\varphi(m) - \log_e m\}^2 + \varphi(m) \quad (ก.20)$$

$$\overline{x^3} = \left(\frac{M}{2}\right)^3 \{[\varphi(m) - \log_e m]^3 + 3\varphi(m)[\varphi(m) - \log_e m] + \varphi''(m)\} \quad (ก.21)$$

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

ก.3.2 ตัวแปรเสริม m

ตัวแปรเสริม m แสดงได้ในพจน์ดังนี้

$$m = \frac{\Omega^2}{V(R^2)} = \frac{1}{V_N(R^2)} \quad (\text{ก.22})$$

โดย $V_N(R^2)$ คือ นอร์มัลไลซ์แวลวเรียนซ์ของ R^2 ดังนั้น m คือส่วนกลับค่านอร์มัลไลซ์แวลวเรียนซ์ของ R^2 ความสัมพันธ์ในการเฟดของสัญญาณในช่วง $N(P)$ หรือ $X_2 - X_1$

$$P = \int_{-\infty}^{x_1} M_z(x, m, 0) dx = \int_{x_2}^{\infty} M_z(x, m, 0) dx \quad (\text{ก.23})$$

จากการวิเคราะห์เชิงตัวเลขได้ว่า

$$N(P) = 10 \left(\frac{1}{m} + 0.2 \right) \log_{10} \frac{1}{P} + 1.5 \text{dB}, (m < 8) \quad (\text{ก.24})$$

จะเห็นได้ว่า $N(P)$ เป็นสัดส่วนเชิงเส้นกับ $1/m$ หรือรูปร่างเฟดดิ้ง (Fading figure)

ภาคผนวก ข
โปรแกรม

1. โปรแกรมการทำงานของระบบแสดงผลการวิเคราะห์ค่ากำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

1.1 ส่วนของการกำหนดค่าตัวแปรต่างๆ

```

clear all;

clc;

K = 30; % กำหนดผู้ใช้งานในระบบ

m = [0.5,0.75,1,2,3]; % ค่าตัวแปรการแจกแจงแบบนาคามิเอม

M = m(5); % กำหนดค่าตัวแปรการแจกแจงแบบนาคามิเอม

l = [2 3 4 5 6 8]; % จำนวนสาขาเครื่องรับเรค

L = l(1); % กำหนดค่าจำนวนสาขาเครื่องรับเรค

delta = [0 0.2 0.4 0.6 0.8]; % ค่าตัวแปรอัตราการลดทอนสัญญาณที่ยังเดินทาง
    มายังเครื่องรับ

d = delta(5); % กำหนดค่าตัวแปรอัตราการลดทอนสัญญาณ

q = Q(L,d); % เรียกใช้งานฟังก์ชันคิว

N = 127; % กำหนดค่าอัตราการขยายประมวลผล

Ebdb = [0:1:30]; % กำหนดค่าอัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณ
    รบกวน dB

%#####%

```

1.2 การคำนวณของโปรแกรมเพื่อหาค่าความน่าจะเป็นในการเกิดความผิดพลาดบิตเฉลี่ย จากสมการที่ 3.64

```

for i = 1:31

    Eb = 10^(Ebdb(i)/10); % เปลี่ยนค่าอัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณ
        รบกวนเป็น  $mW$ 

    b(i) = ZigmaQ(K,q,N,Eb); % เรียกใช้งานฟังก์ชันซิกม่า

end

A1 = 1/(sqrt(pi));

A2 = (Gamma(M*L))^(-1);

A3 = ((M*L)/q)^(M*L);

```

```

for i = 1:31
    A4_1 = sqrt(b(i))*Gamma((M*L)+0.5);
    A4_2 = (b(i)+((M*L)/q))^((M*L)+0.5);
    A4_3 = M*L*A4_2;
    A4(i) = A4_1/A4_2;
end

for i = 1:31
    x1 = M*L;
    x2 = (b(i)*q)+x1;
    x(i) = x1/x2;
    A5(i) = Hyper(x1,0.5,x(i));    % เรียกใช้งานฟังก์ชันไฮเปอร์
end

for i = 1:31
    A(i) = A1*A2*A3*A4(i)*A5(i);
end

%#####%

```

1.3 การแสดงผล

```

figure(1);
semilogy(Ebdb,P,'kv-.');
grid on;
axis([0 30 10^-6 10^0]);
legend('L = 2','L = 4','L = 5','L = 6','L = 8');
ylabel('\bf\itAverage Symbol Error Probability');
xlabel('\bf\it\bfSNR(dB)');
hold on;

```

2. โปรแกรมการทำงานของระบบแสดงผลการเปลี่ยนแปลงจำนวนผู้ใช้งานในระบบ

2.1 ส่วนของการกำหนดค่าตัวแปรต่างๆ

```

clear all;

clc;

K = [10:10:100];           % กำหนดผู้ใช้งานในระบบตั้งแต่ 10 ถึง 100
m = [0.5,0.75,1,2,3];    % ค่าตัวแปรการแจกแจงแบบนาคามิเอม
M = m(3);                 % กำหนดค่าตัวแปรการแจกแจงแบบนาคามิเอม
l = [2 3 4 5 6 8];       % จำนวนสาขาเครื่องรับเรด
L = l(5);                 % กำหนดค่าจำนวนสาขาเครื่องรับเรด
delta = [0 0.2 0.4 0.6 0.8]; % ค่าตัวแปรอัตราการลดทอนสัญญาณที่ยังเดินทาง
                           % มายังเครื่องรับ

d = delta(2);             % กำหนดค่าตัวแปรอัตราการลดทอนสัญญาณ
q = Q(L,d);              % เรียกใช้งานฟังก์ชันคิว
N = 127;                  % กำหนดค่าอัตราการขยายประมวลผล
Eb = 30;                  % กำหนดค่าอัตราส่วนกำลังงานสัญญาณต่อสัญญาณ
                           % รบกวน dB

%#####%

```

2.2 การคำนวณของโปรแกรมเพื่อหาค่าความน่าจะเป็นในการเกิดความผิดพลาดบิตเฉลี่ย จากสมการที่ 3.64

```

for i = 1:10
    b(i) = ZigmaQ(K(i),q,N,Eb);           % เรียกใช้งานฟังก์ชันซิกม่า
end

A1 = 1/(sqrt(pi));
A2 = (Gamma(M*L))^(-1);
A3 = ((M*L)/q)^(M*L);

for i = 1:10
    A4_1 = sqrt(b(i))*Gamma((M*L)+0.5);
    A4_2 = (b(i)+((M*L)/q))^((M*L)+0.5);
    A4_3 = M*L*A4_2;

```

```

    A4(i) = A4_1/A4_2;
end

for i = 1:10
    x1 = M*L;
    x2 = (b(i)*q)+x1;
    x(i) = x1/x2;
    A5(i) = Hyper(x1,0.5,x(i));           % เรียกใช้งานฟังก์ชันไฮเปอร์
end

for i = 1:10
    A(i) = A1*A2*A3*A4(i)*A5(i);
end

%#####%

```

2.3 การแสดงผล

```

figure(2);
semilogy(K,P,'ks-');
grid on;
axis([10 100 10^-8 10^-1]);
legend('m = 0.5','m = 1','m = 2','m = 3');
ylabel('\bf\itAverage Bit Error Probability');
xlabel('\bf\it\bfUser');
hold on;

```

3. โปรแกรมย่อย

3.1 ฟังก์ชัน Q

```
% Q calculate the parameter between L and d
% L -- branch of RAKE receiver L
% d -- power loss d
% Calculate parameter
function qpara = Q(L,delta)
qpara = 0;
for i = 0:(L-1)
    qpara = qpara+exp(-i*delta);
end
```

3.2 ฟังก์ชันซิกม่า

```
function z = ZigmaQ(K,q,N,Eb)
z1 = (q-1)/N;
z2 = (2*(K-1)*q)/(3*(N));
z3 = 1/(2*Eb);
z =(z1+z2+z3)^(-1);
```

3.3 Hyper(p,q,x) function

```
function h = Hyper(p,q,x)
h1 = p/(x^p);
h2 = (1-x)^(-q);
h3 = BETAINC(x,p,q); % เรียกใช้งานฟังก์ชันเบต้า
h = h1*h2*h3;
```

ภาคผนวก ค

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. เกรียงวุฒิ จรภักดี, กอบชัย เศรษฐาญ, “การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ DS-QPSK CDMA โดยใช้ช่องสัญญาณการจางแบบนาคากามิ,” วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 22, ฉบับที่ 4, หน้า 57-62, ธันวาคม, 2548.

ประวัติผู้เขียน

นายเกรียงวุฒิ จรภักดี เกิดเมื่อวันที่ 14 กันยายน พ.ศ.2518 ที่จังหวัดนครราชสีมา สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ในปีการศึกษา 2540 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2546 โดยปัจจุบันทำงานในตำแหน่งวิศวกรส่วนงานระบบสื่อสารข้อมูลที่ 2 ของบริษัท ทีโอที จำกัด(มหาชน)