

มอดูเลชันแบบปรับตัวได้กับเอ็มอาร์ที
บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคาгами

ADAPTIVE MODULATION WITH MRC
OVER NAKAGAMI FADING CHANNEL



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2548

ISBN 974-15-1604-5

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

มอดดูเลชั่นแบบปรับตัวได้กับเอ็มอาร์ซี
บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคากามิ

ADAPTIVE MODULATION WITH MRC
OVER NAKAGAMI FADING CHANNEL



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 60858
วัน,เดือน,ปี..... - 6 ก.ค. 2549

b..... 11590932
i.....

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2548

ISBN 974-15-1604-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ADAPTIVE MODULATION WITH MRC
OVER NAKAGAMI FADING CHANNEL**



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

2005

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2005

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อการเรียนการสอนและใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

มอดดูเลชันแบบปรับตัวได้กับเอ็มอาร์ซี

บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคากามิ

นักศึกษา

นาย กำพล หลุยยะพงศ์

รหัสประจำตัว

44611202

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมโทรคมนาคม

พ.ศ.

2548

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

ผศ.ดร. สุทธิชัย นพนาถิพงษ์

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม

รศ.นิภา กิติารุจิ

บทคัดย่อ

ในวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอ การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของมอดดูเลชันแบบปรับตัวได้ กับ ไดเวอร์ซิตีเอ็มอาร์ซี (Maximal Ratio Combining MRC Diversity) บนช่องสัญญาณที่เกิดการจาง หายนาคากามิเอ็ม (Nakagami-m) ในที่นี้พิจารณาการปรับตัวของมอดดูเลชันดังนี้คือ Quadrature Phase Shift Keying (QPSK), 8 Phase Shift Keying (8PSK), 16 Quadrature Amplitude Modulation (16QAM) และ 64 Quadrature Amplitude Modulation (64QAM) การปรับตัวของมอดดูเลชัน ปรับตัวได้ขึ้นกับค่า Threshold ของ อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Instantaneous Signal to Noise Ratio) การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบอาศัยวิธี โมเมนต์เจเนอเรติงฟังก์ชัน (Moment Generating Function) และ ใช้การแปลงผกผันลาปลาซเชิงตัวเลข (Numerical Inversion Laplace Transform) ซึ่งพิจารณาค่าเฉลี่ยทROUGHPUT (Average Throughput) และ ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่ เตจ (Outage Probability) โดยให้ค่าบิตผิดพลาด (Bit Error Rate) และกำลังส่งคงที่บนช่องสัญญาณ ที่เกิดการจางหายนาคากามิเอ็ม ทั้งกรณีเป็นแบบสหสัมพันธ์และไม่สหสัมพันธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Adaptive Modulation with MRC over Nakagami Fading Channel
Student	Mr. Kampon Louiyapong
Student ID.	44611202
Degree	Master of Engineering
Programme	Telecommunication Engineering
Year	2005
Thesis Advisor	Asst.Prof.Dr.Suthichai Noppanakeepong
Co-Advisor	Assoc.Prof.Nipha Leelaruji

ABSTRACT

This thesis presents a performance analysis of adaptive modulation with Maximal Ratio Combining (MRC) diversity reception over Nakagami-m fading channel. In this case we study adaptation of Quadrature Phase Shift Keying (QPSK), 8 Phase Shift Keying (8PSK), 16 Quadrature Amplitude Modulation (16QAM) and 64 Quadrature Amplitude Modulation (64QAM). The modulation mode is changed adaptively according to threshold of instantaneous signal to noise ratio (SNR). The system analysis is extended to constant power and constant probability of error, average throughput, and outage probability arrangement over correlated and independent identical distributions Nakagami-m fading channel based on Moment Generating Function (MGF) and Numerical Inversion of the Laplace Transform methods.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยความอนุเคราะห์จาก ผศ.ดร.สุทธิชัย นพนาถิพงษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้โอกาสและให้ความช่วยเหลือ ผู้วิจัยขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง ขอขอบพระคุณ รศ. นิภา ลีลารุจิ ที่ให้ความช่วยเหลือและคำปรึกษา

ขอขอบพระคุณ นอ.รศ.ดร.สรภฤช ศรีเกษม และ นอ.ผศ.ดร.พาทร์ธม สงวน โภคัย ที่ให้ความช่วยเหลือและคำปรึกษา

ขอขอบคุณอาจารย์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทความรู้ ตลอดจนแนวคิด อันก่อให้เกิดประโยชน์ต่อการศึกษาค้นคว้า วิทยานิพนธ์จนประสบผลสำเร็จ

ขอขอบคุณเพื่อน และบุคคลที่ผู้วิจัยไม่ได้กล่าวถึง ที่ให้ความสนับสนุนและช่วยเหลือ ในการทำวิทยานิพนธ์นี้

คุณค่า และประโยชน์ ที่เป็นผลมาจากวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ก้ำพล หลุยยะพงศ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของวิทยานิพนธ์และปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.6 ขั้นตอนการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ช่งสัญญาณ.....	5
2.1 พื้นฐานของการจางหาย.....	5
2.2 สาเหตุของการจางหาย.....	6
2.3 การแบ่งประเภทของช่งสัญญาณ.....	8
2.3.1 การจางหายแบบเบนราบ.....	8
2.3.2 การจางหายแบบเจาะจงความถี่.....	9
2.3.3 การจางหายแบบรวดเร็ว.....	10
2.3.4 การจางหายแบบช้า.....	10
2.4 แบบจำลองทางสถิติของช่งสัญญาณ.....	11
2.4.1 แบบจำลองของเรย์เล่ห์.....	12
2.4.2 แบบจำลองของนาคากามิ-ฮอยท์.....	14
2.4.3 แบบจำลองของนาคากามิ-ไรซ์.....	15
2.4.4 แบบจำลองของนาคากามิ-เอ็ม.....	17
2.4.5 แบบจำลองการจางหายแบบเจาะจงความถี่.....	20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 แบบจำลองและการปรับตัวของมอดูเลชัน.....	24
3.1 แบบจำลองการทำงาน.....	24
3.2 Switching Threshold.....	28
3.3 MRC Diversity.....	31
บทที่ 4 มอดูเลชันแบบปรับตัวได้.....	35
4.1 พื้นฐานของดิจิทัลมอดูเลชัน.....	35
4.1.1 หลักในการเลือกรูปแบบมอดูเลชัน.....	35
4.1.2 ความกว้างแถบความถี่และกำลังของมอดูเลชัน.....	38
4.1.3 การวิเคราะห์บิดเบี้ยวของมอดูเลชัน.....	42
4.1.3.1 M-ary Phase Shift Keying (M-PSK).....	42
4.1.3.1 M-ary Quadrature Amplitude Modulation (M-QAM).....	43
4.2 มอดูเลชันแบบปรับตัวได้.....	44
4.2.1 การประมาณค่าเฉลี่ยบิดเบี้ยว.....	46
4.2.2 การวัดประสิทธิภาพของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้.....	48
4.3 การประยุกต์เอ็มอาร์ซีโคเวอเรจตีร่วมกับมอดูเลชันแบบปรับตัวได้.....	49
4.3.1 ช่องสัญญาณแบบไม่สหสัมพันธ์ (Un Correlated Channel).....	49
4.3.2 ช่องสัญญาณแบบสหสัมพันธ์ (Correlated Channel).....	50
บทที่ 5 ผลการวิเคราะห์.....	57
5.1 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้กับ 8PSK	57
5.2 การวิเคราะห์ช่องสัญญาณที่เป็นอิสระจากกัน.....	57
5.3 การวิเคราะห์ช่องสัญญาณที่เกิดสหสัมพันธ์กันแต่ไม่เกิดผลกระทบของ PDP.....	57
5.4 การวิเคราะห์ช่องสัญญาณที่เกิดสหสัมพันธ์กันและเกิดผลกระทบของ PDP.....	58
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัย.....	88
เอกสารอ้างอิง.....	90

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์.....	91
ประวัติผู้เขียน.....	92



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การแบ่งประเภทช่องสัญญาณ.....	11
2.2 เปรียบเทียบช่องสัญญาณที่เกิดการจางหาย Moment Generating Function และพารามิเตอร์....	19
3.1 ตัวแปรการปรับตัวของมอดูเลชัน.....	28
3.2 ขบวนการปรับตัวของมอดูเลชัน.....	29
3.3 ค่า SNR แบ่งตามบิตผิดพลาดของมอดูเลชัน.....	30
4.1 รูปแบบของมอดูเลชัน.....	36



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การจางหายแบบหลายเส้นทาง.....	6
2.2 ความแรงของสัญญาณที่รับได้เมื่อผ่านช่องสัญญาณที่เกิดการจางหาย.....	6
2.3 สัญญาณที่รับได้เมื่อเกิดการจางหาย.....	7
2.4 PDF ของช่องสัญญาณ Rayleigh	13
2.5 PDF ของช่องสัญญาณ Nakagami-q Hoyt.....	15
2.6 PDF ของช่องสัญญาณ Nakagami-n Rice.....	16
2.7 PDF ของช่องสัญญาณ Nakagami-m.....	19
2.8 แบบจำลอง Tapped Delay Line (TDL).....	21
3.1 แบบจำลองการทำงาน.....	24
3.2 ลักษณะของ Frame ข้อมูลคำสั่ง.....	25
3.3 รูปแบบการทำงานการปรับตัวของมอดูเลชัน.....	26
3.4 ลักษณะการกำหนด SNR จาก Threshold Detector.....	27
3.5 SNR ที่ใช้ในการเปลี่ยนระดับการมอดูเลชัน.....	30
3.6 บล็อกโคอะแกรมของระบบมอดูเลชันแบบปรับตัวได้.....	31
3.7 แสดงโครงสร้างของ Diversity แบบ MRC.....	32
3.8 ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่แดงของเอ็มอาร์ซีโคเวอร์จี้ดี.....	33
4.1 รูปแบบของดิจิตอลมอดูเลชัน.....	38
4.2 ประสิทธิภาพของมอดูเลชันกรณีให้อัตราการส่งคงที่.....	40
4.3 ประสิทธิภาพของมอดูเลชันกรณีให้พลังงานในการส่งคงที่.....	40
4.4 ประสิทธิภาพของมอดูเลชันกรณีให้อัตราเฉลี่ยบิตผิดพลาดคงที่.....	41
4.5 ภาครับแบบอุดมคติ.....	42
4.6 General Modulator.....	44
4.7 บล็อกโคอะแกรมของระบบมอดูเลชันแบบปรับตัวได้.....	45
5.1 ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้เทียบกับ 8 PSK บนช่องสัญญาณคาถามิ ตัวแปรเสริมการจางหาย $m=0.5, 1, 2$ ให้ SNR มีค่า 15 dB.....	59
5.2 ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้เทียบกับ 8 PSK บนช่องสัญญาณคาถามิแบบสหสัมพันธ์ โดยใช้โคเวอร์จี้ดี $L=2$ ตัวแปรเสริมการ จางหาย $m=0.5, 1, 2$ และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ 0.4 ให้ SNR มีค่า 15 dB.....	60

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.3 ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้เทียบกับ 8 PSK บนช่องสัญญาณนาคาгами แบบสหสัมพันธ์ โดยใช้โคเวอริจันซ์ $L=2$ ตัวแปรเสริมการ จางหาย $m=0.5, 1, 2$ ly,xitlbmTbNlsly,ryoTN 0.4 และ PDP=1 ให้ SNR มีค่า 15 dB.....	61
5.4 ค่าเฉลี่ยทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ ที่มีการใช้โคเวอริจันซ์ และ ตัวแปรเสริมการจางหาย โดยให้ SNR มีค่าคงที่ 15 dB.....	62
5.5 ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ ที่มีการใช้โคเวอริจันซ์ และ ตัวแปรเสริมการจางหาย โดยให้ SNR มีค่าคงที่ 15 dB.....	63
5.6 ค่าเฉลี่ยทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคาгамиแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันซ์ $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR=15 dB.....	64
5.7 ค่าเฉลี่ยทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคาгамиแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันซ์ $L=3$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR=15 dB.....	65
5.8 ค่าเฉลี่ยทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคาгамиแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันซ์ $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR=20 dB.....	66
5.9 ค่าเฉลี่ยทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณ นาคาгамиแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันซ์ $L=3$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR=20 dB.....	67
5.10 ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณ นาคาгамиแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันซ์ $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR มีค่า 15 dB.....	68
5.11 ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณ นาคาгамиแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันซ์ $L=3$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR มีค่า 15 dB.....	69
5.12 ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณ นาคาгамиแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันซ์ $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR มีค่า 20 dB.....	70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.13 ค่าความน่าจะเป็นเฝ้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันซ์ $L=3$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมพันธ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR มีค่า 20 dB.....	71
5.14 ค่าเฉลี่ยทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันซ์ $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมพันธ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR=15 dB ซึ่งมีผลกระทบของ PDP=0.5.....	72
5.15 ค่าเฉลี่ยทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันซ์ $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมพันธ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR=15 dB ซึ่งมีผลกระทบของ PDP=1.....	73
5.16 ค่าเฉลี่ยทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันซ์ $L=3$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมพันธ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR=15 dB ซึ่งมีผลกระทบของ PDP=0.5.....	74
5.17 ค่าเฉลี่ยทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันซ์ $L=3$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมพันธ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR=15 dB ซึ่งมีผลกระทบของ PDP=1.....	75
5.18 ค่าเฉลี่ยทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันซ์ $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมพันธ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR=20 dB ซึ่งมีผลกระทบของ PDP=0.5.....	76
5.19 ค่าเฉลี่ยทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันซ์ $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมพันธ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR=20 dB ซึ่งมีผลกระทบของ PDP=1.....	77
5.20 ค่าเฉลี่ยทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันซ์ $L=3$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมพันธ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR=20 dB ซึ่งมีผลกระทบของ PDP=0.5.....	78
5.21 ค่าเฉลี่ยทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันซ์ $L=3$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมพันธ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR=20 dB ซึ่งมีผลกระทบของ PDP=1.....	79

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.22 ค่าความน่าจะเป็นเฝ้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอรัจดี $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ $SNR=15$ dB ซึ่งมีผลกระทบของ $PDP=0.5$	80
5.23 ค่าความน่าจะเป็นเฝ้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอรัจดี $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ $SNR=15$ dB ซึ่งมีผลกระทบของ $PDP=1$	81
5.24 ค่าความน่าจะเป็นเฝ้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอรัจดี $L=3$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ $SNR=15$ dB ซึ่งมีผลกระทบของ $PDP=0.5$	82
5.25 ค่าความน่าจะเป็นเฝ้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอรัจดี $L=3$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ $SNR=15$ dB ซึ่งมีผลกระทบของ $PDP=1$	83
5.26 ค่าความน่าจะเป็นเฝ้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอรัจดี $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ $SNR=20$ dB ซึ่งมีผลกระทบของ $PDP=0.5$	84
5.27 ค่าความน่าจะเป็นเฝ้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอรัจดี $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ $SNR=20$ dB ซึ่งมีผลกระทบของ $PDP=1$	85
5.28 ค่าความน่าจะเป็นเฝ้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอรัจดี $L=3$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ $SNR=20$ dB ซึ่งมีผลกระทบของ $PDP=0.5$	86
5.29 ค่าความน่าจะเป็นเฝ้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอรัจดี $L=3$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ $SNR=20$ dB ซึ่งมีผลกระทบของ $PDP=1$	87

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของวิทยานิพนธ์และปัญหา

การสื่อสารไร้สายได้เข้ามามีบทบาทในชีวิตประจำวัน โดยเฉพาะการใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ ซึ่งสามารถส่งได้ทั้งข้อมูล ภาพ และเสียง ผู้บริโภคมีแนวโน้มความต้องการใช้บริการเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว โดยจะเห็นได้จากจำนวนผู้ใช้บริการโทรศัพท์ระบบเคลื่อนที่ และการเพิ่มความหลากหลายของการใช้งาน รวมถึงการใช้งานระบบเครือข่ายไร้สายของคอมพิวเตอร์ที่เป็นมาตรฐานคือ IEEE 802.11 และ 802.16 เป็นต้น ส่งผลให้เกิดความต้องการแถบความถี่เพิ่มมากขึ้น เพื่อนำมารองรับการใช้งานที่สูงขึ้น ทำให้ความกว้างแถบความถี่ที่มีอยู่ในปัจจุบัน ไม่เพียงพอต่อการใช้งาน จึงได้มีการใช้เทคนิคที่เพิ่มประสิทธิภาพการใช้แถบความถี่รวมถึงการเพิ่มอัตราการส่งข้อมูล รวมถึงเทคนิคที่ใช้ป้องกันสัญญาณรบกวน เนื่องจากระบบสื่อสารไร้สายมีการใช้งานเป็นจำนวนมาก

การเกิดการจางหายในระบบสื่อสารไร้สาย ทำให้ประสิทธิภาพของระบบลดลงเป็นอย่างมาก การสื่อสารไร้สายที่ใช้การมอดูเลชันที่มีอัตราการส่งคงที่ตลอดการใช้งานนั้น พบว่าค่าความผิดพลาดจากการส่งข้อมูลมีค่าเพิ่มขึ้น [1-2] ในกรณีที่ทำการรับส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณที่เกิดการจางหาย การแก้ปัญหของช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายมีหลายวิธีเช่น การเข้ารหัสช่องสัญญาณ หรือการควบคุมกำลังส่ง ซึ่งวิธีเหล่านี้ก็มีข้อดีข้อเสียในการใช้งานเช่น ต้องใช้ความกว้างแถบความถี่เพิ่มขึ้น การเกิดสัญญาณรบกวนกับผู้ใช้รายอื่น เป็นต้น มอดูเลชันแบบปรับตัวได้เป็นเทคนิคหนึ่งที่ใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบสื่อสาร โดยจะทำการปรับอัตราการส่งให้เหมาะสมกับสภาพช่องสัญญาณในขณะนั้น สิ่งนี้เป็นเหตุผลหนึ่งในการเลือกใช้เทคนิคนี้สำหรับการสื่อสารไร้สายยุคใหม่ [9] ในการใช้งานมอดูเลชันแบบปรับตัวได้นิยมใช้กับการส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณที่เกิดการจางหาย การใช้เทคนิคมอดูเลชันแบบปรับตัวได้จะเกิดประสิทธิภาพก็ต่อเมื่อการประมาณค่าช่องสัญญาณทำได้ดี

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของการรับส่งข้อมูล โดยการปรับตัวและรูปแบบของมอดูเลชัน โดยเลือกโครงสร้างของการมอดูเลชันแบบ M-QAM (M-ary Quadrature Amplitude Modulation) และ M-PSK (M-ary Phase Shift Keying) เนื่องจากมอดูเลชันที่เลือกใช้นี้สามารถควบคุมความกว้างแถบความถี่ได้คงที่ และการดัดแปลงโครงสร้างของ M-QAM และ M-PSK นี้มีสถาปัตยกรรมการสร้างที่คล้ายกัน รวมถึงสามารถใช้วงจรขยายกำลังให้เกิดประสิทธิภาพของมอดูเลชันประเภทนี้ได้ดี การใช้เทคนิคมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ แตกต่างจากการรับส่งข้อมูลทั่วไปที่ใช้อัตราการส่งคงที่ โดยวิธีการที่ใช้อาศัยการตั้งค่า Threshold ถ้าค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณที่ส่งกับสัญญาณรบกวน (signal to noise ratio SNR) มีค่าที่ต่ำกว่า Threshold ที่ตั้ง ระบบ

จะทำการปรับมอดูเลชันให้มีอัตราการส่งข้อมูลลดลง ในทางกลับกันถ้าสัญญาณที่รับได้มีค่าสูงกว่า Threshold ที่ตั้งไว้ระบบจะทำการปรับมอดูเลชันให้มีอัตราการส่งข้อมูลเพิ่มขึ้น ทำให้ช่วยเพิ่มประสิทธิภาพการใช้แถบความถี่ได้เหมาะสมกับสภาพช่องสัญญาณขณะนั้น และยังรักษาค่าความผิดพลาดให้มีค่าคงที่ตลอดการใช้งานอีกด้วย ในกรณีสัญญาณที่รับได้มีค่าต่ำกว่า Threshold เริ่มต้นที่กำหนดไว้ระบบจะไม่สามารถทำการส่งข้อมูลได้ เรียกว่าเกิดเฮ้าท์เตจ (Outage) ซึ่งเป็นการวัดประสิทธิภาพของระบบสื่อสารไร้สายอีกวิธีหนึ่ง [3]

ในงานวิจัยนี้สนใจการวิเคราะห์มอดูเลชันแบบปรับตัวได้โดยอาศัย โครงสร้างของมอดูเลชัน ดังต่อไปนี้คือ Quadrature Phase Shift Keying (QPSK), 8 Phase Shift Keying (8PSK), 16 Quadrature Amplitude Modulation (16QAM) และ 64 Quadrature Amplitude Modulation (64QAM) กับไดเวอร์ซิตีแบบเอ็มอาร์ซี (MRC Diversity) โดยจะทำการวิเคราะห์ค่าเฉลี่ยทรูพุท (Average Throughput) และค่าความน่าจะเป็นที่เฮ้าท์เตจ (Outage probability) ที่ผ่านช่องสัญญาณนาคากามิเอ็ม (Nakagami-m) ที่เป็นแบบไม่สหสัมพันธ์ (Un-correlated) และแบบสหสัมพันธ์ (Correlated) โดยทำการเปลี่ยนพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณนาคากามิ ทำให้สามารถแสดงลักษณะช่องสัญญาณได้หลายชนิด เช่นช่องสัญญาณแบบเกาส์เซียนข้างเดียว (One Side Gaussian Channel) และช่องสัญญาณแบบเรย์เลห์ (Rayleigh Fading Channel) เป็นต้น โดยในแบบจำลองของระบบที่นำเสนอนี้ประยุกต์ไดเวอร์ซิตีแบบเอ็มอาร์ซีร่วมกับมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มาใช้ในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1.2.1 ศึกษาการทำงานของระบบสื่อสารไร้สาย โดยใช้มอดูเลชันแบบปรับตัวได้ และพิจารณาประสิทธิภาพของระบบด้วย ค่าเฉลี่ยทรูพุท และค่าความน่าจะเป็นเฮ้าท์เตจ

1.2.2 ศึกษาช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายนาคากามิ-เอ็ม แบบไม่สหสัมพันธ์ และแบบสหสัมพันธ์ เพื่อพิจารณาประสิทธิภาพของระบบเมื่อผ่านช่องสัญญาณที่เกิดการจางหาย

1.2.3 ศึกษาการประยุกต์ใช้ไดเวอร์ซิตีเอ็มอาร์ซี เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่เกิดการจางหาย

1.2.4 ประยุกต์การใช้งานแบบจำลองทางสถิติ และการคำนวณเชิงตัวเลขในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

มอดูเลชันแบบปรับตัวได้ควรจะมีความสามารถในการใช้ประสิทธิภาพของแถบความถี่ได้สูงกว่ามอดูเลชันแบบคงที่ โดยวัดได้จากค่าเฉลี่ยทรูพุท ในกรณีที่มอดูเลชันแบบปรับตัวได้ผ่านเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่องสัญญาณที่เกิดการจางหาย ค่าเฉลี่ยทรูพุทจะมีค่าลดลง และกรณีที่ระบบผ่านช่องสัญญาณแบบ สหสัมพันธ์ สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของช่องสัญญาณ และ Power Delay Profile มีผลทำให้ ประสิทธิภาพของระบบลดลงเป็นอย่างมาก ถ้านำโคเวอริจันซ์แบบเอ็มอาร์ซี มาประยุกต์กับมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ จะส่งผลให้ค่าเฉลี่ยทรูพุทมีค่าสูงขึ้น และค่าความน่าจะเป็นเ้าท์เดจมีค่าลดลง

1.4 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ในด้านของอัตราเฉลี่ยทรูพุท และค่าความน่าจะเป็นเ้าท์เดจ ในระบบสื่อสารไร้สายทั่วไปที่ใช้การมอดูเลชันแบบคงที่ ต้องเผื่อกำลังส่งในกรณีที่ต้องการรักษาค่าบิตผิดพลาดที่ต้องการ ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนต่อผู้ใช้อย่างอื่น และ ไม่สามารถใช้ความกว้างแถบความถี่ให้เกิดประสิทธิภาพได้ ในวิทยานิพนธ์จึงนำเสนอการใช้เทคนิคมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ ที่สามารถรักษาค่าบิตผิดพลาดให้คงที่ และใช้ประสิทธิภาพของความกว้างแถบความถี่ได้ดี ซึ่งสามารถทำให้ระบบที่นำเสนอนี้ต้องการค่า SNR น้อยกว่าระบบที่ใช้มอดูเลชันแบบคงที่

1.5 ขอบเขตการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอการวิเคราะห์มอดูเลชันแบบปรับตัวได้ กับโคเวอริจันซ์เอ็มอาร์ซี บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายนาคากามิเอ็ม ทั้งแบบไม่สหสัมพันธ์และแบบสหสัมพันธ์ โดยพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหาย จำนวนโคเวอริจันซ์ ค่าเฉลี่ย SNR สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของช่องสัญญาณ Power Delay Profile แบบ เอ็กซ์โปเนนเชียล เพื่อวิเคราะห์ค่าเฉลี่ยทรูพุท และค่าความน่าจะเป็นเ้าท์เดจ โดยอาศัย Moment Generating Function และ การคำนวณเชิงตัวเลข

1.6 ขั้นตอนการศึกษา

ประกอบไปด้วยรายละเอียดตามส่วนดังต่อไปนี้

บทคัดย่อ

บทที่ 1 บทนำ

กล่าวถึงความเป็นมาของวิทยานิพนธ์และปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ การศึกษา สมมติฐานการศึกษา แนวคิดและทฤษฎีที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัย

บทที่ 2 ช่องสัญญาณ

กล่าวถึงช่องสัญญาณที่เกิดการจางหาย สาเหตุในการเกิดการจางหาย แบบจำลองของช่องสัญญาณทางสถิติที่นิยมใช้ในการพิจารณาประสิทธิภาพของระบบสื่อสารไร้สาย รวมถึงการนิยามช่องสัญญาณโดยอาศัย Moment Generating Function

บทที่ 3 แบบจำลองและการปรับตัวของมอดูเลชัน

กล่าวถึงแบบจำลองที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ การเปลี่ยนระดับการมอดูเลชัน Switching Threshold การกำหนดค่า SNR ในแต่ละย่านการปรับระดับ

บทที่ 4 มอดูเลชันแบบปรับตัวได้

กล่าวถึง การแบ่งรูปแบบของมอดูเลชัน ประสิทธิภาพของมอดูเลชัน ค่าเฉลี่ยบิตผิดพลาดของมอดูเลชัน โครงสร้างและหลักการของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ การประยุกต์โคเวอรัจดีเอ็มอาร์ซีกับมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหาย การคำนวณเชิงตัวเลข ประสิทธิภาพของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้

บทที่ 5 ผลการวิเคราะห์

กล่าวถึงผลที่ได้จากการจำลองระบบทางคณิตศาสตร์จากบทที่ 4 แสดงผลที่ได้จากการวิเคราะห์ ตัวแปรเสริมการจางหาย จำนวนโคเวอรัจดีเอ็มอาร์ซี ค่าเฉลี่ย SNR สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของช่องสัญญาณ Power Delay Profile แบบ เอ็กซ์โปเนนเชียล

บทที่ 6 สรุปผลการวิเคราะห์

บทที่ 2

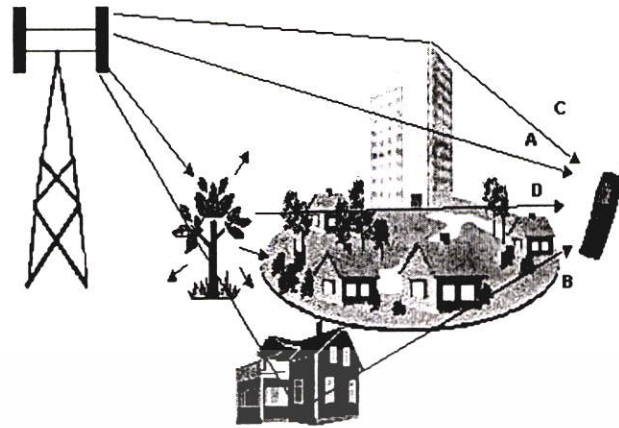
ช่องสัญญาณ

ในการสื่อสารไร้สาย สัญญาณที่มาจากเครื่องส่งจะมาถึงสายอากาศที่เครื่องรับได้นั้นจะมีหลายทิศทาง โดยที่การแพร่กระจายคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะเกิดการสะท้อน เลี้ยวเบน หักเห หรือกระจายได้ ขึ้นอยู่กับสิ่งแวดล้อมในขณะนั้น [4] เช่นบริเวณในเมือง นอกเมือง ในกรณีที่เป็น การสื่อสารระยะไกลก็จะมีผลกระทบจากชั้นบรรยากาศ ไออน่าและความชื้น ผลที่ได้คือสัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศจะประกอบไปด้วย องค์ประกอบของสัญญาณหลายสัญญาณ บางครั้งเรียกว่า สัญญาณหลายเส้นทาง (Multipath Signal) ในบางครั้งมีสัญญาณหลัก (Line of sight LOS) รวมอยู่ด้วย สัญญาณหลายเส้นทางจะมีค่าเวลาหน่วงและขนาดที่แตกต่างกัน เวลาหน่วงที่ต่างกันนี้ส่งผลให้เกิดเฟสที่แตกต่างกัน ดังนั้นผลของสัญญาณที่มีองค์ประกอบต่างกันนี้จะเปลี่ยนแปลงทั้งขนาดและเฟส ทำให้สัญญาณที่รับได้มีขนาดที่เปลี่ยนแปลงปรากฏการณ์นี้เรียกว่า การจางหาย (Fading) อย่างไรก็ตามการจางหายจะมีทั้งแบบระยะยาว (Long Term Fading) และระยะสั้น (Short Term Fading) การเกิดการจางหายหลายเส้นทาง (Multipath Fading) เป็นการจางหายระยะสั้น ทำให้เกิดการบกพร่องกันระหว่างสัญลักษณ์ (Inter Symbol Interference ISI) สำหรับสัญญาณดิจิทัล ซึ่งในกรณีช่องสัญญาณ โทรศัพท์เคลื่อนที่จะเกิดการเลื่อนความถี่ดอปเปลอร์ (Doppler Shift) เนื่องมาจากการเคลื่อนที่ การเคลื่อนของความถี่ดอปเปลอร์เป็นสาเหตุให้เกิดความถี่พาหะเปลี่ยนแปลง (Carrier Frequency Shift) และแถบความกว้างของความถี่กระจายออก (Bandwidth Spread) เป็นสาเหตุให้ประสิทธิภาพของมอดูเลชัน (Modulation) ลดลงเมื่อเทียบกับช่องสัญญาณที่มีการรบกวนเกาส์เซียนขาว (Additive White Gaussian Noise AWGN)

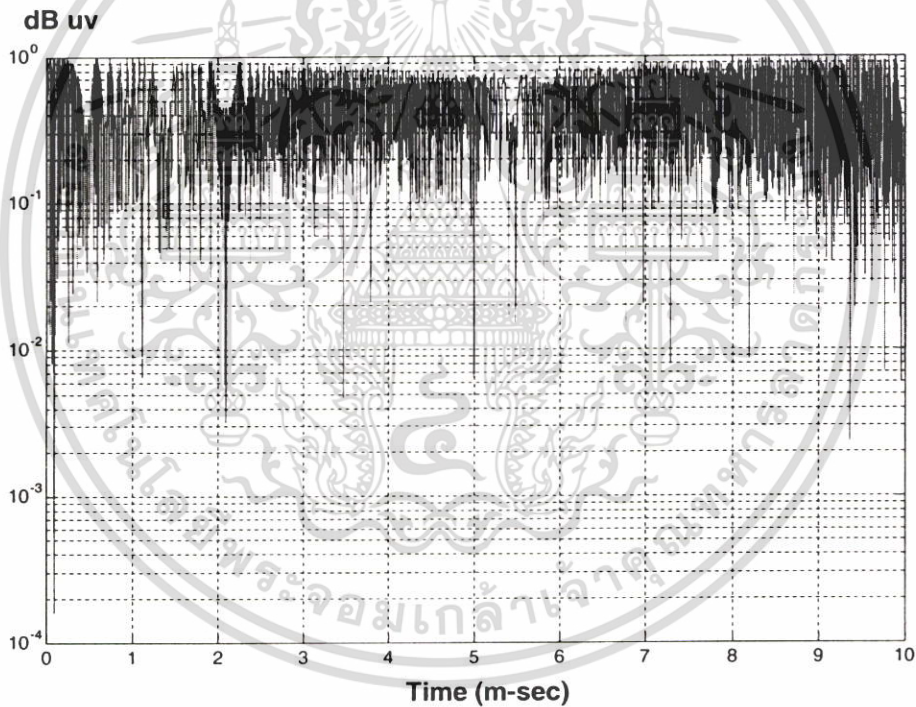
2.1 พื้นฐานของการจางหาย

จากรูปที่ 2.1 แสดงให้เห็นลักษณะการจางหายระหว่างสถานีส่งและโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซึ่งเกิดการสะท้อนตึก ภูเขา หรือสิ่งก่อสร้าง สังเกตได้ว่าระหว่างสถานีส่งกับโทรศัพท์เคลื่อนที่จะมีเส้นทางจำนวนมาก ซึ่งในแต่ละเส้นทางจะเกิดการสะท้อนและกระจายจากสิ่งรอบข้างทำให้เกิดการลดทอนและสูญเสีย เรียกว่าการจางหายหลายเส้นทาง ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.1 เช่น เส้นทาง A จะเป็นสัญญาณหลัก เส้นทางอื่น (B, C, D) จะเป็นสัญญาณที่ถูกสะท้อนจากสิ่งแวดล้อม ทำให้เกิดการเลี้ยวเบน หักเห หรือ แดกกระจายเป็นผลให้เกิดสัญญาณหลายเส้นทางและมีเวลาหน่วงที่ต่างกัน ดังนั้นสัญญาณที่รับได้จะมีองค์ประกอบของสัญญาณเป็นจำนวนมาก ในบางครั้งจะมีส่วนที่เสริมกันทำให้มีความแรงของสัญญาณสูง ในบางครั้งจะมีส่วนที่หักล้างกันทำให้สัญญาณมีความแรงต่ำ ผลที่ได้คือที่คือความแรงของสัญญาณ ซึ่งมีค่าสูงบ้างต่ำบ้างซึ่งเปลี่ยนแปลงตามเวลาแสดงในรูปที่ 2.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง การคัดลอกหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย



รูปที่ 2.1 การจางหายแบบหลายเส้นทาง



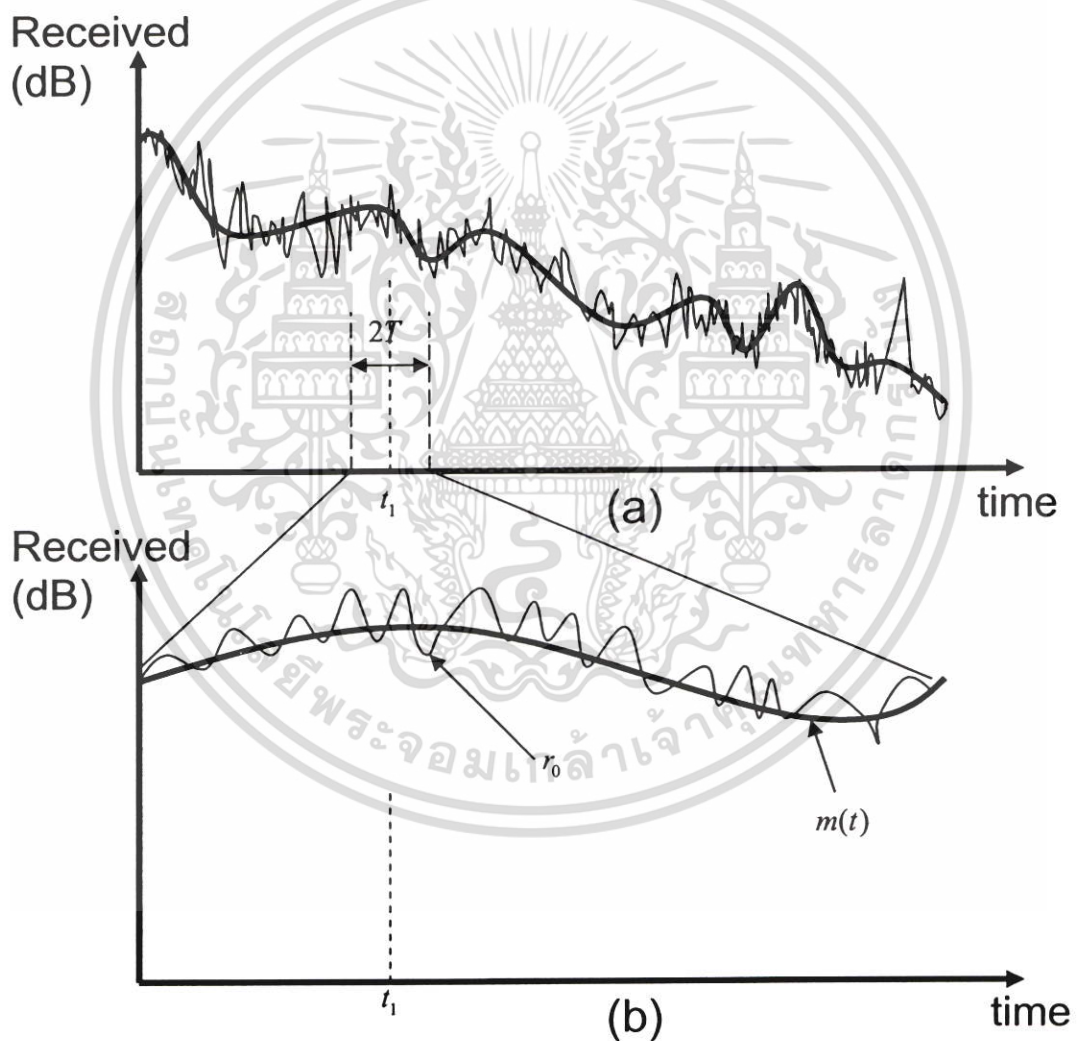
รูปที่ 2.2 ความแรงของสัญญาณที่รับได้เมื่อผ่านช่องสัญญาณที่เกิดการจางหาย

2.2 สาเหตุของการจางหาย

การจางหายเกิดขึ้นจากการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณอย่างรวดเร็ว และธรรมชาติของการแพร่กระจายคลื่นวิทยุ ลักษณะของการแพร่กระจายคลื่นวิทยุ นั้นจะถูกกำหนดด้วยความยาวของคลื่นพาหะที่ใช้ในการสื่อสาร ถ้าคลื่นวิทยุที่แพร่กระจายจากสายอากาศแล้วไปกระทบกับวัตถุรอบข้างที่มีขนาดเท่ากับความยาวของคลื่นพาหะ จะทำให้คลื่นวิทยุที่แพร่กระจายเปลี่ยนแปลง โดยเกิดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสะท้อนและหักเห ทำให้ที่ภาครับสัญญาณได้เป็นจำนวนมากซึ่งประกอบไปด้วย 2 ส่วนคือ คลื่นตรงและคลื่นสะท้อน ดังนั้นภาครับจะรับสัญญาณหลายองค์ประกอบบางครั้งคลื่นจะมีส่วนเสริมกันหรือเฟสตรงกันทำให้พลังงานมีค่าสูง บางครั้งคลื่นจะหักล้างหรือเฟสต่างกันกันทำให้พลังงานมีค่าต่ำ ผลลัพธ์ที่ได้คือสัญญาณที่รับได้นั้นจะเกิดการแกว่งมากบ้างน้อยบ้าง ซึ่งเราเรียกว่า การจางหายของสัญญาณ

ลักษณะการจางหายที่พบนั้นแบ่งออกได้หลายรูปแบบ ในที่นี้จะพิจารณาว่า การจางหายประกอบไปด้วยการจางหายระยะสั้น (Short Term Fading) $r_0(t)$ และการจางหายระยะยาว (Long Term Fading) $m(t)$ ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 สัญญาณที่รับได้เมื่อเกิดการจางหาย

(a) สัญญาณที่รับได้เมื่อเกิดการจางหาย

(b) สัญญาณการจางหายระยะสั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.3 แสดงให้เห็นถึงความแตกต่างของค่า $m(t)$ และ $r_0(t)$ ถ้าพิจารณาให้ $r(t)$ เป็นสัญญาณที่รับได้จากเครื่องรับ สัญญาณที่รับได้จะประกอบไปด้วยสัญญาณ 2 ส่วนคือ $m(t)$ และ $r_0(t)$ ดังแสดงในสมการที่ 2.1

$$r(t) = m(t)r_0(t) \quad (2.1)$$

องค์ประกอบ $m(t)$ คือค่าเฉลี่ยของการจางหายระยะยาวเรียกว่า โลคอลลีน (Local Mean) หรือ การจางหายล็อกนอร์มอล (Log-Normal Fading) และ $r_0(t)$ คือการจางหายระยะสั้น

โดยทั่วไปแล้วการจางหายระยะยาวนั้นขึ้นกับระยะทาง และการจางหายระยะสั้นนั้นเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณและการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งปัญหาของการสื่อสารไร้สายในปัจจุบันพบว่า การจางหายระยะสั้นนั้นมีผลกระทบต่อระบบสื่อสารที่มีการเคลื่อนที่ เช่นระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่

2.3 การแบ่งประเภทของช่องสัญญาณ

ประเภทของช่องสัญญาณสามารถแบ่งออกได้ตามพารามิเตอร์ที่สำคัญ เช่น ปราบกฎการณ์ การเลื่อนความถี่คอปเปอร์ ซึ่งผลมาจากอุปกรณ์รับสัญญาณมีการเคลื่อนที่ จะส่งผลให้สัญญาณที่รับได้มีความถี่เปลี่ยนแปลง และปรากฏการณ์การกระจายทางเวลา ซึ่งเกิดจากความล่าช้าของสัญญาณที่ส่งผ่านในแต่ละเส้นทางที่มีระยะทางที่ไม่เท่ากัน เป็นผลมาจากสัญญาณบางส่วนเกิดการสะท้อนวัตถุหลายครั้งกว่าจะเดินทางมาถึงเครื่องรับ ในสถานการณ์จริงการเคลื่อนที่จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงขนาดและเฟสของสัญญาณแบบกระบวนการสุ่ม และยังสามารถแบ่งประเภทของช่องสัญญาณตามรูปแบบของสถิติด้วยเช่นกัน โดยพารามิเตอร์ที่กล่าวไปสามารถใช้ในการแบ่งช่องสัญญาณได้ดังนี้

2.3.1 การจางหายแบบแบนราบ (Flat Fading)

ช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบแบนราบในบางกรณีนิยมเรียกว่า การจางหายแบบไม่เจาะจงความถี่ (Frequency nonselective fading) โดยที่ถ้าช่องสัญญาณมีอัตราการขยายคงที่และเฟสเป็นเชิงเส้นบนความถี่แบนความถี่ซึ่งมีค่าสูงกว่าความถี่แบนความถี่การจางหายของสัญญาณแล้ว การจางหายของช่องสัญญาณจะเป็นแบนราบ หรือการจางหายแบบไม่เจาะจงความถี่ อย่างไรก็ตามความแรงของสัญญาณจะเปลี่ยนตามเวลา ในที่นี้นิยามคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบแบนราบดังนี้

$$B_c \gg B_s \quad (2.2)$$

หรือ ในกรณีที่พิจารณาการกระจายทางเวลาหนึ่ง

$$\sigma_r \ll T_s \quad (2.3)$$

เมื่อ B_s คือความกว้างแถบความถี่ของสัญญาณ และ T_s คือคาบเวลาของสัญญาณ ถ้าความกว้างแถบความถี่โคฮีเร้นท์ (Coherence) ของช่องสัญญาณ B_c มีค่ามากกว่า ความกว้างแถบความถี่ของสัญญาณ B_s ถือว่าเป็นแบบแบนราบ หรือ แบบไม่เจาะจงความถี่ และถ้าค่ากำลังสองเฉลี่ยของการกระจายเวลาหนึ่ง σ_r มีค่าน้อยกว่าคาบเวลาของสัญญาณที่ส่ง T_s โดยที่ผลตอบสนองทางความถี่เป็นแบบแบนราบผลตอบสนองอิมพัลส์ สามารถเขียนได้ในรูปของเดลต้าฟังก์ชัน ที่ปราศจากเวลาหนึ่ง (Delta function)

2.3.2 การจางหายแบบเจาะจงความถี่ (Frequency Selective Fading)

ถ้าช่องสัญญาณมีค่าการขยายคงที่ เฟสเชิงเส้นบนความถี่ซึ่งมีค่าน้อยกว่าความถี่ของสัญญาณ แล้วสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเจาะจงความถี่เป็นเหตุให้โครงสร้างของสัญญาณที่รับได้มีขนาดสัญญาณและเวลาหนึ่งที่ต่างกัน สิ่งที่เกี่ยวข้องไม่ได้คือการกระจายเวลาของการส่งสัญญาณ สัญญาณที่รับได้นั้นจะมีการรบกวนกันระหว่างสัญลักษณ์ ในมิติของความถี่บางองค์ประกอบจะมีการขยายมากกว่าองค์ประกอบอื่น แบบจำลองการจางหายแบบเจาะจงความถี่นั้นยุ่งยากกว่าช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบแบนราบ แต่ละเส้นทางของสัญญาณต้องทำแบบจำลองที่เป็นตัวกรองแบบเชิงเส้น โดยที่แบบจำลองเป็นการปรับปรุงจากการวัดแบบแถบความถี่กว้าง ในส่วนของพารามิเตอร์มีดังนี้

$$B_c < B_s \quad (2.4)$$

หรือ ในกรณีที่พิจารณาการกระจายทางเวลาหนึ่ง

$$\sigma_r > T_s \quad (2.5)$$

ถ้า ความกว้างแถบความถี่โคฮีเร้นท์ ของช่องสัญญาณ มีค่าน้อยกว่า ความถี่ของสัญญาณ หรือ ค่ากำลังสองเฉลี่ยของการกระจายเวลาหนึ่ง มีค่ามากกว่า คาบเวลาของสัญลักษณ์ (Symbol period) จะเป็นช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเจาะจงความถี่ กฎนี้เป็นสิ่งสำคัญในการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เล็กกว่าเป็นช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่ หรือกฎทั่วไปก็คือถ้า $\sigma_r > 0.1T_c$ จะเป็นช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่

2.3.3 การจางหายแบบรวดเร็ว (Fast Fading)

ถ้าผลตอบสนองอิมพัลส์ ของช่องสัญญาณนั้นมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วในระหว่างสัญลักษณ์ ช่องสัญญาณนั้นจะเป็นการจางหายแบบรวดเร็ว ถ้านอกเหนือจากนี้จะเป็นการจางหายแบบช้า (Slow Fading) การเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วของ ผลตอบสนองอิมพัลส์ นั้นเกิดจากการเคลื่อนที่ หรือ การกระจายคอปเพลอร์ เมื่อ โคฮีเรนซ์ไทม์ T_c ของช่องสัญญาณมีค่าน้อยกว่า ความกว้างของสัญลักษณ์ หรือ การกระจาย คอปเพลอร์ B_D มีค่ามากกว่า ความกว้างแถบความถี่ของสัญญาณ นั้นผ่านการจางหายแบบรวดเร็วดังนี้

$$T_r > T_c \quad (2.6)$$

หรือ ในกรณีที่พิจารณาความกว้างของแถบความถี่

$$B_r < B_D \quad (2.7)$$

2.3.4 การจางหายแบบช้า (Slow fading)

ถ้าช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงน้อยกว่าอัตราการเปลี่ยนของสัญลักษณ์ จะเรียกว่าเป็นช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบช้า โคฮีเรนซ์ไทม์ของช่องสัญญาณ มีค่ามากกว่า ความกว้างของสัญลักษณ์ หรือ การกระจายคอปเพลอร์มีค่าน้อยกว่า ความกว้างแถบความถี่ของสัญญาณ

$$T_r \ll T_c \quad (2.8)$$

หรือ ในกรณีที่พิจารณาความกว้างของแถบความถี่

$$B_r \gg B_D \quad (2.9)$$

จากการแบ่งประเภทของช่องสัญญาณตามหัวข้อที่กล่าวมาแล้วนั้นสามารถสรุปลักษณะประเภทของช่องสัญญาณได้ตามพารามิเตอร์หลักคือขึ้นกับ การกระจายของเวลาหน่วง และ การเลื่อนของความถี่คอปเพลอร์ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 การแบ่งประเภทของช่องสัญญาณ

Based on Multipath time delay spread	
Flat Fading	Frequency Selective Fading
$B_c \gg B_s$	$B_c < B_s$
$\sigma_\tau \ll T_s$	$\sigma_\tau > T_s$
Based on Doppler frequency spread	
Fast Fading	Slow Fading
$B_D > B_s$	$B_D \ll B_s$
$T_c < T_s$	$T_c \gg T_s$

2.4 แบบจำลองทางสถิติของช่องสัญญาณ modeling of fading Channels

คุณลักษณะของช่องสัญญาณที่เกิดการจางหาย สามารถใช้การกระจายตัวทางสถิติมาเพื่อพิจารณาได้ เมื่อมีการกระจายตัวเป็นจำนวนมาก เช่นในกรณีที่มีการแพร่กระจายคลื่นในชั้นบรรยากาศ ไอโอโนสเฟียร์ (Ionosphere) โดยประยุกต์กับทฤษฎีการเข้าสู่ศูนย์กลาง (Central limit theorem) ตัวอย่างคือ การใช้แบบจำลองของเกาส์ (Gaussians) สำหรับผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ และยังมีแบบจำลองอื่นที่นิยมใช้ในการวิเคราะห์ช่องสัญญาณตามแต่สภาพแวดล้อมที่พิจารณา

เมื่อผลกระทบของการจางหายเกิดกับระบบแบนด์แคบ (Narrowband system) ที่เครื่องรับสัญญาณที่ได้รับได้ถูก มอดูเลตด้วยขนาดของการจางหาย α เมื่อ α คือตัวแปรสุ่มที่มีค่า กำลังสองเฉลี่ย $\Omega = \overline{\alpha^2}$ และค่าฟังก์ชันความน่าจะเป็นหนาแน่น (Probability Density Function PDF) $p_\alpha(\alpha)$ ซึ่งค่า PDF นี้ขึ้นกับธรรมชาติของการแพร่กระจายคลื่นวิทยุ หลังจากสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแล้วที่เครื่องรับสัญญาณจะถูกรบกวนด้วย สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาว additive white Gaussian noise (AWGN) ซึ่งในทางปฏิบัติแล้วพิจารณาให้เป็นอิสระจากกันทางสถิติกับขนาดของการจางหาย โดยที่ค่า One sided power spectral density N_0 มีหน่วย (W/Hz) สัญญาณที่ได้รับได้มีการมอดูเลตด้วย α^2 ดังนั้นการนิยามค่า Instantaneous Signal to Noise power ratio (SNR) ต่อสัญลักษณ์ คือ $\gamma = \alpha^2 E_s / N_0$ และค่าเฉลี่ย SNR คือ $\bar{\gamma} = \Omega E_s / N_0$ เมื่อ E_s คือพลังงานต่อสัญลักษณ์ ในที่นี้ PDF ของ γ หาได้โดยการเปลี่ยนตัวแปรและกระจายใน PDF ของการจางหาย $p_\alpha(\alpha)$ ของ α ได้ดังนี้

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{p_\alpha(\sqrt{\Omega\gamma/\bar{\gamma}})}{2\sqrt{\gamma\bar{\gamma}}/\Omega} \quad (2.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า Moment Generating Function (MGF) $M_\gamma(s)$ ของ PDF การจางหายนิยามดังนี้

$$M_\gamma(s) = \int_0^{\infty} p_\gamma(\gamma) e^{s\gamma} d\gamma \quad (2.11)$$

สิ่งสำคัญอีกประการหนึ่งคือ คุณลักษณะเฉพาะทางสถิติของช่องสัญญาณที่เกิดการจางหาย ในที่นี้คือ Amount of Fading (AF) หรือ Fading Figure ซึ่งนิยามดังนี้

$$AF = \frac{\text{var}(\alpha^2)}{(E[\alpha^2])^2} = \frac{E[(\alpha^2 - \Omega^2)]}{\Omega^2} = \frac{E(\gamma^2) - (E[\gamma])^2}{(E[\gamma])^2} \quad (2.12)$$

โดยที่ E คือ ค่าเฉลี่ยทางสถิติ และ var คือ Variance และ Ω คือ Fading Power

2.4.1 แบบจำลองของ เรย์เลห์ (Rayleigh Model)

การกระจายตัวแบบ Rayleigh ถูกใช้เป็นแบบจำลองในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบสื่อสารโดยทั่วไปเสมอ แบบจำลองนี้จะไม่มีเส้นทางสัญญาณหลัก มีแต่สัญญาณในเส้นทางสะท้อน โดยที่ขนาดของการจางหาย α สามารถเขียนในรูปของกระบวนการสุ่มที่มีค่า PDF ได้ดังนี้

$$p_{\alpha_l}(\alpha_l; \Omega_l) = \frac{2\alpha_l}{\Omega_l} \exp\left(-\frac{\alpha_l^2}{\Omega_l}\right), \quad \alpha_l \geq 0 \quad (2.13)$$

อาศัยความสัมพันธ์ Instantaneous SNR ต่อสัญญาณของช่องสัญญาณ γ สามารถกระจายในทอแมอ์เอ็กซ์โปเนนเชียลได้ดังนี้

$$p_{\gamma_l}(\gamma_l; \bar{\gamma}_l) = \frac{1}{\bar{\gamma}_l} \exp\left(-\frac{\gamma_l}{\bar{\gamma}_l}\right), \quad \gamma_l \geq 0 \quad (2.14)$$

Moment Generating Function ของแบบจำลอง Rayleigh แสดงได้ดังนี้

$$M_\gamma(s; \bar{\gamma}) = (1 - s\bar{\gamma})^{-1} \quad (2.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

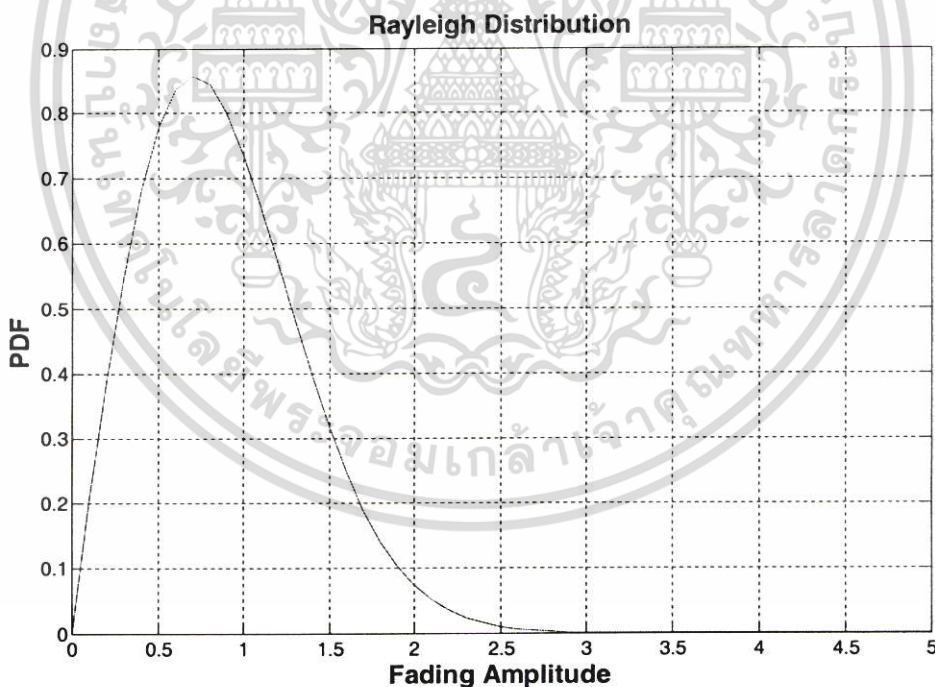
Moment อันดับที่ k ของแบบจำลองเขียนได้ดังนี้

$$E[\gamma^k] = \Gamma(1+k)\gamma^{-k} \quad (2.16)$$

โดยที่ $\Gamma(\cdot)$ คือฟังก์ชันแกมมา เขียนได้ดังนี้

$$\Gamma(m) = \int_0^{\infty} t^{m-1} e^{-t} dt \quad m > 0 \quad (2.17)$$

แบบจำลองของ Rayleigh มีค่า Amount Fading เท่ากับ 1 และในทางปฏิบัติแบบจำลองนี้ได้ นำไปใช้ในการหาประสิทธิภาพของระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ รวมไปถึงการส่งข้อมูลผ่าน ช่องสัญญาณไร้สายอย่างกว้างขวาง เมื่อไม่มีการพิจารณาสัญญาณในเส้นทางหลักระหว่างเครื่องรับ และเครื่องส่ง



รูปที่ 2.4 PDF ของช่องสัญญาณ Raleigh

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2 แบบจำลองของ นาคากามิ-ฮอยท์ (Nakagami-q (Hoyt) Model)

การกระจายตัวแบบ Nakagami -q อ้างอิงจากการกระจายตัวแบบ Hoyt แสดงดังสมการ

$$p_{\alpha_i}(\alpha_i; \Omega_i, q_i) = \frac{(1+q_i^2)\alpha_i}{q_i\Omega_i} \exp\left(-\frac{(1+q_i^2)\alpha_i}{q_i\Omega_i}\right) I_0\left(\frac{(1-q_i^4)\alpha_i^2}{4q_i^2\Omega_i}\right), \quad \alpha_i > 0 \quad (2.18)$$

เมื่อ I_0 คือ Zero Order Modified Bessel Function of the First Kinds และ q คือ ตัวแปรเสริมการจางหายมีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 1 อาศัยความสัมพันธ์จากสมการที่ 2.10 สามารถแสดงได้ในรูปของ SNR ต่อสัญลักษณ์ของช่องสัญญาณ γ ดังนั้นสามารถเขียนการกระจายได้ดังนี้

$$p_{\gamma_i}(\gamma_i; \gamma_i, q_i) = \frac{1+q_i^2}{2q_i\gamma_i} \exp\left[-\frac{(1+q_i^2)\gamma_i}{4q_i^2\gamma_i}\right] I_0\left(\frac{(1-q_i^4)\gamma_i}{4q_i^2\gamma_i}\right), \quad \gamma_i \geq 0 \quad (2.19)$$

และสามารถเขียนในรูปของ MGF ได้ดังนี้

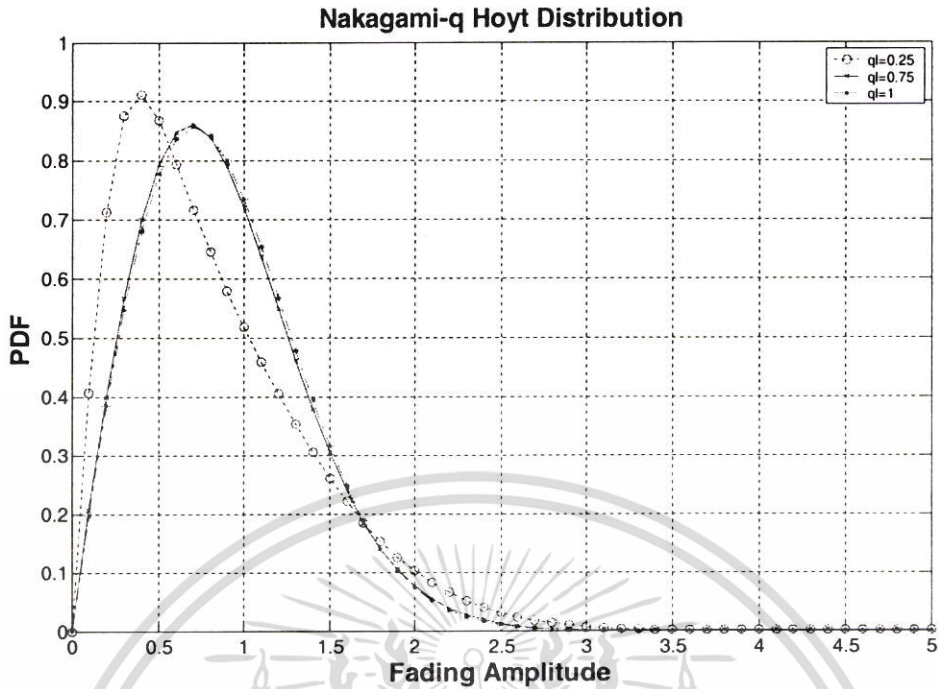
$$M_{\gamma_i}(s; \gamma_i) = \left[1 - 2s\gamma_i + \frac{(2s\gamma_i)^2 q_i^2}{(1+q_i^2)^2}\right]^{-1/2} \quad (2.20)$$

Moment อันดับที่ k ของแบบจำลองนี้สามารถแสดงได้ดังนี้

$$E(\gamma_i^k) = \Gamma(1+k) {}_2F_1\left(-\frac{k-1}{2}, -\frac{k}{2}; 1, \left(\frac{1-q_i^2}{1+q_i^2}\right)^2\right) \gamma_i^k \quad (2.21)$$

เมื่อ ${}_2F_1(\dots)$ คือ Gauss Hyper geometric Function และ AF ของการกระจายตัวแบบ Nakagami-q คือ

$$AF_q = \frac{2(1+q^4)}{(1+q^2)^2}, \quad 0 \leq q \leq 1 \quad (2.22)$$



รูปที่ 2.5 PDF ของช่องสัญญาณ Nakagami-q Hoyt

ช่วงของตัวแปรเสริมการจางระหว่าง $(q = 1)$ และ $(q = 0)$ การกระจายตัวแบบ Nakagami-q เริ่มตั้งแต่ช่วง One Side Gaussian Fading $(q = 0)$ ถึง Rayleigh Fading $(q = 1)$ และในทางปฏิบัติแบบจำลองนี้ได้นำไปใช้กับการเชื่อมโยงการสื่อสารดาวเทียม [4] ช่องสัญญาณแบบ One Side Gaussian Fading เป็นกรณีที่เกิดการจางที่เลวร้ายที่สุด และสามารถใช้ค่าของ AF ใช้สำหรับพิจารณาประสิทธิภาพพร้อมด้วยเช่นกัน

2.4.3 แบบจำลองของนาคากามิ-ไรซ์ (Nakagami-n (Rice) Model)

การกระจายตัวแบบ Nakagami-n อ้างอิงจากการกระจายตัวของ Rice ซึ่งพบได้เสมอในการใช้แบบจำลองที่มีสัญญาณหลักที่เป็น LOS ส่วนประกอบที่เหลือเป็นสัญญาณอ่อน การกระจายตัวสามารถแสดงได้ดังนี้

$$p_{\alpha_l}(\alpha_l; \Omega_l, n_l) = \frac{2(1+n_l^2)e^{-n_l^2} \alpha_l}{\Omega_l} \exp\left[-\frac{(1+n_l^2)\alpha_l^2}{\Omega_l}\right] I_0\left(2n_l\alpha_l\sqrt{\frac{1+n_l^2}{\Omega_l}}\right), \alpha_l \geq 0 \quad (2.23)$$

เมื่อ n คือตัวแปรเสริมการจาง ซึ่งมีค่า 0 ถึง ∞ ซึ่งมีความสัมพันธ์กับตัวแปร Rician $K = n^2$

และเขียนให้อยู่ในรูปของ SNR ต่อสัญลักษณ์ของช่องสัญญาณ เป็นการกระจายตัวแบบ Non

Central Chi-Square แสดงได้ดังนี้

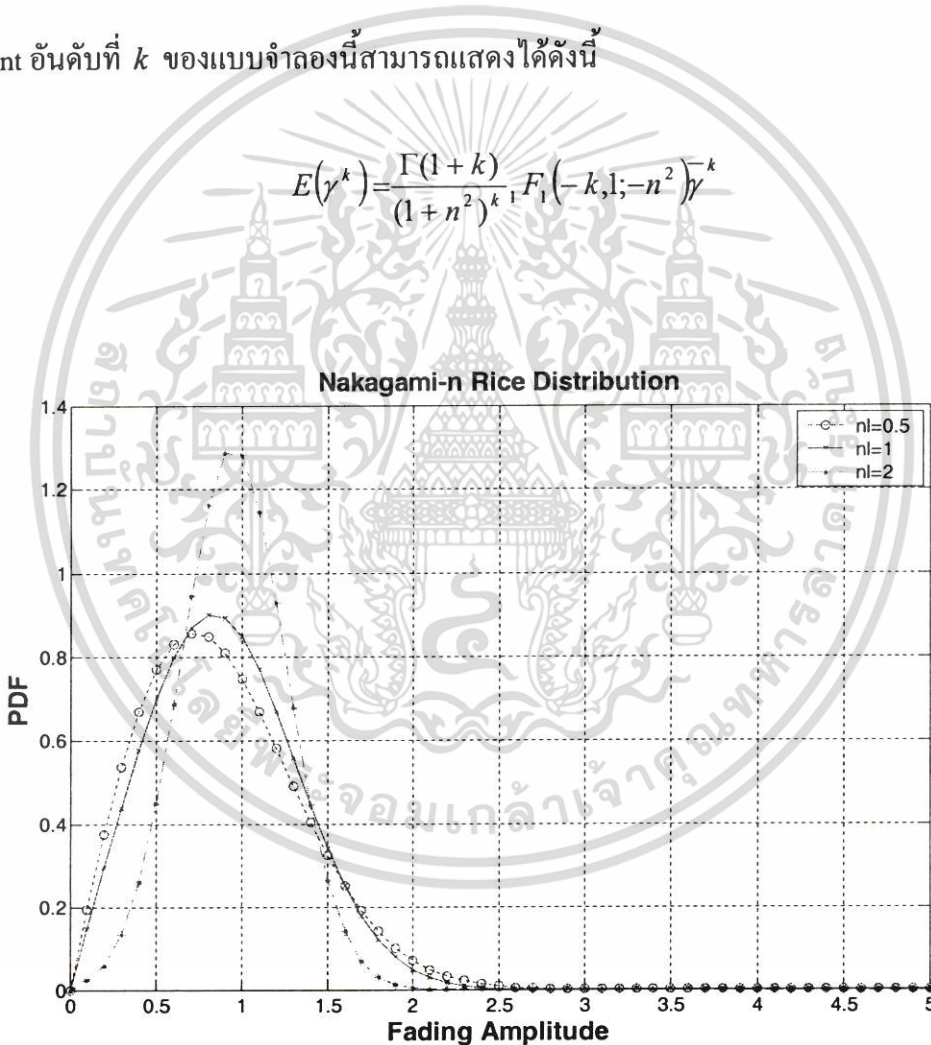
$$p_{\gamma_l}(\gamma_l; \bar{\gamma}_l, n_l) = \frac{(1+n_l^2)e^{-n_l^2}}{\bar{\gamma}_l} \exp\left[-\frac{(1+n_l^2)\gamma_l}{\bar{\gamma}_l}\right] I_0\left(2n_l\sqrt{\frac{(1+n_l^2)\gamma_l}{\bar{\gamma}_l}}\right), \quad \gamma_l \geq 0 \quad (2.24)$$

และสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของ MGF ของแบบจำลองช่องสัญญาณได้ดังนี้

$$M_\gamma(s; \bar{\gamma}) = \frac{(1+n^2)}{(1+n^2)-s\bar{\gamma}} \exp\left[\frac{n^2s\bar{\gamma}}{(1+n^2)-s\bar{\gamma}}\right] \quad (2.25)$$

Moment อันดับที่ k ของแบบจำลองนี้สามารถแสดงได้ดังนี้

$$E(\gamma^k) = \frac{\Gamma(1+k)}{(1+n^2)^k} {}_1F_1(-k, 1; -n^2) \bar{\gamma}^k \quad (2.26)$$



รูปที่ 2.6 PDF ของช่องสัญญาณ Nakagami-n Rice

เมื่อ ${}_1F_1(\dots; \dots)$ คือ Kummer Confluent Hypergeometric Function ค่า AF ของการกระจายตัวแบบ Nakagami-n เขียนได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$AF_n = \frac{1 + 2n^2}{(1 + n^2)^2}, \quad n \geq 0 \quad (2.27)$$

n มีค่าระหว่าง 0 ($n = \infty$) ถึง 1 ($n = 0$) การกระจายตัวแบบ Nakagami- n มีค่าตั้งแต่การจางหายแบบ Rayleigh ($n = 0$) ไปจนถึงไม่มีการจางหาย ($n = \infty$) รูปแบบของการจางหายนี้นำไปประยุกต์กับการใช้งาน ทางด้านโทรศัพท์เคลื่อนที่ [4] ทั้งภายในอาคาร และภายนอกอาคาร

2.4.4 แบบจำลองของ นาคากามิ-เอ็ม (Nakagami-m Model)

แบบจำลองของ Nakagami-m อ้างอิงจากการกระจายตัวของ Central Chi-Square ค่า PDF แสดงได้ดังนี้

$$p_{\alpha_l}(\alpha_l; \Omega_l, m_l) = \frac{2m_l^{m_l} \alpha_l^{2m_l-1}}{\Omega_l^{m_l} \Gamma(m_l)} \exp\left(-\frac{m_l \alpha_l^2}{\Omega_l}\right), \quad \alpha_l \geq 0 \quad (2.28)$$

เมื่อ m คือตัวแปรเสริมการจางหาย ซึ่งมีค่าระหว่าง 1/2 ถึง ∞ ในรูปที่ 2.7 แสดง PDF ของ Nakagami-m สำหรับ $\Omega = 1$ และเปลี่ยนค่าตัวแปรเสริมการจางหาย อาศัยสมการ 2.10 เขียนให้อยู่ในรูปของ SNR ต่อสัญลักษณ์ กระจายอยู่ในรูปของ Gamma Function ได้ดังนี้

$$p_{\gamma_l}(\gamma_l; \Omega_l, m_l) = \frac{m_l^{m_l} \gamma_l^{m_l-1}}{\gamma_l \Gamma(m_l)} \exp\left(-\frac{m_l \gamma_l}{\gamma_l}\right), \quad \gamma_l \geq 0 \quad (2.29)$$

และสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของ MGF ของแบบจำลองช่องสัญญาณได้ดังนี้

$$M_\gamma(s; \bar{\gamma}) = \left(1 - \frac{s\bar{\gamma}}{m}\right)^{-m} \quad (2.30)$$

Moment อันดับที่ k ของแบบจำลองนี้สามารถแสดงได้ดังนี้

$$E[\gamma^k] = \frac{\Gamma(m+k)}{\Gamma(m)m^k} \bar{\gamma}^k \quad (2.31)$$

ค่า AF เขียนได้ดังนี้

$$AF_m = \frac{1}{m}, m \geq \frac{1}{2} \quad (2.32)$$

ตัวแปรเสริมการจางหายของ Nakagami-m สามารถเขียนเป็นการกระจายตัวได้หลายรูปแบบ เช่น ตัวแปรเสริมการจางหายมีค่า $m = 1/2$ หมายถึง การกระจายตัวแบบเกาส์เซียนข้างเดียว และการกระจายตัวแบบ Rayleigh $m = 1$ และกรณีที่ $m \rightarrow \infty$ จะเป็นกรณีไม่เกิดการจางหายซึ่งก็คือช่องสัญญาณแบบ AWGN ยิ่งไปกว่านั้นกรณีที่ตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง $m < 1$ อาศัยสมการที่ 2.21 และ 2.32 สามารถใช้การ Mapping แบบ one to one เพื่อสร้างความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรเสริม m และ q โดยทำการประมาณให้ใกล้เคียงกับการกระจายตัวแบบ Nakagami-q (Hoyt) แสดงได้ดังนี้

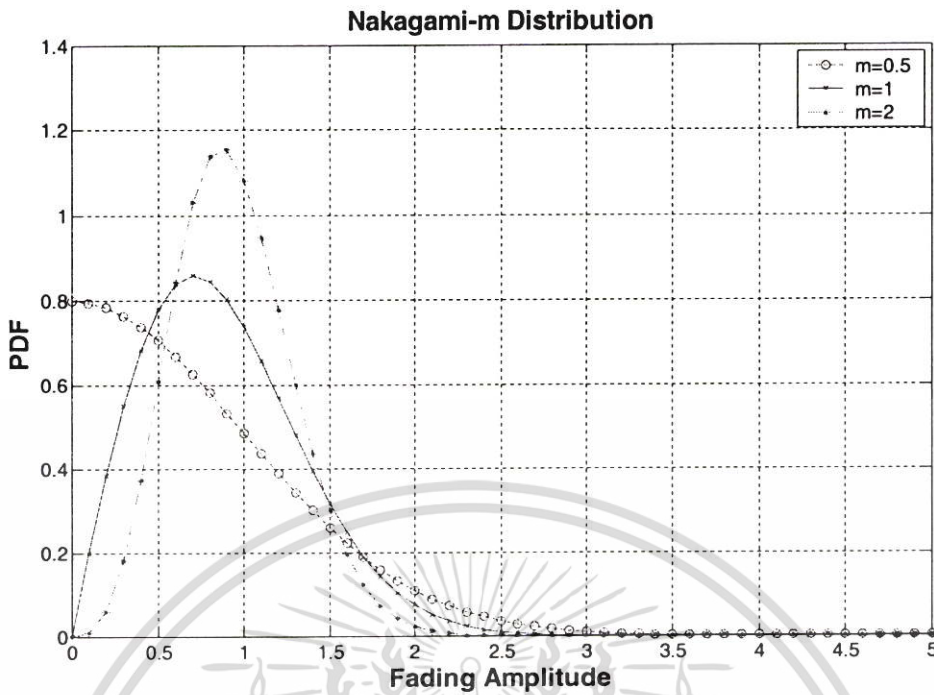
$$m = \frac{(1+q^2)^2}{2(1+2q^4)}, m \leq 1 \quad (2.33)$$

ในทำนองเดียวกัน ตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง $m > 1$ อาศัยสมการที่ 2.27 และ 2.32 สามารถใช้การ Mapping แบบ one to one เพื่อสร้างความสัมพันธ์เช่นเดียวกันระหว่างตัวแปรเสริม m และ n โดยประมาณให้ใกล้เคียงกับการกระจายตัวแบบ Nakagami-n (Rice) แสดงได้ดังนี้

$$m = \frac{(1+n^2)^2}{1+2n^2}, n \geq 0 \quad (2.34)$$

$$n = \sqrt{\frac{\sqrt{m^2 - m}}{m - \sqrt{m^2 - m}}}, m \geq 1 \quad (2.35)$$

จากแบบจำลองของ Nakagami-m แสดงให้เห็นว่าสามารถทำการประมาณแบบจำลองอื่นได้หลายชนิดอาศัยการปรับตัวแปรเสริมการจางหาย m โดยมีความยืดหยุ่นในการใช้งาน นิยมใช้ในการวิเคราะห์ระบบสื่อสารเป็นอย่างมาก ซึ่งมักจะพบได้เสมอในเอกสารอ้างอิงที่มีการใช้แบบจำลองวัดประสิทธิภาพการสื่อสารทั่วไป [5]



รูปที่ 2.7 PDF ของช่องสัญญาณ Nakagami-m

ตารางที่ 2.2 เปรียบเทียบแบบจำลองช่องสัญญาณที่เกิดการจางหาย Moment Generating Function และพารามิเตอร์

Type of Fading	Fading Parameter	$M_{\gamma_l}(s)$
Rayleigh	None	$(1 - s\bar{\gamma}_l)$
Nakagami-q(Hoyt)	$0 \leq q_l \leq 1$	$(1 - 2s\bar{\gamma}_l + \frac{(2s\bar{\gamma}_l)^2 q_l^2}{(1 + q_l^2)^2})^{-1/2}$
Nakagami-n(Rice)	$0 \leq n_l$	$\frac{(1 + n_l^2)}{(1 + n_l^2) - s\bar{\gamma}_l} \exp(\frac{n_l^2 s\bar{\gamma}_l}{(1 + n_l^2) - s\bar{\gamma}_l})$
Nakagami-m	$\frac{1}{2} \leq m_l$	$(1 - \frac{s\bar{\gamma}_l}{m_l})^{-m_l}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.5 แบบจำลองการจางหายแบบเจาะจงความถี่

เมื่อสัญญาณที่ส่ง $X(f)$ ที่มีความกว้างแถบความถี่ W ที่มากกว่า ความกว้างแถบความถี่ โคฮีเร้นท์ของช่องสัญญาณ B_c เมื่อผ่านช่องสัญญาณนี้แล้วจะมีองค์ประกอบความถี่จำนวนมากที่มีขนาดและเฟสที่แตกต่างกัน ในกรณีนี้เรียกช่องสัญญาณแบบนี้ว่า เป็นช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่ ผลกระทบที่เพิ่มนี้มีสาเหตุมาจากการเปลี่ยนแปลงตามเวลาของ $C(t, f)$ ซึ่งเป็นผลกระทบสำคัญจากการจางหายอย่างชัดเจน ในการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่รับได้ในองค์ประกอบความถี่ เมื่อ $W \gg B_c$ องค์ประกอบของ สัญญาณหลายเส้นทาง ในช่องสัญญาณจะมีเวลาหน่วงที่ห่างกันอย่างน้อย $1/W$ ดังแสดงในรูปที่ 2.8 ในกรณีนี้จากทฤษฎีการซัดสิ่งตัวอย่าง (Sampling Theory) อาจจะใช้ในการแยกองค์ประกอบของสัญญาณที่รับได้ และในการแสดงให้เห็นถึงผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณดังนี้ [4]

$$c(t; \tau) = \sum_{n=1}^L c_n(t) \delta\left(\tau - \frac{n}{W}\right) \quad (2.36)$$

และ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบแปรตามเวลาเขียนได้ดังนี้

$$C(t; f) = \sum_{n=1}^L c_n(t) e^{j2\pi f n / W} \quad (2.37)$$

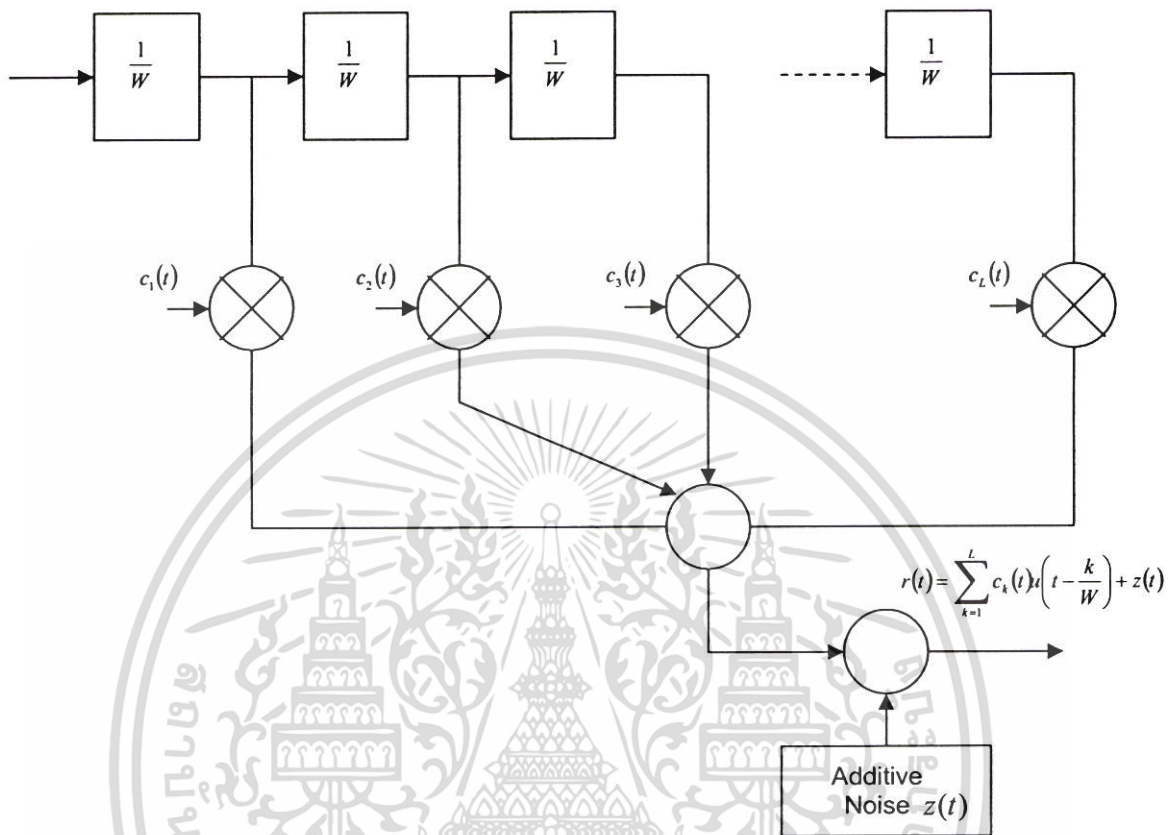
เมื่อ $c_n(t)$ คือ ค่าการขยายที่เป็นจำนวนเชิงซ้อน (Complex) ขององค์ประกอบลำดับที่ n ในหลายเส้นทาง และ L คือจำนวนเส้นทางของสัญญาณหลายเส้นทาง ตั้งแต่การกระจายของ T_m และการกระจายออกในเวลาของ $1/W$ เขียนได้ดังนี้

$$L = [T_m W] + 1 \quad (2.38)$$

ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณอาจจะนำเสนอได้ในรูปของ Tapped Delay Line หรือ Linear Filter ใน L taps และมีค่าสัมประสิทธิ์ที่แปรตามเวลาคือ $\{c_n(t)\}$ ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.8 ทำให้เห็นลักษณะของช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่ ค่าอัตราการขยายใน Taps จะเปลี่ยนแปลงโดยสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ สามารถเขียนได้ดังนี้

$$c_n(t) = \alpha_n(t) e^{j\theta_n(t)} \quad n = 1, 2, \dots, L \quad (2.39)$$

เมื่อ $\{\alpha_n(t)\}$ แสดงให้เห็นถึงขนาดของช่องสัญญาณ และ $\{\theta_n(t)\}$ แสดงให้เห็นถึงเฟสของช่องสัญญาณ



รูปที่ 2.8 แบบจำลอง Tapped Delay Line (TDL)

เมื่อสัญญาณแบนด์กว้างแพร่กระจายผ่านช่องสัญญาณแบบ Frequency Selective นั้น Spectrum จะได้รับผลกระทบโดย Transfer Function ของช่องสัญญาณ ผลลัพธ์ที่ได้คือรูปสัญญาณที่มีการกระจายในเวลา โดยรูปแบบของการจางหายแบบนี้สามารถจำลองได้โดยใช้คุณลักษณะของ Linear Filter โดยมีผลตอบสนองดังนี้

$$h(t) = \sum_{l=1}^{L_p} \alpha_l e^{-j\theta_l} \delta(t - \tau_l) \quad (2.40)$$

เมื่อ $\delta(\cdot)$ คือ Dirac Delta Function l คือดัชนีของช่องสัญญาณ และ $\{\alpha_l\}_{l=1}^{L_p}, \{\theta_l\}_{l=1}^{L_p}, \{\tau_l\}_{l=1}^{L_p}$ คือตัวแปรสุ่มของ ขนาด เฟส และ เวลาหน่วง ของช่องสัญญาณตามลำดับ

ในสมการที่ (2.40) L_p คือจำนวนของเส้นทางที่กระจาย (เส้นทางแรกเป็นเส้นทางอ้างอิง มีค่าเวลาหน่วงคือ $\tau_1 = 0$ และเป็นความสัมพันธ์กับอัตราส่วนของ Maximum Delay Spread ภายใต้การสันนิษฐานว่า เป็นการจางหายแบบช้า L_p โดยพิจารณา ให้มีค่าคงที่บนช่วงเวลา และ $\{\alpha_l\}_{l=1}^{L_p}, \{\theta_l\}_{l=1}^{L_p}, \{\tau_l\}_{l=1}^{L_p}$ เป็นค่าคงที่บนช่วงสัญลักษณ์ ถ้าเส้นทางมีการเปลี่ยนแปลง Impulse Response ที่มาจากการกระจายที่อื่นให้ละทิ้งความเกี่ยวพันนั้น ซึ่งเป็นเหตุผลที่พิจารณาให้ $\{\alpha_l\}_{l=1}^{L_p}$ เป็นอิสระจากกันในทางสถิติ

สัญลักษณ์ที่เพิ่มเติมของการจางหายแบบเจาะจงความถี่ คือ ขนาดของการจางหาย α_l ของเส้นทางที่กระจาย l ซึ่งพิจารณาเป็นตัวแปรสุ่ม มีค่า Mean-square $\overline{\alpha_l^2}$ โดยมีตัวแปรคือ Ω_l และ PDF คือ $p_{\alpha_l}(\alpha_l)$ ในกรณีที่สัญญาณผ่านช่องสัญญาณ ที่เกิดการจางหายก็จะถูกรบกวนด้วย AWGN ซึ่งเป็นอิสระจากขนาดของการจางหาย $\{\alpha_l\}_{l=1}^{L_p}$ โดยมี One Side Spectral Density คือ N_0 (W/Hz) Instantaneous SNR ต่อสัญลักษณ์ของเส้นทาง l คือ

$$\gamma_l = \alpha_l^2 E_s / N_0 \quad (2.41)$$

และค่าเฉลี่ย SNR ต่อสัญลักษณ์ของเส้นทาง l คือ

$$\overline{\gamma_l} = \Omega_l E_s / N_0 \quad (2.42)$$

ค่า Ω_l สัมพันธ์กับ Power Delay Profile (PDP) ซึ่งเกี่ยวเนื่องกับ Multi-Path Intensity Profile (MIP) [4] ซึ่งมีค่าเพิ่มขึ้นตามฟังก์ชันของเวลาหน่วง แบบจำลองของ PDP สามารถพิจารณาได้ตามการเปลี่ยนแปลง ขึ้นอยู่กับสภาพแวดล้อม เช่น ในหรือนอกอาคาร หรือการแพร่กระจายทั่วไปที่ใช้ PDP ได้ สำหรับในอาคารที่มีผนังกัน ในโรงงานเครื่องจักรขนาดใหญ่ หรือภายในบริเวณเมือง ซึ่งเขียนได้ดังสมการนี้

$$\Omega_l = \Omega_1 e^{-\tau_l / \tau_{\max}}, \quad l = 1, 2, \dots, L_p \quad (2.43)$$

เมื่อ Ω_1 คือค่ากำลังเฉลี่ยการจางหายของเส้นทางแรกของการแพร่กระจายคลื่นและ τ_{\max} คือค่าเวลาหน่วงของการกระจายสูงสุด ในที่นี้ให้เวลาหน่วงมีค่าเท่ากับระยะห่าง $(\tau_{l+1} - \tau_l)$ เท่ากับ T_s ซึ่งเท่ากับ Spaced Exponential Profile แสดงได้ดังนี้

$$\Omega_l = \Omega_1 e^{-(l-1)\delta}, \quad \delta \geq 0 \text{ และ } l = 1, 2, \dots, L_p \quad (2.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ δ คือ Power Decay Factor โดยสามารถประยุกต์ให้เกิดรูปแบบของ PDP ได้หลายชนิดเช่น แบบแบนราบคงที่ (Flat Constant), แบบแบนราบเอ็กซ์โปเนนเชียล (Flat Exponential), แบบเกาส์เซียน (Gaussian) เป็นต้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

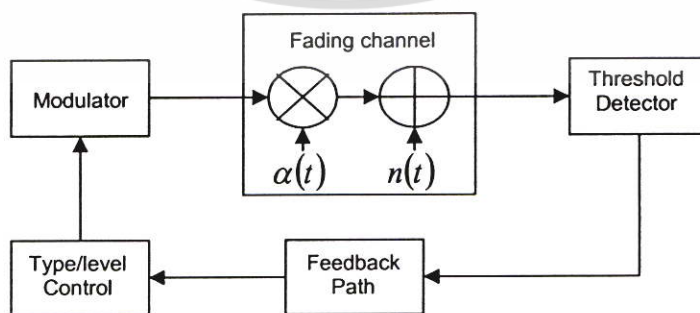
บทที่ 3

แบบจำลองและการปรับตัวของมอดูเลชัน

ในส่วนนี้อธิบายถึงรายละเอียดแบบจำลองและการปรับตัวของมอดูเลชัน ของอัตราการส่งให้เหมาะสมกับสภาพช่องสัญญาณ การทำงานของระบบสื่อสารทั่วไปที่ใช้การมอดูเลชันแบบคงที่ (Fix Modulation) เมื่อสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับมีค่า SNR ต่ำ ซึ่งอาจเกิดขึ้นได้จากหลายสาเหตุเช่น ช่องสัญญาณเกิดการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด ค่าบิตผิดพลาดก็จะมีสูงขึ้นมาก ข้อมูลที่รับได้จะไม่สามารถนำไปใช้ในโปรโตคอลที่สูงกว่าได้ เนื่องจากมีบิตผิดพลาดที่เกิดขึ้นสูง ในกรณีที่ใช้การปรับตัวของมอดูเลชันมาประยุกต์ใช้ เมื่อภาครับรับสัญญาณเข้ามา ก็จะมีการพิจารณา SNR ที่รับได้ ถ้าสัญญาณที่รับได้มีค่า SNR ต่ำระบบจะทำการส่งสัญญาณกลับไปที่ภาคส่งให้ทำการเปลี่ยนรูปแบบการมอดูเลชัน จากระดับที่มีการมอดูเลชันระดับสูงเปลี่ยนเป็นการมอดูเลชันที่มีระดับต่ำกว่าเดิม เพื่อรักษาค่าบิตผิดพลาดเป้าหมาย ในทางกลับกันถ้า SNR ที่รับได้มีค่าสูงระบบก็จะทำการส่งสัญญาณกลับไปที่ภาคส่งให้ทำการเปลี่ยนรูปแบบการมอดูเลชัน จากระดับต่ำเปลี่ยนเป็นการมอดูเลชันที่มีระดับสูงกว่า เพื่อให้ค่าเฉลี่ยทรูพูทมีค่าสูงที่สุดในบิตผิดพลาดเป้าหมายตามต้องการ ถ้าในกรณีที่ SNR ที่รับได้มีค่าต่ำมาก คือต่ำกว่าค่า Threshold ที่กำหนดตามบิตผิดพลาดเป้าหมายต่ำที่สุด ระบบก็จะไม่ทำการส่งสัญญาณ ถือว่าเกิดการเข้าที่เตง

3.1 แบบจำลองการทำงาน

การทำงานของระบบประกอบไปด้วยส่วนสร้างสัญญาณดิจิทัลมอดูเลชัน หลายรูปแบบ หลายระดับ ส่วนรับสัญญาณที่มี Threshold Detector และส่วนที่เปลี่ยนการทำงานของมอดูเลชัน Type and level Control โดยทั่วไปนิยมใช้ Table Look Up ภายใน Microprocessor เนื่องจากการทำงานที่เชื่อถือได้ และประหยัดการคำนวณ

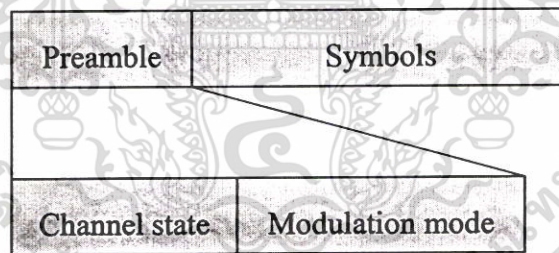


รูปที่ 3.1 แบบจำลองการทำงาน

จากรูปที่ 3.1 แสดงแบบจำลองการทำงานของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ หลักการทำงานคือเมื่อสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับจะผ่าน Threshold detector เพื่อวัดระดับของ SNR และส่งคำสั่งให้ส่วนที่เป็น Type and Level Control เพื่อทำการปรับเปลี่ยนรูปแบบหรือระดับของการมอดูเลชันให้มีความเหมาะสม หลังจากนั้นก็จะทำการมอดูเลตไปบนช่องสัญญาณที่กำหนดไว้ ซึ่งในที่นี้อาจจะเป็นช่องสัญญาณแบบแก๊สเซียน หรือช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายตามต้องการ โดยที่ $\alpha(t)$ คือ Fading Amplitude และ $n(t)$ คือสัญญาณรบกวนแก๊สเซียนสีขาว

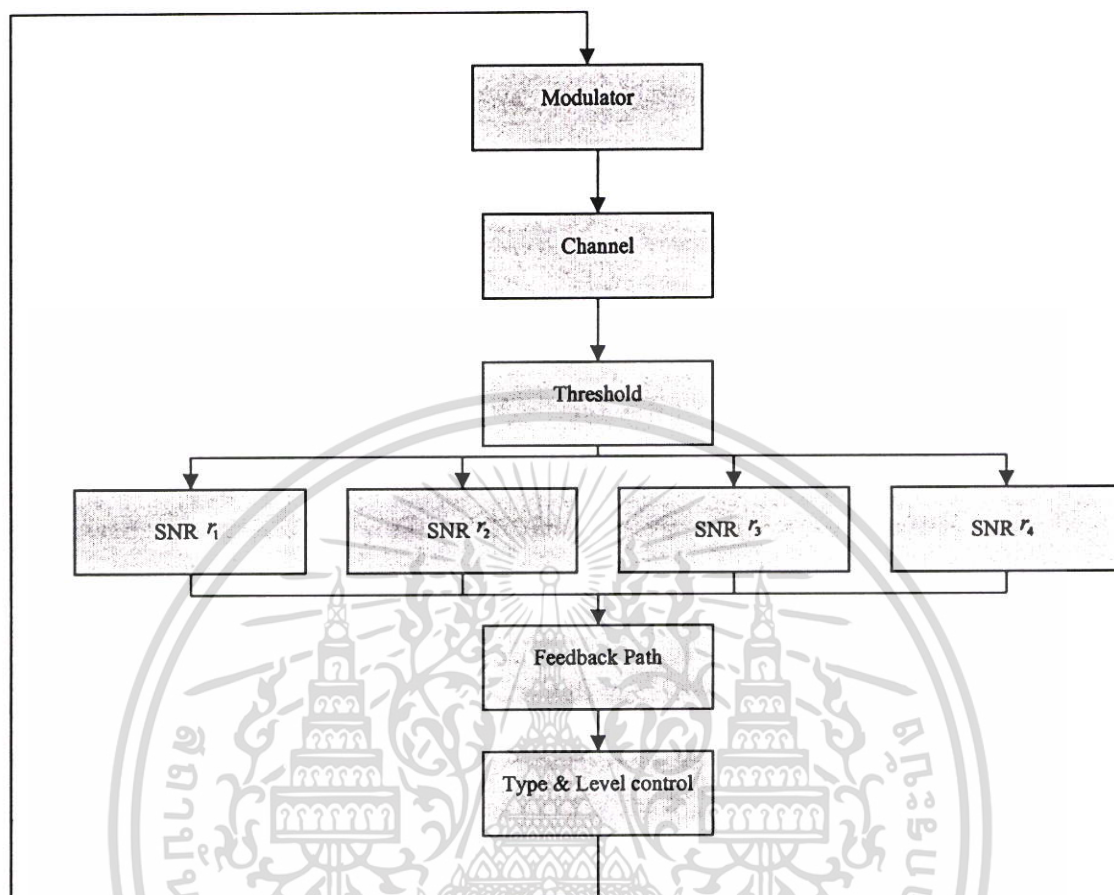
มอดูเลชันแบบปรับตัวได้ สามารถเปลี่ยนรูปแบบมอดูเลชัน และจำนวนระดับของการมอดูเลตได้ตามต้องการ โดยอาจตั้งเงื่อนไขในการทำงานเช่น ให้มีค่าความกว้างแถบความถี่ที่ หรือการใช้กำลังส่งคงที่

หลังจากที่สัญญาณถูกมอดูเลตออกไป ที่ภาครับสัญญาณจะมี Threshold Detector ที่ทำการเปรียบเทียบค่า SNR ที่รับได้ว่ามีค่าอยู่ในช่วงใด และ SNR ที่มีค่าอยู่ในช่วงดังกล่าวนี้จะเป็นตัวกำหนดให้มีการสร้างรูปแบบสัญญาณของมอดูเลชัน การกำหนดให้มีการสร้างสัญญาณการมอดูเลชันที่เปลี่ยนไปนี้สามารถใส่คำสั่งลงในชั้น โปรโตคอลที่สูงกว่า ซึ่งอาจจะเป็น Frame ของข้อมูลที่ประกอบไปด้วยข้อมูลของช่องสัญญาณ Channel State Identifier รูปแบบการมอดูเลชันที่ต้องการ Modulation Mode ดังแสดงในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 ลักษณะของ Frame ข้อมูลคำสั่ง

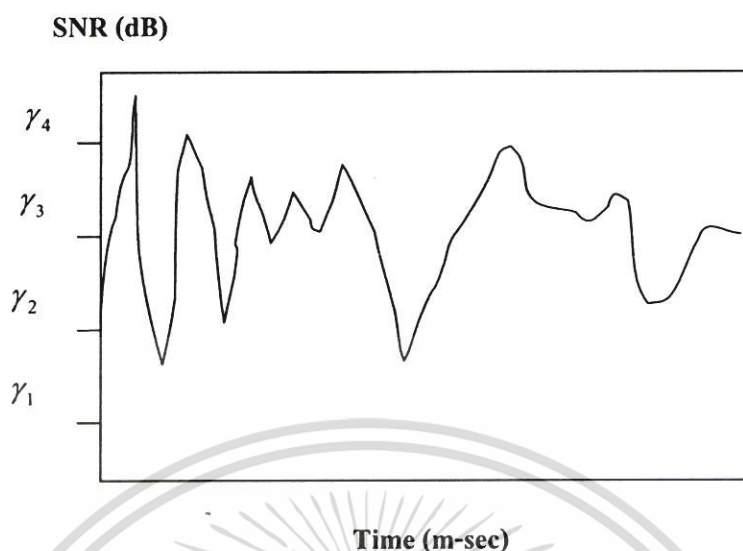
เงื่อนไขที่กล่าวมาตอนต้นนั้นขึ้นกับ SNR ที่รับได้ในเวลานั้น ค่า SNR ที่รับได้เป็นตัวกำหนดให้ทำการเปลี่ยนมอดูเลชัน เช่นถ้าสัญญาณที่รับได้มีค่า SNR ตกอยู่ในช่วง $\gamma_1 - \gamma_2$ ให้เลือกการมอดูเลชันแบบ QPSK ถ้าเวลาผ่านไปแล้ว SNR ที่รับได้ตกอยู่ในช่วง $\gamma_2 - \gamma_3$ ก็จะทำการเลือกมอดูเลชันแบบ 8PSK เป็นต้น โดยการส่งคำสั่งผ่านไปยัง Level and Type Control เพื่อเปลี่ยนรูปแบบหรือระดับการมอดูเลชัน ส่วนในกรณีที่ค่า SNR มีค่าน้อยกว่า Threshold เริ่มต้นที่กำหนด γ_1 ระบบก็จะไม่ทำการมอดูเลตสัญญาณออกไป



รูปที่ 3.3 รูปแบบการทำงานการปรับตัวของมอดูเลชัน

หลักการการทำงานคือพิจารณาให้สัญญาณการมอดูเลต ผ่านช่องสัญญาณที่เกิดการจางหาย นาคามีทั้งแบบที่เป็นอิสระจากกันและสหสัมพันธ์ เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ ทำให้สัญญาณที่รับได้มีการเปลี่ยนแปลงในทางเวลา เมื่อสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแล้วค่า SNR ที่ภาครับจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามเวลาโดยนำค่า SNR ที่ได้เป็นตัวกำหนดคำสั่งให้ Type and Level Control สั่งมอดูเลเตอร์ให้ทำงาน ในบางครั้งถ้า SNR ลดลงเป็นอย่างมากจนออกนอกเงื่อนไขของ Threshold ที่กำหนด และไม่สามารถให้มอดูเลชันทำงานได้นั้นคือเมื่อค่า SNR ต่ำกว่า γ_1 ซึ่งจะเรียกว่าเกิดการเข้าที่แดง พารามิเตอร์ของค่าดังกล่าวสามารถนำมาทำการเปรียบเทียบวิเคราะห์ประสิทธิภาพได้ ในส่วนของ Feedback Path พิจารณาให้ไม่เกิดเวลาหน่วงระหว่างการส่งค่า SNR ที่ใช้ในการคำนวณ จากภาครับไปยังมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ คือ Delay Time เป็นศูนย์

SNR ที่รับได้จาก Threshold Detector จะมีค่าเปลี่ยนไปตามเวลา โดยสามารถแบ่งย่านของ SNR เป็น 4 ระดับดังแสดงในรูปที่ 3.4 การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า เอกสารใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 ลักษณะการกำหนด SNR จาก Threshold Detector

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ให้มีโครงสร้างของ M-PSK และ M-QAM ซึ่งการเลือกใช้ M-PSK และ M-QAM มีข้อดีคือเป็นการมอดูเลชันแบบเชิงเส้น สามารถควบคุมความกว้างแถบความถี่ให้คงที่ได้ รวมถึงสถาปัตยกรรมของการออกแบบระบบใกล้เคียงกัน ทั้ง 2 ชนิด โดยสามารถทำการปรับเปลี่ยนมอดูเลชันได้โดยเปลี่ยน Software หรือตารางการทำงาน แสดงได้ดังสมการ

$$x(t) = a_I p_D(t - nD) C_n b_n \cos\left(\frac{2\pi n t}{k}\right) + a_Q p_D(t - nD) C_n b_n \sin\left(\frac{2\pi n t}{k}\right) \quad (3.1)$$

โดยพารามิเตอร์เป็นไปตามเงื่อนไขดังนี้

- a_I คือสัมประสิทธิ์ทางด้าน Inphase
- a_Q คือสัมประสิทธิ์ทางด้าน Quadrature
- $p_D(t)$ คือ Pulse function ที่มีควมกว้าง D
- C_n คือสัมประสิทธิ์ของการ Spread
- b_n คือสัมประสิทธิ์ของ Filter
- k คือคาบเวลาของสัญญาณพาหะ

จากสมการที่ 3.1 แสดงให้เห็นว่า มอดูเลชันแบบปรับตัวได้นี้สามารถทำการมอดูเลชัน สัญญาณได้หลายรูปแบบและหลายระดับ รวมถึงสามารถปรับเปลี่ยนสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง สัญญาณ b_n ได้ตามต้องการ กรณีที่ต้องการมอดูเลชันที่เป็นการสื่อสารแบบ Spread Spectrum Direct Sequence CDMA ก็สามารทำได้โดยเปลี่ยนสัมประสิทธิ์ C_n ส่วนการเปลี่ยนความถี่คลื่น พหุสามารถกำหนดได้ที่พารามิเตอร์คาบสัญญาณของความถี่พาหะ k ได้

3.2 Switching Threshold

การกำหนด Threshold ของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้มีการนำเสนอหลายวิธีเช่น Optimal Switching [10] ซึ่งมีการพิจารณาวิธีการเปลี่ยนรูปแบบการมอดูเลชัน จากกำลังส่งและอัตราการส่ง ให้เหมาะสม อย่างไรก็ตามการเลือกใช้การทำงาน Switching นั้นยังมีความซับซ้อนมากเท่าใด การสร้างจริงจะเป็นไปได้ยากเนื่องจากขีดจำกัดในการออกแบบวงจรรวมและเวลาในการคำนวณ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สนใจการใช้ Fixed Switching Threshold ที่ขึ้นกับการกำหนดค่าผิดพลาด เป้าหมายและ SNR

พิจารณารูปแบบการเปลี่ยนระดับการ Switching โดยให้ค่าความน่าจะเป็นที่ผิดพลาดคงที่ ซึ่งแบ่งการปรับตัวเป็น u รูปแบบ โดยที่ $u = \{0,1,2...U-1\}$ การปรับค่า u ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของ SNR ที่รับได้ดังเงื่อนไขในสมการที่ 3.2

$$\text{Select}(u) \rightarrow s_u \leq \gamma \leq s_{u+1} \quad (3.2)$$

รูปแบบของ Adaptive Modulation ตามเงื่อนไขในสมการที่ 3.2 แบ่งออกเป็น Quadrature Phase Shift Keying (QPSK), 8 Phase Shift Keying (8PSK), 16 Quadrature Amplitude Modulation (16QAM) และ 64 Quadrature Amplitude Modulation (64QAM) ซึ่งรูปแบบของ Modulation จะมี ค่าอัตราการส่งผ่าน (Throughput) ต่างกันแสดงในตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ตัวแปรการปรับตัวของมอดูเลชัน

Mode	Outage	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM
u	0	1	2	3	4
m_u	0	4	8	16	64
t_u	0	2	3	4	6

จากตารางที่ 3.1 เป็นการกำหนดรูปแบบของการปรับตัวมีทั้งหมด 5 รูปแบบ ตัวแปรที่กำหนดมีความหมายดังนี้ n คือตัวแปรเสริมของรูปแบบการมอดูเลชัน m_n คือรูปแบบของการมอดูเลชัน และ r_n คือสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน

การกำหนดค่าของ Switching Threshold โดยการให้ค่าบิตผิดพลาดเป้าหมายคงที่ทุกมอดูเลชัน แล้วทำการ Inverse หาค่า SNR ในแต่ละบิตผิดพลาดคือจาก 10^{-1} ถึง 10^{-9} แสดงดังสมการที่ 3.3 โดยที่ $QPSK_b(\gamma), 8PSK_b(\gamma), 16QAM_b(\gamma), 64QAM_b(\gamma)$ คือค่าบิตผิดพลาดของมอดูเลชันแบบ QPSK, 8PSK, 16QAM และ 64 QAM ตามลำดับ

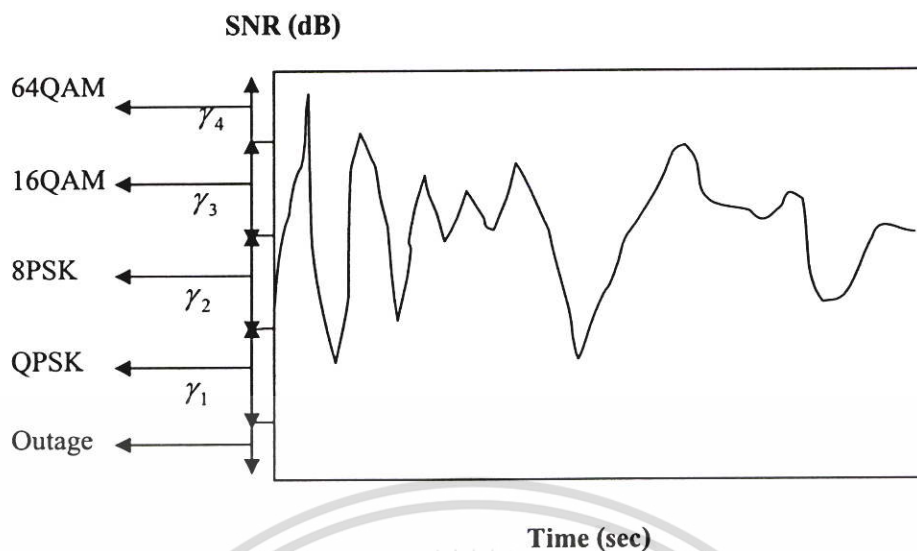
$$B_i = QPSK_b(\gamma) = 8PSK_b(\gamma) = 16QAM_b(\gamma) = 64QAM_b(\gamma) \quad (3.3)$$

เมื่อกำหนดค่าบิตผิดพลาดเป้าหมายให้เท่ากันทุกมอดูเลชันแล้วก็ทำการ Inverse Function เพื่อหาค่า SNR ของแต่ละมอดูเลชันตามตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 ขบวนการปรับตัวของมอดูเลชัน

Region	SNR γ	Modulation
0	$\gamma < \gamma_1$	Outage
1	$\gamma_1 \leq \gamma < \gamma_2$	QPSK
2	$\gamma_2 \leq \gamma < \gamma_3$	8PSK
3	$\gamma_3 \leq \gamma < \gamma_4$	16QAM
4	$\gamma \geq \gamma_4$	64QAM

จากตารางที่ 3.2 เมื่อ Threshold Detector อ่านค่า SNR ส่งมายัง Type and Level Control เพื่อทำการเปลี่ยนมอดูเลชันจะเป็นไปตามเงื่อนไขที่ขึ้นกับค่า SNR ที่อ่านค่าได้ โดยมีเงื่อนไขดังนี้คือ ถ้า ค่า SNR ต่ำกว่า γ_1 จะตกอยู่ใน Region 0 ทำให้เกิดเอ้าท์เตจเนื่องจากค่า SNR ต่ำเกินกว่าจะส่งข้อมูลได้ ถ้าค่า SNR มีค่าอยู่ในช่วง $\gamma_1 - \gamma_2$ ก็อยู่ใน Region 1 ระบบก็จะทำการมอดูเลชันแบบ QPSK ถ้าค่า SNR มีค่าอยู่ในช่วง $\gamma_2 - \gamma_3$ ก็อยู่ใน Region 2 ระบบก็จะทำการมอดูเลชันแบบ 8PSK ถ้าค่า SNR มีค่าอยู่ในช่วง $\gamma_3 - \gamma_4$ ก็อยู่ใน Region 3 ระบบก็จะทำการมอดูเลชันแบบ 16QAM ถ้าค่า SNR มีค่าอยู่มากกว่า γ_4 ก็อยู่ใน Region 4 ระบบก็จะทำการมอดูเลชันแบบ 64QAM



รูปที่ 3.5 SNR ที่ใช้ในการเปลี่ยนระดับการมอดูเลชัน

การหาค่าของค่า SNR ที่จะนำมาใช้ตั้งค่า Switching Threshold กำหนดได้จากค่าบิตผิดพลาดเป้าหมายและ SNR ของมอดูเลชันแต่ละชนิดที่ผ่านช่องสัญญาณตามที่กำหนด โดยต้องกำหนดบิตผิดพลาดเป้าหมายของแต่ละมอดูเลชันให้ตรงกัน แล้วทำการ Inverse Function ของค่าบิตผิดพลาดกับ SNR ดังแสดงในตารางที่ 3.3 ซึ่งเป็นตัวกำหนดค่า Switching Level ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เมื่อได้ค่า Switching Threshold ออกมาแล้วก็สามารถนำไปใส่เป็นย่านการปรับตัวของมอดูเลชันปรับตัวได้ เพื่อวิเคราะห์ประสิทธิภาพต่อไป

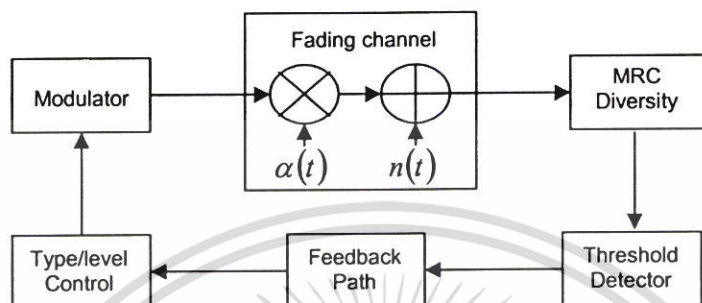
ตารางที่ 3.3 ค่า SNR แบ่งตามบิตผิดพลาดของมอดูเลชัน

BER	QPSK	8PSK	16QAM	64QAM
10^{-1}	$\gamma_1(10^{-1})$	$\gamma_2(10^{-1})$	$\gamma_3(10^{-1})$	$\gamma_4(10^{-1})$
10^{-4}	$\gamma_1(10^{-2})$	$\gamma_2(10^{-2})$	$\gamma_3(10^{-2})$	$\gamma_4(10^{-2})$
10^{-3}	$\gamma_1(10^{-3})$	$\gamma_2(10^{-3})$	$\gamma_3(10^{-3})$	$\gamma_4(10^{-3})$
10^{-4}	$\gamma_1(10^{-4})$	$\gamma_2(10^{-4})$	$\gamma_3(10^{-4})$	$\gamma_4(10^{-4})$
10^{-5}	$\gamma_1(10^{-5})$	$\gamma_2(10^{-5})$	$\gamma_3(10^{-5})$	$\gamma_4(10^{-5})$
10^{-6}	$\gamma_1(10^{-6})$	$\gamma_2(10^{-6})$	$\gamma_3(10^{-6})$	$\gamma_4(10^{-6})$
10^{-7}	$\gamma_1(10^{-7})$	$\gamma_2(10^{-7})$	$\gamma_3(10^{-7})$	$\gamma_4(10^{-7})$
10^{-8}	$\gamma_1(10^{-8})$	$\gamma_2(10^{-8})$	$\gamma_3(10^{-8})$	$\gamma_4(10^{-8})$
10^{-9}	$\gamma_1(10^{-9})$	$\gamma_2(10^{-9})$	$\gamma_3(10^{-9})$	$\gamma_4(10^{-9})$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 MRC diversity

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอการใช้มอดูเลชันแบบปรับตัวได้ร่วมกับเอ็มอาร์ซี ไคเวอร์ซิตี เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการรับสัญญาณให้สูงขึ้นในกรณีเกิดการจางหายรุนแรง เพื่อลดการเกิดเอ้าท์ เดจ และเพิ่มค่าเฉลี่ยทฤษฎีให้มากกว่าเดิม แสดงในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมของระบบมอดูเลชันแบบปรับตัวได้

ไคเวอร์ซิตีแบบเอ็มอาร์ซี เป็นวิธีเพิ่มประสิทธิภาพของระบบสื่อสารชนิดหนึ่ง ที่นำเสนอครั้งแรกโดย Kahn [2] ซึ่งอาศัยธรรมชาติการแพร่กระจายคลื่นวิทยุ ในทางปฏิบัติคือการวางสายอากาศภาครับให้ห่างจากกันเป็นระยะทางที่เป็นจำนวนเท่าของความยาวคลื่น โครงสร้างของเอ็มอาร์ซีไคเวอร์ซิตีแสดงในรูปที่ 3.7 โดยพิจารณาสัญญาณที่รับได้ ขนาดของสัญญาณรวมทั้งโครงสร้างของ MRC แสดงได้ดังนี้

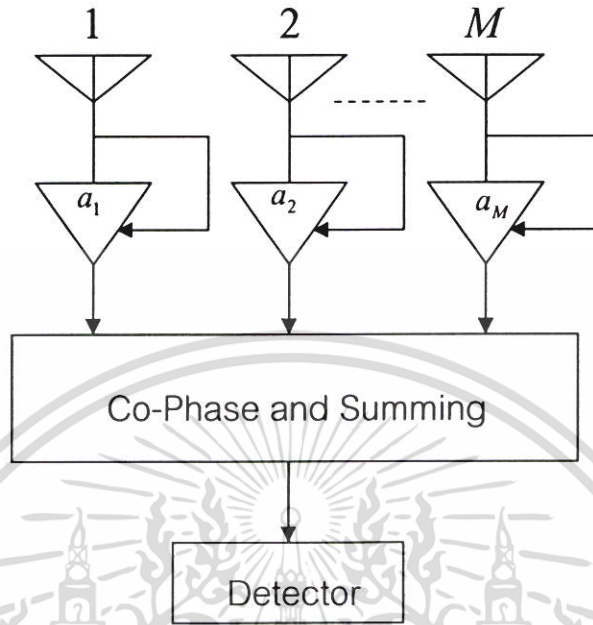
$$r = \sum_{i=1}^M a_i r_i \quad (3.4)$$

เมื่อ a_i คืออัตราขยายในแต่ละ Branch ในทำนองเดียวกันกับสัญญาณรวมกัน กำลังจะรวมกันในแต่ละ Branch ซึ่งถูกถ่วงน้ำหนักแสดงได้ดังนี้

$$N_T = N \sum_{i=1}^M a_i^2 \quad (3.5)$$

พิจารณาให้ $\overline{n_i^2} = N$ สำหรับทุกค่าของ i ดังนั้นผลลัพธ์ของ SNR แสดงดังสมการ

$$\gamma_R = \frac{r^2}{2N_T} \quad (3.6)$$



รูปที่ 3.7 แสดง โครงสร้างของ Diversity แบบ MRC

โดยที่ $a_i = \gamma_i / n_i^2 = \gamma_i / N$ แล้ว γ_R แทนลงในสมการที่ 3.5 และ 3.6 เพราะฉะนั้นค่าสูงสุดแสดงในสมการ

$$\gamma_R = \frac{\left(\sum r_i^2 / N \right)^2}{2N \sum (r_i / N)^2} = \sum_{i=1}^M \frac{r_i^2}{2N} = \sum_{i=1}^M \gamma_i \quad (3.7)$$

เพราะฉะนั้น SNR เข้าที่พู่ท ของ Combiner เท่ากับผลรวมแต่ละ Branch ดังนี้

$$\gamma_i^2 = \frac{1}{2N} \gamma_i^2 = \frac{1}{2N} (x_i^2 + y_i^2) \quad (3.8)$$

เมื่อ x_i และ y_i เป็นตัวแปรสุ่ม Gaussian ที่เป็นอิสระจากกันโดยมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ และ variance b_0 ดังนั้นถ้าพิจารณา γ_R คือตัวแปรสุ่มที่เป็นการกระจายตัวแบบ Central Chi-square ที่มี variance $b_0 / 2N = \Gamma / 2$ ค่า PDF ของ γ_R สามารถเขียนได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

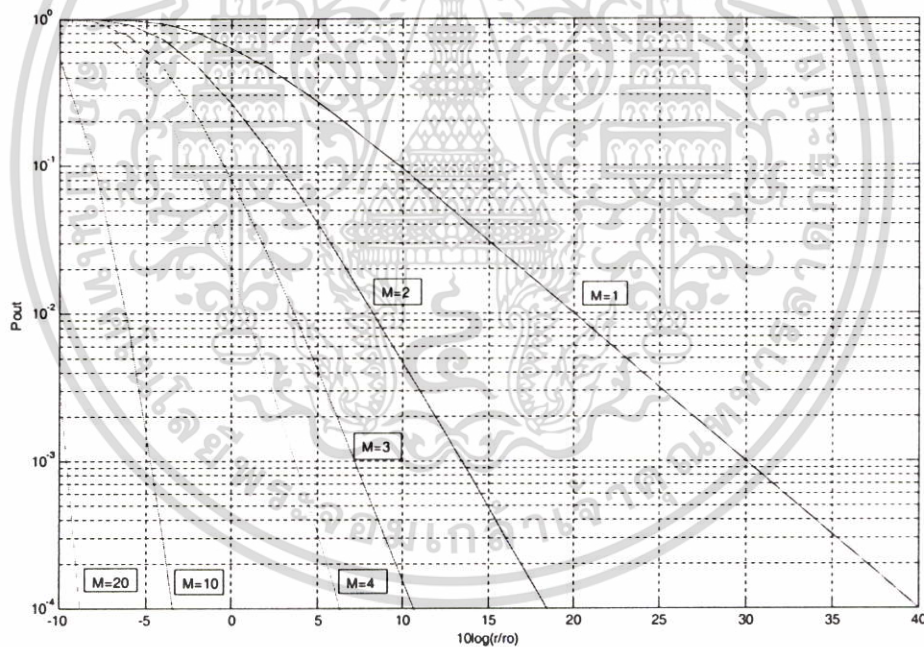
$$p(\gamma_R) = \frac{\gamma_R^{M-1} \exp(-\gamma_R / \Gamma)}{\Gamma^M (M-1)!}, \quad \gamma_R \geq 0 \quad (3.9)$$

ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่ตรวจหาได้จากการอินทิเกรต PDF ดังนี้ โดยที่ γ_0 คือ SNR ที่เกิดเข้าที่ตรวจ

$$P_{out}(\gamma_R) = 1 - \exp(-\gamma_0 / \bar{\gamma}) \sum_{k=1}^M \left(\frac{(\gamma_0 / \bar{\gamma})^{k-1}}{(k-1)!} \right) \quad (3.10)$$

ค่าเฉลี่ย SNR ของ Maximal Ratio Combiner สามารถเขียนในรูปอย่างง่ายได้ดังนี้

$$\bar{\gamma}_R = \sum_{i=1}^M \gamma_i = M\bar{\gamma} \quad (3.11)$$



รูปที่ 3.8 ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่ตรวจของเอ็มอาร์ซีไคเวอร์ซิติ

เมื่อสัญญาณที่รับได้ผ่านเอ็มอาร์ซีไคเวอร์ซิติแล้วค่า SNR จะมีค่าสูงกว่าเดิมมาก ทำให้ Threshold Detector อ่านค่า SNR แล้วอาจจะตกอยู่ในย่านสูงคือที่ย่าน 3 หรือ ย่าน 4 ทำให้โอกาสที่มอดูเลชันปรับตัวการส่งให้เป็นแบบ 16 QAM หรือ 64 QAM เกิดขึ้นได้สูงกว่า เป็นการรับประกันได้ว่าอัตราการส่งผ่าน จะมีค่าที่สูงกว่าการที่ไม่ใช่ไคเวอร์ซิติ ทำให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุดตลอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ให้กับงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใช้ได้เห็นใบแจ้งบระเอียดตามที่กล่าว
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงที่ใช้งาน ในทางกลับกันถ้าไม่ได้ใช้เอ็มอาร์ซีโคเวอร์จี้ดี เมื่อสัญญาณที่มอดูเลตแล้ว ผ่านช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายที่รุนแรง SNR ที่รับได้ที่ Threshold Detector จะมีค่าค่อนข้างน้อย ทำให้ตกอยู่ในย่านการมอดูเลชันที่มีอัตราการส่งต่ำเช่น QPSK รวมถึงในบางครั้ง SNR จะลดลงต่ำกว่าย่านที่ 1 นั่นก็คือจะมีโอกาสการเกิดเอ้าท์เตจได้สูงกว่า มอดูเลชันแบบปรับตัวได้ที่ใช้เอ็มอาร์ซีโคเวอร์จี้ดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

มอดูเลชันแบบปรับตัวได้

ปัจจุบันระบบสื่อสารไร้สายมีการใช้งานเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว และมีความต้องการความกว้างของแถบความถี่มากขึ้น เนื่องจากการใช้ปริมาณข้อมูลที่เพิ่มขึ้น อัตราการส่งข้อมูลจะแปรผันตามค่าของ SNR เป็นหลัก ถ้า SNR มีค่าสูงก็สามารถส่งปริมาณข้อมูลได้มาก ในช่องสัญญาณสื่อสารไร้สายนั้นระบบที่มีการส่งข้อมูลคงที่ (Fix Rate) จะต้องเผื่อค่ากำลังในการส่งสูง (Margin) เพื่อที่จะรักษาค่าบิตผิดพลาด (Bit Error Rate BER) ให้เป็นไปตามที่ระบบต้องการ ยิ่งไปกว่านั้น การเกิดการจางหายทำให้ประสิทธิภาพของระบบสื่อสารลดลง ทำให้ต้องใช้กำลังส่งเพิ่มเพื่อชดเชยให้ค่า SNR สูงขึ้นข้อเสียของการเพิ่มกำลังส่งทำให้เกิดการรบกวน (Interference) กับระบบสื่อสารข้างเคียง และสิ้นเปลืองพลังงาน การแก้ปัญหาช่องสัญญาณจางหายที่เกิดขึ้นนี้มีหลายวิธีเช่น ใช้การเข้ารหัสช่องสัญญาณ หรือการทำไดเวอร์ซิตี (Diversity) เป็นต้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สนใจการใช้เทคนิค มอดูเลชันแบบปรับตัวได้ ซึ่งมีข้อดีคือไม่ต้องใช้กำลังส่งหรือแถบความถี่เพิ่มเติม [9], [11] ระบบที่ใช้เทคนิคมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ในปัจจุบัน มีการประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวางในเชิงพาณิชย์ เช่น ประยุกต์ใช้ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 3 (Third Generation) หรือแม้กระทั่งในระบบโทรศัพท์ GSM ที่เรียกว่า EDGE (Enhance Data-rate GSM Evolution) และยังมีใช้ในการสื่อสารทางทหารด้วยเช่นกัน

4.1 พื้นฐานของดิจิตอลมอดูเลชัน

ดิจิตอลมอดูเลชันเป็นกระบวนการที่ใช้ในการส่งสัญญาณทางดิจิตอล ในการสื่อสารระยะใกล้ นิยมใช้เบสแบนด์ (Baseband) มอดูเลชัน หรือที่เรียกกันว่า (Line Coding) เป็นการสร้างสัญญาณพัลส์ที่เปลี่ยนรูปแบบตามพารามิเตอร์ ส่วนในกรณีการสื่อสารระยะไกลและระบบสื่อสารไร้สาย นั้นใช้ Bandpass หรือ Broadband มอดูเลชัน ซึ่งเป็นกระบวนการที่ทำให้สัญญาณความถี่สูง (ความถี่พาหะ) เปลี่ยนแปลงตามพารามิเตอร์ ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของความถี่พาหะเป็นไปได้ 3 ลักษณะคือ การเปลี่ยนตามขนาด ตามความถี่ และตามเฟส โดยมีมอดูเลชันบางชนิดที่จะเปลี่ยนแปลงแบบผสม

4.1.1 หลักในการเลือกรูปแบบของมอดูเลชัน

ปัจจัยของการเลือกรูปแบบของมอดูเลชัน ขึ้นกับประสิทธิภาพของกำลังส่ง ความกว้างแถบความถี่ และความซับซ้อนในการสร้าง ดิจิตอลมอดูเลชันที่มีใช้อยู่ในปัจจุบันนี้มีหลายรูปแบบ ดังแสดงในตารางที่ 4.1 [6] และสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิด คือ Constant Envelope และ Non

เอกสาร Constant Envelope ดังรูปที่ 4.1 การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 รูปแบบของมอดูเลชัน

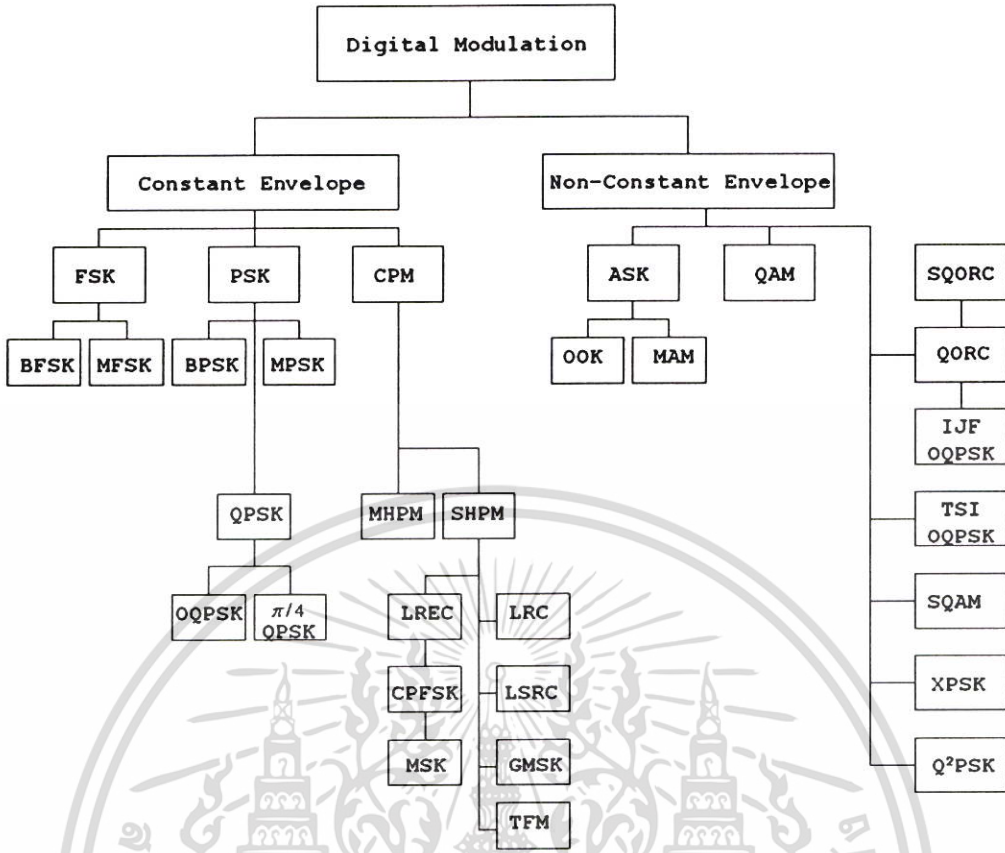
Constant Envelope		
Abbreviation	Alternate Abbr.	Descriptive Name
Frequency Shift Keying (FSK)		
BFSK	FSK	Binary Frequency Shift Keying
MFSK		M-ary Frequency Shift Keying
Phase Shift Keying		
BPSK	PSK	Binary Phase Shift Keying
QPSK	4PSK	Quadrature Phase Shift Keying
OQPSK	SQPSK	Offset QPSK, Staggered QPSK
$\pi / 4$ QPSK		$\pi / 4$ Quadrature Phase Shift Keying
MPSK		M-ary Phase Shift Keying
Continuous Phase Modulation (CPM)		
SHPM		Single-h Modulation index Phase Modulation
MHPM		Multi-h Phase Modulation
LREC		Rectangular Pulse of Length L
CPFSK		Continuous Phase Frequency Shift Keying
MSK	FFSK	Minimum Shift Keying, Fast FSK
SMSK		Serial Minimum Shift Keying
LRC		Raised Cosine Pulse of Length L
LSRC		Spectrally Raised Cosine Pulse of Length L
GMSK		Gaussian Minimum Shift Keying
TFM		Tamed Frequency Modulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 (ต่อ)

Abbreviation	Alternate Abbr.	Descriptive Name
Non-Constant Envelope Modulation		
QORC		Quadrature Overlapped Raised Cosine Modulation
SQORC		Staggered QORC
QOSRC		Quadrature Overlapped Squared Raised Cosine Modulation
Q ² PSK		Quadrature Quadrature Phase Shift Keying
IJF-OQPSK		Intersymbol-Interference / Jitter Free OQPSK
TSI-OQPSK		Two-Symbol Interval OQPSK
SQAM		Superposed QAM
XPSK		Cross Correlated QPSK
Amplitude and Amplitude/Phase Modulation		
ASK		Amplitude Shift Keying (generic name)
OOK	ASK	Binary On-Off Keying
MASK	MAM	M-ary ASK, M-ary Amplitude Modulation
QAM		Quadrature Amplitude Modulation

จากตารางที่ 4.1 จะเห็นได้ว่าดิจิตอลมอดูเลชันในปัจจุบันมีมากมายหลายชนิด บางชนิดไม่ได้มีการใช้งาน บางชนิดได้มีการใช้งานกันอย่างกว้างขวาง กรณีของ Constant Envelope ได้ถูกใช้งานในระบบสื่อสารทั่วไปเนื่องจากการสร้างระบบขยายกำลัง (Power Amplifier) สามารถทำงานในช่วงที่ไม่เป็นเชิงเส้นได้ ทำให้เกิดประสิทธิภาพของระบบขยายกำลังสูงสุด อย่างไรก็ตามกรณี Non Constant Envelope บางชนิดเช่น M-QAM ก็มีความน่าสนใจในเรื่องของประสิทธิภาพของความกว้างแถบความถี่และจำนวนระดับของการกระจายรูปแบบของสัญญาณ ทำให้มอดูเลชันสามารถส่งข้อมูลได้ในปริมาณสูงได้ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สนใจ M-QAM และ M-PSK ซึ่งพิจารณาให้เป็นรูปแบบของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้



รูปที่ 4.1 รูปแบบของดิจิทัลมอดูเลชัน

4.1.2 ความกว้างแถบความถี่และกำลังของมอดูเลชัน

จากทฤษฎีของ Shannon อัตราการส่ง I ข่าวสารสูงสุด ของช่องสัญญาณโดยมีความกว้างของแถบความถี่ B และถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาว N สามารถเขียนได้ดังสมการ

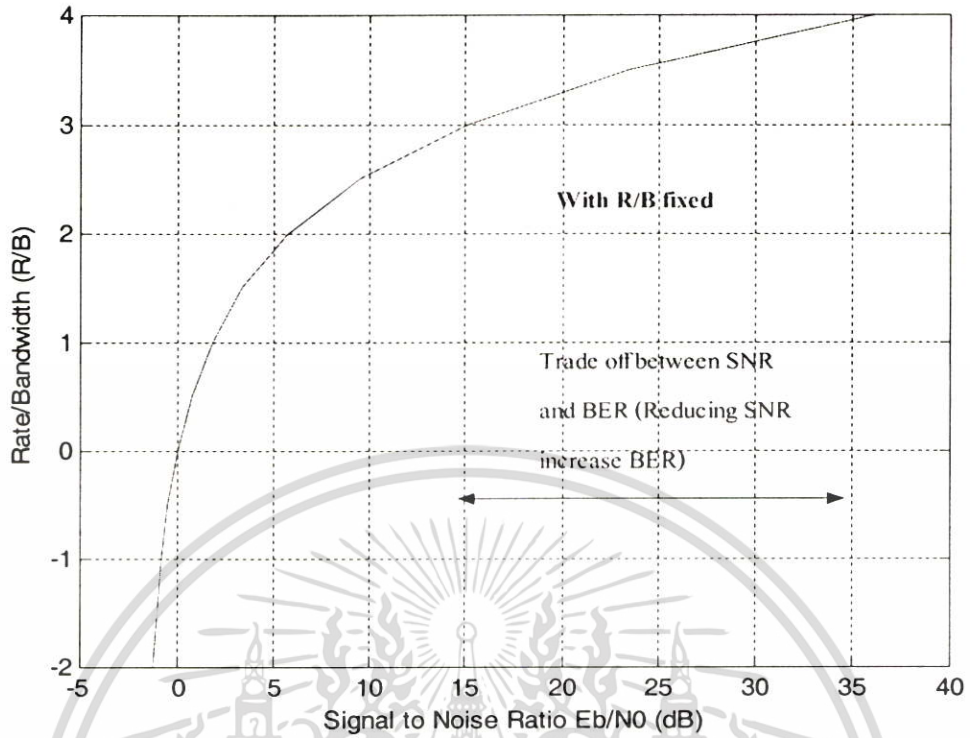
$$I = B \log_2(N + S) / N \tag{4.1}$$

และสามารถหาความจุ C ของช่องสัญญาณดังสมการ

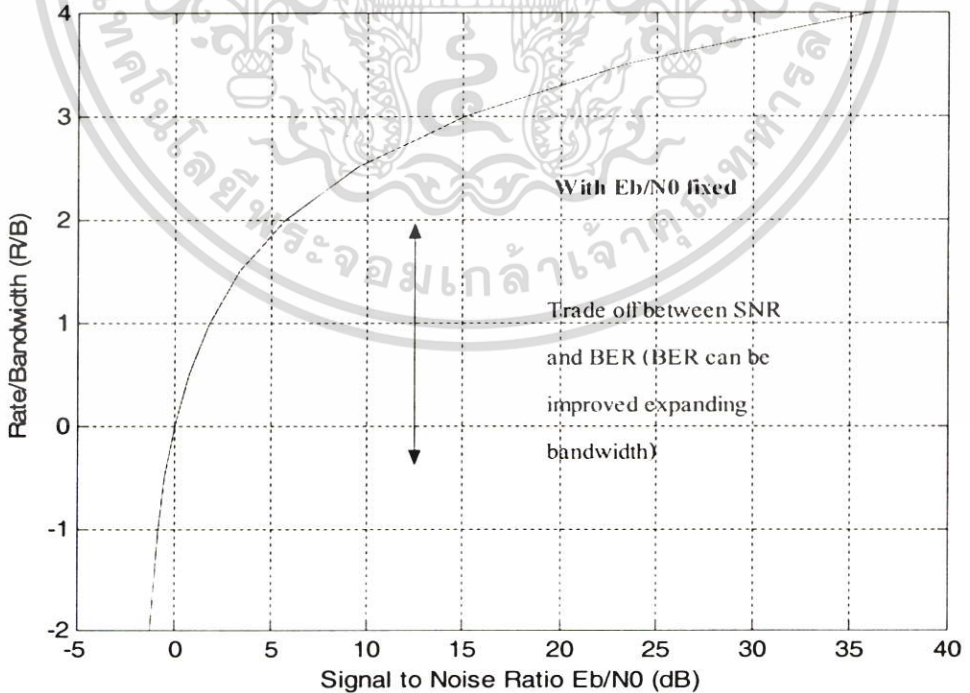
$$C = I / B = \log_2(N + S) / N = 10 \log \left(1 + \left(\frac{S}{N} \right) \right) / \log 2 \tag{4.2}$$

เมื่อ B คือความกว้างแถบความถี่ (Hz) S คือกำลังส่งเฉลี่ย (watt) N คือกำลังของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนขาว (watt) $kT = N_0$ คือ Spectral Density โดยปกติอัตราการส่งข่าวสารจะต้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



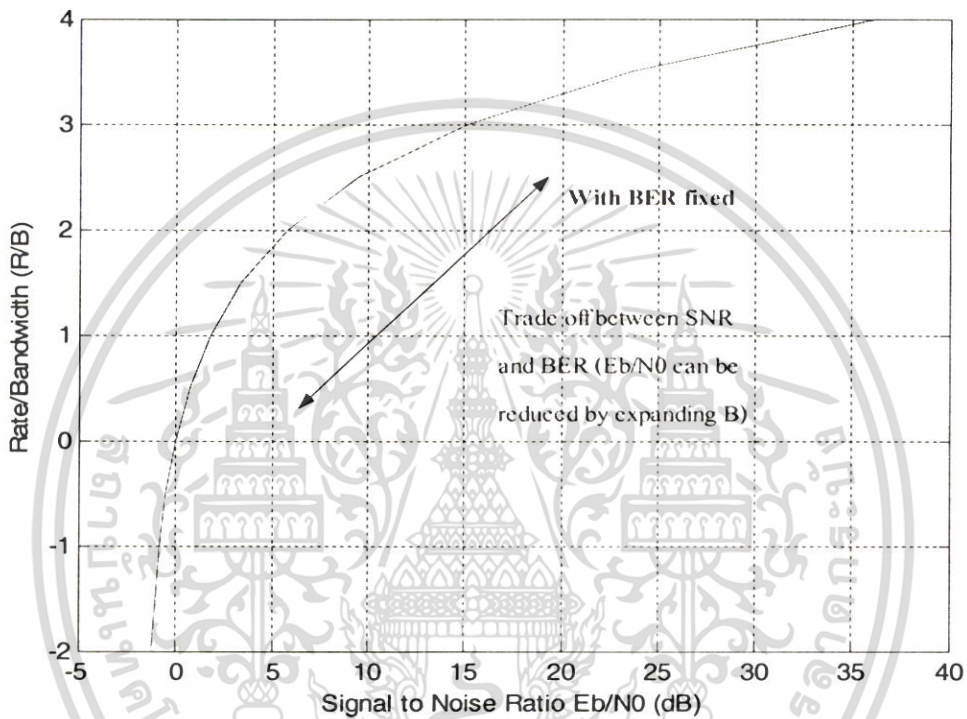
รูปที่ 4.2 ประสิทธิภาพของมอดูเลชันกรณีให้อัตราการส่งคงที่



รูปที่ 4.3 ประสิทธิภาพของมอดูเลชันกรณีให้พลังงานในการส่งคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขีดจำกัดของระบบสื่อสารนั้นขึ้นอยู่กับข้อกำหนดทรัพยากรของระบบ เช่น กำหนดพลังงานในการส่ง หรือ ความกว้างของแถบความถี่ หรือให้ค่าบิตผิดพลาดคงที่ ซึ่งการจะได้มาต้องทำการแลกเปลี่ยนหรือเสียอย่างใดอย่างหนึ่ง (Tradeoff) ดังที่กล่าวมา สามารถแสดงให้เห็นในรูปที่ 4.2-4.4 โดยจะทำการ Trade off ระหว่าง SNR และบิตผิดพลาด ระหว่างบิตผิดพลาดและความกว้างแถบความถี่ สุดท้ายคือระหว่าง SNR และความกว้างแถบความถี่

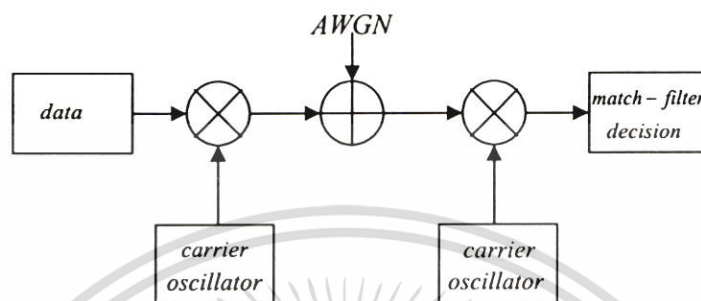


รูปที่ 4.4 ประสิทธิภาพของมอดูเลชันกรณีนีให้อัตราเฉลี่ยบิตผิดพลาดคงที่

จากการพิจารณาประสิทธิภาพในรูปที่ 4.2, 4.3 และ 4.4 แสดงให้เห็นว่าประสิทธิภาพดิจิทัลมอดูเลชันกับ ค่าเฉลี่ยของ SNR ที่รับได้ อัตราการส่งของดิจิทัลมอดูเลชัน และบิตผิดพลาดเฉลี่ยที่ได้รับ ดังนั้นการใช้งานจริงคือเลือกข้อได้เปรียบที่พิจารณาอยู่เช่น ถ้าต้องการให้บิตผิดพลาดที่ต่ำ ก็ต้องใช้กำลังส่งสูง หรือใช้อัตราการส่งต่ำ

4.1.3 การวิเคราะห์ความผิดพลาดของมอดูเลชัน

การวิเคราะห์บิตผิดพลาดของมอดูเลชัน พิจารณาให้เครื่องรับเป็นแบบอุดมคติที่สามารถสร้างความถี่พาหะกลับมาได้อย่างสมบูรณ์ (Ideal Coherent Detection) โดยที่เครื่องรับพิจารณาให้ถูกรบกวนด้วยสัญญาณแบบเกาส์เซียนขาว ดังแสดงในรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.5 ภาครับแบบอุดมคติ

4.1.3.1 M-ary Phase Shift Keying (M-PSK)

พิจารณาสัญญาณ PSK หลายระดับ (M-PSK) ดังแสดงในสมการที่ 4.5

$$s_i(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_c t + \frac{i-1}{M} \right) \right], i = 1, 2, \dots, M; 0 \leq t \leq T_s \quad (4.5)$$

โดยที่ f_c คือความถี่พาหะ A คือขนาดของสัญญาณ M คือจำนวนระดับของสัญญาณ PSK โดยปกติ M จะเป็นค่าเลขฐานสองยกกำลัง ($M = 2^n, n = \log_2 M$) อาศัย [6] พิจารณาให้เป็น Basis Function ดังนั้นช่วงการตัดสินใจในการรับข้อมูลจากการส่งในสมการที่ 4.5 แบ่งออกเป็น 2 ช่วงคือกรณีบิตที่เป็น 0 และบิตที่เป็น 1 สามารถเขียนได้ดังนี้

$$Z_1 = \sqrt{E_s} \cos \frac{2\pi(i-1)}{M} + N_1$$

$$Z_2 = -\sqrt{E_s} \sin \frac{2\pi(i-1)}{M} + N_2 \quad (4.6)$$

สำหรับค่าบิตผิดพลาด P_b ที่เป็นค่าตรง [6] คือ

$$P_s = \frac{M-1}{M} - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M} \right) - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\sqrt{E_s/N_0} \sin(\pi/M)} \exp(-y^2) \operatorname{erf} \left(y \cot \frac{\pi}{M} \right) dy \quad (4.7)$$

ซึ่งต้องทำการอินทิเกรตแบบเชิงเลขสำหรับ $M = 2$ และ $M = 4$ เนื่องจากการแทนค่าตรงจะทำให้ค่าในสมการหาค่าไม่ได้

การหาค่าค่า P_s มีการนำเสนอในรูปแบบ Closed Form [5] ดังนี้

$$P_s = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \exp \left[-\frac{(E_s/N_0) \sin^2(\pi/M)}{\sin^2 \phi} \right] d\phi \quad (4.8)$$

4.1.3.2 M-ary Quadrature Amplitude Modulation (M-QAM)

รูปแบบของมอดูเลชัน M-QAM นี้ปรับปรุงประสิทธิภาพของความกว้างแถบความถี่และค่าความน่าจะเป็นที่ผิดพลาดให้ดีขึ้น โดยอาศัยเทคนิคการรวมกันของขนาดและเฟส จึงเป็นที่มาของชื่อ Amplitude and Phase Shift Keying (APK) โดยมีรูปแบบของสัญญาณดังนี้

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} (A_i \cos 2\pi f_c t + B_i \sin 2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (4.9)$$

เมื่อ A_i และ B_i ก็คือขนาดของสัญญาณ และมีค่าดังนี้

$$A_i, B_i = \pm a, \pm 3a, \dots, \pm(\sqrt{M}-1)a \quad (4.10)$$

เมื่อ a คือค่าพลังงานเฉลี่ยบนช่วง $(0, T_s)$ โดยคำนวณได้จากพลังงานของสัญลักษณ์ (Energy Symbol) E_s และระดับการมอดูเลชัน M ดังนี้

$$a = \sqrt{\frac{3E_s}{2(M-1)}} \quad (4.11)$$

ค่า BER ของ M-QAM กรณีค่า SNR และ จำนวนระดับ M มีค่าสูงสามารถประมาณได้ดังนี้

$$P_s \approx 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left(\sqrt{\frac{2a^2}{N_0}} \right) \approx 4Q \left(\sqrt{\frac{2a^2}{N_0}} \right) \quad (4.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

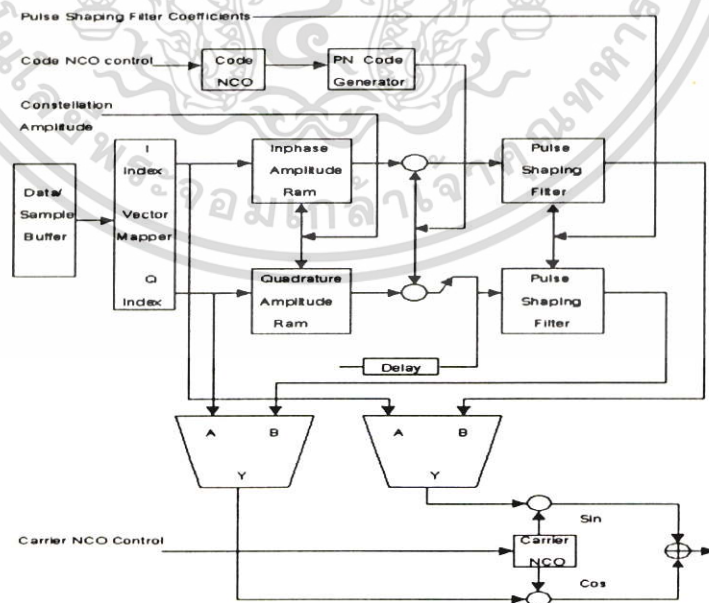
การหาค่า P_s ของ M-QAM มีการนำเสนอในรูปแบบ Closed Form [5] ดังนี้

$$P_s = \frac{4}{\pi} \left(\frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \right) \int_0^{\pi/2} \exp \left[-\frac{E_s}{N_0} \frac{3}{2(M-1) \sin^2 \theta} \right] d\theta$$

$$- \frac{4}{\pi} \left(\frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \right)^2 \int_0^{\pi/4} \exp \left[\frac{E_s}{N_0} \frac{3}{2(M-1) \sin^2 \theta} \right] d\theta \quad (4.13)$$

4.2 มอดูเลชันแบบปรับตัวได้

Adaptive Modulation ที่ใช้ในการวิเคราะห์สามารถทำการ Modulation ได้หลายรูปแบบ ในที่นี้พิจารณา M-ary PSK และ M-ary QAM ซึ่ง Adaptive Modulation นี้สามารถปรับเปลี่ยนได้ด้วย Software อาศัยโครงสร้างของ General Modulator [7] โดยมีแกนกลางเป็น Digital Signal Processing (DSP) เนื่องจากแกนกลางที่เป็น DSP มีประสิทธิภาพในการคำนวณสูง ทำให้สามารถคำนวณสัญญาณมอดูเลชันได้หลายรูปแบบ โครงสร้างของ General Modulator ได้รับความสนใจในงานวิจัยทางด้าน Software radio [7-8] ซึ่งได้เข้ามามีบทบาทในการออกแบบระบบสื่อสารในอนาคต เช่นระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 3



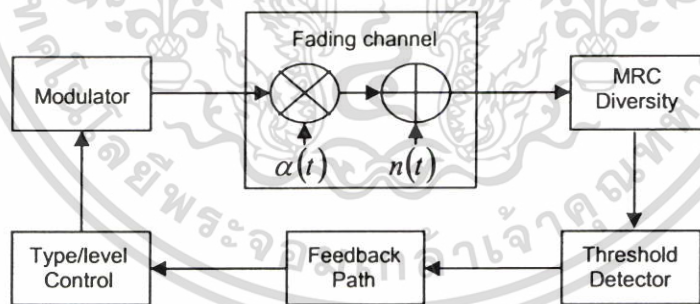
รูปที่ 4.6 General Modulator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างของ General Modulator ที่นำเสนอสามารถสร้างสัญญาณมอดูเลชันได้หลายรูปแบบดังนี้ Amplitude Modulation (AM), Frequency Modulation (FM), Pulse Amplitude Modulation (PAM), Minimum Shift Keying (MSK), M-ary Phase Shift Keying (M-PSK), M-ary Quadrature Amplitude Modulation (QAM), Direct Sequence Code Division Multiple Access (DS-CDMA) ดังแสดงในรูปที่ 4.6

General Modulator ประกอบไปด้วย ส่วนซักสิ่งตัวอย่าง (Sample Buffer) ส่วนการทำ Mapping ระหว่างแกน Inphase และ Quadrature (Vector Mapping) ส่วนเก็บค่าขนาด (Inphase Amplitude Ram, Quadrature Amplitude Ram) ส่วนกำเนิดสัญญาณ Oscillator เชิงเลข (Code Numerical Control Oscillator) ส่วนกำเนิดรหัสเทียมสำหรับการสื่อสาร DS-CDMA (Pseudo Code Generator) ส่วนกำเนิดสัมประสิทธิ์ของวงจรรองความถี่ (Pulse Shaping Filter Coefficient) ตัวรวมสัญญาณ Multiplexer

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้พิจารณา แบบจำลองของระบบมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ ซึ่งประกอบไปด้วย ช่องสัญญาณ มอดูเลเตอร์ที่ปรับตัวได้ตามช่องสัญญาณ เครื่องรับ และส่วนที่เป็น Feedback path ในวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาให้ผลกระทบของเวลาหน่วงจากเครื่องรับไปยังเครื่องส่งน้อยมาก มอดูเลเตอร์ที่สนใจนี้มี QPSK 8PSK 16QAM และ 64QAM ตามลำดับ อาศัยการหาค่า inverse function เพื่อกำหนด Threshold ของ มอดูเลชัน [9] ช่องสัญญาณพิจารณาให้มีค่า fading amplitude $\alpha(t)$ และมีสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนสีขาว $n(t)$ โดยใช้กำลังส่ง $S(\gamma)$ แสดงดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 บล็อกไดอะแกรมของระบบมอดูเลชันแบบปรับตัวได้

การทำงานของระบบมีดังนี้ คือสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลต จะส่งผ่านช่องสัญญาณที่เกิดการจางหาย และถูกรบกวนด้วยสัญญาณแบบเกาส์เซียน และที่เครื่องรับทำไคเวอร์ซิตีแบบเอ็มอาร์ซี ผ่านมายังส่วนรับสัญญาณที่ตั้งค่าได้ และส่งไปยังส่วนที่ทำการควบคุมรูปแบบและระดับของมอดูเลเตอร์เพื่อทำการตัดสินใจว่าจะให้ปรับมอดูเลเตอร์ให้มีอัตราการส่งเพิ่มขึ้นหรือลดลง โดยขึ้นกับค่าที่กำหนดไว้ผ่าน Feedback Path โดยพิจารณาให้ไม่เกิดเวลาหน่วงจากเครื่องรับไปยังเครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณากำลังส่งเฉลี่ยที่ใช้ในการส่งของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้เขียนดังนี้

$$\int_0^{\infty} S(\gamma) p(\gamma) d\gamma \leq \bar{S} \quad (4.14)$$

โดยที่ $S(\gamma)$ คือ Instantaneous Power และ \bar{S} คือกำลังส่งเฉลี่ย

ตัวแปรที่ใช้ในการปรับตัวนั้นคืออัตราการส่ง (Transmission Rate) ดังนั้นเมื่อพิจารณาขอบเขตของค่า SNR คือ $\{\gamma_i\}_{i=0}^{N-1}$ เมื่อ N คือกลุ่มของสัญญาณ (Constellation) เรานิยามช่วงของการส่งคือ γ และกำหนดให้การส่ง มีอัตราของข้อมูลคือ k_i บิตต่อสัญลักษณ์ในแต่ละย่านของ SNR $[\gamma_i, \gamma_{i+1})$ ($0 \leq i \leq N-1$) โดยที่ $\gamma_N = \infty$ เมื่อค่า Instantaneous SNR มีค่าในย่านไหนก็จะทำการส่งในอัตราข้อมูลนั้น กรณีที่ค่า SNR มีค่าต่ำกว่าค่าที่กำหนด $\gamma \leq \gamma_0$ ก็จะไม่มีการส่งข้อมูล ในที่นี้พิจารณาให้เป็น ค่าความน่าจะเป็นที่เข้าที่ตรง ซึ่งจะกล่าวอย่างละเอียดในภายหลัง โดยที่เราสามารถหาค่า Cutoff นี้ได้จากกรณี ค่า SNR ของการปรับตัวต่ำที่สุด

4.2.1 การประมาณค่าเฉลี่ยบิตผิดพลาด

ค่า BER สำหรับการมอดูเลตสัญญาณแบบ M-QAM ที่มีการเข้ารหัสแบบ Gray ในช่องสัญญาณแบบ AWGN โดยเป็นฟังก์ชันของ SNR และมีการกระจายของจุดบนมอดูเลชัน $M = 2^{k(\gamma)}$ เขียนในรูปแบบง่ายดังนี้ [9]

$$BER_{M-QAM}(\gamma) \approx 0.2 \exp \left[\frac{-1.6\gamma \frac{S(\gamma)}{\bar{S}}}{2^{k(\gamma)} - 1} \right] \quad (4.15)$$

ค่า BER สำหรับการมอดูเลตสัญญาณแบบ M-PSK ที่มีการเข้ารหัสแบบ Gray ในช่องสัญญาณแบบ AWGN โดยเป็นฟังก์ชันของ SNR และมีการกระจายของจุดบนมอดูเลชัน $M = 2^{k(\gamma)}$ เขียนในรูปแบบง่ายดังนี้ [9]

$$BER_{M-PSK} \approx 0.2 \exp \left[\frac{-7\gamma \frac{S(\gamma)}{\bar{S}}}{2^{1.9k(\gamma)} + 1} \right] \quad (4.16)$$

จากการประมาณค่า BER ของมอดูเลชันในแต่ละชนิดที่นำเสนอ สามารถเขียนให้อยู่ในรูปทั่วไปของการประมาณค่า BER ได้ดังนี้

$$BER(\gamma) \approx c_1 \exp \left[\frac{-c_2 \gamma \frac{S(\gamma)}{S}}{f(k(\lambda))} \right] \quad (4.17)$$

โดยที่ค่าฟังก์ชันของการประมาณค่าพิศพลาดแสดงได้ดังนี้

$$f(k(\gamma)) = 2^{c_3 k(\gamma)} - c_4 \quad (4.18)$$

เมื่อค่า c_1, c_2 และ c_3 เป็นค่าคงที่บวกและ c_4 เป็นค่าจริงจากการประมาณค่า BER ของ $k(\gamma) = \log_2 M(\gamma)$

พิจารณาจากเงื่อนไข โดยให้กำลังส่งคงที่ในระบบ $S(\gamma) = S$ ดังนั้นจากสมการที่ 4.14 สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\frac{S}{S} = \frac{1}{\int_0^{\infty} p(\gamma) d\gamma} \quad (4.19)$$

การหาค่าในการปรับตัวของมอดูเลชันสามารถหาได้โดย กำหนดค่า BER ที่ต้องการและทำการแปลงผกผัน สมการประมาณค่า BER มอดูเลชันในแต่ละชนิด [10] ซึ่งเขียนได้ดังนี้
กรณีขยับการปรับตัวของ M-PSK แสดงดังสมการ

$$\gamma(d) = \frac{f(k(\lambda))}{c_2} (\ln c_1 - \ln BER(\gamma)) \quad (4.20)$$

กรณีขยับการปรับตัวของ M-QAM แสดงดังสมการ

$$\gamma(d) = \frac{f(k(\lambda))}{c_2} (\ln c_1 - \ln BER(\gamma)) \quad (4.21)$$

4.2.2 การวัดประสิทธิภาพของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้

วัดโดยอัตราเฉลี่ยการส่งต่อความกว้างของแถบความถี่ [9] บางครั้งเรียกว่าประสิทธิภาพเชิงสเปกตรัม (R/B) เมื่อทำการส่งข้อมูลโดยใช้การมอดูเลชันหลายระดับ $k(\gamma) = \log_2[M(\gamma)]$ บิตต่อสัญลักษณ์ ซึ่ง $M(\gamma)$ คือจำนวนระดับของการมอดูเลต ค่า Instantaneous Rate SNR คือ $k(\gamma)/T_s$ เมื่อ T_s คือเวลาของสัญลักษณ์ ในที่นี้พิจารณาให้พัลส์เป็นแบบ Nyquist ($B = 1/T_s$) ดังนั้นประสิทธิภาพสเปกตรัมของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้แสดงดังสมการ

$$\frac{R}{B} = \sum_{i=0}^{H-1} k_i \int_{\gamma_i}^{\gamma_{i+1}} p(\gamma) d\gamma \quad (4.22)$$

โดยที่ k_i คือ Rate Adaptation ของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ H คือ จำนวนของมอดูเลชันที่ทำการปรับตัว γ_i คือค่า Threshold ของ SNR ที่ i $p(\gamma)$ คือค่า PDF ของช่องสัญญาณที่พิจารณา ในมอดูเลชันแบบปรับตัวได้นิยมการวัดประสิทธิภาพโดยวัดที่ อัตราการส่งผ่าน Throughput [9], [11] มีหน่วยเป็น BPS สามารถเขียนได้ดังนี้

$$T(\bar{\gamma}, S) = \sum_{i=0}^{H-1} k_i \int_{\gamma_i}^{\gamma_{i+1}} p(\gamma) d\gamma \quad (4.23)$$

จะเห็นได้ว่าการส่งผ่าน และประสิทธิภาพของสเปกตรัมคือค่าเดียวกันเมื่อพิจารณาในเทอมของการปรับตัวมอดูเลชัน โดยเงื่อนไขกำลังส่งคงที่

ประสิทธิภาพของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้นอกจากจะพิจารณาอัตราการส่งผ่านแล้วยังพิจารณาค่าความน่าจะเป็นที่เกิดการเอ้าท์เตจ (Outage Probability) ซึ่งเป็นการวัดประสิทธิภาพอีกแบบหนึ่งของระบบสื่อสาร [3] โดยมีนิยามคือ เมื่อสัญญาณที่รับได้มีค่าต่ำกว่า Threshold ของ SNR ที่กำหนด จะเกิดการเอ้าท์เตจ ดังนี้

$$P_{out} = P[0 \leq \gamma_t \leq \gamma_{th}] = \int_0^{\gamma_{th}} p_{\gamma_t}(\gamma_t) d\gamma \quad (4.24)$$

ในมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ ระบบจะทำการเพิ่มหรือลดอัตราการส่ง โดยพิจารณาจากค่า SNR ที่รับได้ตามช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลง ดังแสดงในสมการที่ 4.20 และ 4.21 ใช้ในการกำหนดค่าของ

การปรับระดับการส่ง โดยค่า SNR ที่ $i = 1$ คือค่า Threshold ในกรณีที่ค่า SNR ที่รับได้มีค่าต่ำกว่าค่าที่กำหนดไว้ต่ำที่สุด ระบบจะไม่ทำการส่งข้อมูล ซึ่งจะถือว่าเกิดการเข้าที่ตรง

4.3 การประยุกต์ MRC Diversity ร่วมกับมอดูเลชันแบบปรับตัวได้

การวิเคราะห์ MRC Diversity ร่วมกับมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถแบ่งช่องสัญญาณได้ออกเป็น 2 ประเภทคือ แบบ Uncorrelated และแบบ Correlated

4.3.1 ช่องสัญญาณแบบไม่สหสัมพันธ์ Un-Correlated Channel

พิจารณาให้ช่องสัญญาณเป็นแบบ Uncorrelated อาศัย Moment Generating Function ดังนั้นค่า MGF ของ PDF ช่องสัญญาณสามารถเขียนได้ดังนี้

$$M_{\gamma_i} = \prod_{l=1}^L M_{\gamma_l}(s) \quad (4.25)$$

อาศัยความสัมพันธ์ของ MGF กับ Laplace Transform $M_{\gamma}(s) = L\{p(\gamma)\}$ โดยที่ Moment Generating Function ของช่องสัญญาณเป็นไปตามตารางที่ 2.1 ในบทที่ 2 และสามารถเลือกการกระจายตัวของช่องสัญญาณได้หลายรูปแบบ โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้พิจารณาช่องสัญญาณแบบ Nakagami ค่า MGF ที่ผ่านช่องสัญญาณแบบ Nakagami กับ Diversity แบบ MRC เขียนได้ดังนี้

$$M(s) = \prod_{l=1}^L \left(1 - \frac{s\gamma_l}{m}\right)^{-m} \quad (4.26)$$

อาศัยความสัมพันธ์ระหว่าง MGF และ PDF คือ $p(\gamma) = L^{-1}\{M(-s)\}$ ดังนั้นค่า PDF ที่ผ่านช่องสัญญาณแบบ Nakagami กับ Diversity แบบ MRC เขียนได้ดังนี้

$$p_{\gamma}(\gamma; m, L) = \frac{\gamma^{mL-1}}{\Gamma(mL) \left(\frac{\gamma}{m}\right)^{mL}} \exp\left(\frac{-m\gamma}{\gamma}\right) \quad (4.27)$$

ดังนั้นประสิทธิภาพของอัตราการส่งผ่านของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณที่มีการจางหาย Nakagami แบบ Un correlated จากสมการที่ 4.23 และสมการที่ 4.27 เขียนได้ดังนี้

$$T(\gamma) = \sum_{i=0}^{H-1} k_i \int_{\gamma_i}^{\gamma_i+1} \frac{\gamma^{mL-1}}{\Gamma(mL)(\gamma/m)^{mL}} \exp\left(\frac{-m\gamma}{\gamma}\right) d\gamma \quad (4.28)$$

ค่าความน่าจะเป็นการเกิดเข้าที่ตรงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณ Nakagami แบบ Un correlated จากสมการที่ 4.24 และสมการที่ 4.27 เขียนได้ดังนี้

$$P_{out}(\gamma) = \int_0^{\gamma_{th}} \frac{\gamma^{mL-1}}{\Gamma(mL)(\gamma/m)^{mL}} \exp\left(\frac{-m\gamma}{\gamma}\right) d\gamma \quad (4.29)$$

4.3.2 ช่องสัญญาณแบบสหสัมพันธ์ (Correlated Channel)

ประสิทธิภาพของ Diversity ในการใช้งานจริงนั้นยังมีค่าตัวแปรที่ไม่สามารถหาค่าได้ ยกตัวอย่างเช่น การส่งผ่านช่องสัญญาณที่เป็นแบบเจาะจงความถี่ การรบกวนกันระหว่างเส้นทางการสะท้อนเป็นต้น ซึ่งเกิดจากเวลาประวิงของเส้นทาง (Delay Path) และการรบกวนกันในเส้นทาง (Correlation Path) ดังนั้นในส่วนนี้จะทำการศึกษาประสิทธิภาพของ Diversity บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบ Nakagami โดยมีผลกระทบจากเวลาหน่วง Power Delay Profile และผลกระทบจากการรบกวนระหว่างเส้นทาง Fading Correlation Profile

แบบจำลองที่นำเสนอในในแต่ละเส้นทางไม่จำเป็นต้องเป็นอิสระจากกัน และสามารถมีค่าสัมประสิทธิ์ Correlation ซึ่งไปกว่านั้นในแต่ละเส้นทางของการจางหาย สามารถมีค่าเฉลี่ย SNR ต่อสัญลักษณ์ได้ตามต้องการ ในตัวแปรเสริมการจางหายเดียวกัน และมีค่าผลตอบสนองทางความถี่ของช่องสัญญาณเป็นแบบ non-uniform power delay profile ได้

การหาค่า PDF ของ SNR รวมในแบบจำลองนี้ไม่สามารถหาในรูปอย่างง่ายได้ อย่างไรก็ตาม Joint Distribution ของแบบจำลองนี้ได้มีการศึกษาเพื่อที่จะหาความสัมพันธ์ในรูปของ Joint MGF ของการกระจายตัวของ Gamma แบบหลายตัวแปร และมีการนิยาม $\beta_L = m\gamma_L / \bar{\gamma}_L$ เป็นการทำให้ Normalized SNR ต่อสัญลักษณ์ และต่อ Branch ดังนั้นจาก [3] สามารถเขียน MGF ในแบบจำลองช่องสัญญาณแบบ Nakagami ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} M_L(s; \{\bar{\gamma}_i\}_{i=1}^L; m; [\rho_{ij}] ; L) &\equiv M_L(s) = E_{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_L} \left[\exp\left(s \sum_{i=1}^L \gamma_i\right) \right] \\ &= E_{\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_L} \left[\exp\left(s \sum_{i=1}^L \frac{\bar{\gamma}_i}{m} \beta_i\right) \right] \end{aligned} \quad (4.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อาศัยสมการที่ 4.30 แทนลงในสมการที่ 4.25 ดังนั้น MGF คือ

$$M_Y(s) = \prod_{l=1}^L \left(1 - \frac{\bar{s}\gamma_l}{m}\right)^{-m} \times \left[\begin{array}{cccc} 1 & \sqrt{\rho_{12}} \left(1 - \frac{m}{s\gamma_2}\right)^{-1} & \cdots & \sqrt{\rho_{1L}} \left(1 - \frac{m}{s\gamma_L}\right)^{-1} \\ \sqrt{\rho_{12}} \left(1 - \frac{m}{s\gamma_1}\right)^{-1} & 1 & \cdots & \sqrt{\rho_{2L}} \left(1 - \frac{m}{s\gamma_L}\right)^{-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sqrt{\rho_{1L}} \left(1 - \frac{m}{s\gamma_1}\right)^{-1} & \sqrt{\rho_{2L}} \left(1 - \frac{m}{s\gamma_2}\right)^{-1} & \cdots & 1 \end{array} \right]_{L \times L}^{-m} \quad (4.31)$$

โดยที่ ρ_{ll} คือ ค่า Envelope correlation coefficient ระหว่างเส้นทางของช่องสัญญาณ

$$\rho_{ll} = \rho^{l-l} \quad l = 1, 2, \dots, L \quad (4.32)$$

และ $\bar{\gamma}_l$ คือค่า SNR ในแต่ละเส้นทางโดยพิจารณาให้มีผลกระทบจาก power delay profile แบบ Exponential ดังนี้

$$\bar{\gamma}_l = \bar{\gamma}_1 \exp(-\delta(l-1)) \quad l = 1, 2, \dots, L \quad (4.33)$$

เมื่อ δ คือ ตัวประกอบการลดทอนของกำลัง (Power decay factor)

ประสิทธิภาพของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้สามารถหาจากสมการ 4.23 ซึ่งต้องทราบค่า PDF ของช่องสัญญาณ โดยหาได้จากความสัมพันธ์ของ MGF และ ลاپลาซทรานสฟอร์ม แต่เนื่องจาก MGF ของช่องสัญญาณที่เกิดการจางหาย Nakagami แบบ Correlated มีความซับซ้อนมากดังนั้น การแปลงผกผันของลาปลาซทรานสฟอร์ม ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้อาศัย [12] เพื่อทำการหาค่าโดยใช้ Numerical Inversion Laplace Transform ซึ่งเป็นวิธีเชิงตัวเลข

พิจารณา X เป็นตัวแปรสุ่มแบบบวก ให้ $\hat{P}_X(s)$ เป็น Laplace Transform ของ $P_X(x)$ ดังนี้

$$P_X(x) = \frac{1}{2\pi j} \int_{a-j\infty}^{a+j\infty} \hat{P}_X(s) e^{sx} ds \quad (4.34)$$

เปลี่ยนตัวแปร โดยให้ $s = a + ju$ และอาศัยการแปลงค่า เอ็กซ์โปเนนเชียล ให้เป็นตรีโกณมิติ โดยค่าที่ Inverse Laplace เป็นค่าจริงดังนั้น

$$P_X(x) = \frac{e^{ax}}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [R\{\hat{P}_X(a + ju)\cos(ux)\} - I\{\hat{P}_X(a + ju)\sin(ux)\}] du \quad (4.35)$$

เมื่อ $R(\cdot)$ และ $I(\cdot)$ คือส่วนจริงและส่วนจินตภาพตามลำดับ พิจารณาให้ X เป็นตัวแปรสุ่มที่เป็นค่าบวกดังนั้น $P_X(-x) = 0$ สำหรับ $x \geq 0$ ดังนั้นเทอมของส่วนจริงและจินตภาพเขียนได้ดังนี้

$$\int_{-\infty}^{\infty} R\{\hat{P}_X(a + ju)\}\cos(ux) du = - \int_{-\infty}^{\infty} I\{\hat{P}_X(a + ju)\}\sin(ux) du \quad (4.36)$$

ดังนั้นสามารถสรุปสมการที่ 4.35 ได้คือ

$$P_X(x) = \frac{e^{ax}}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} R\{\hat{P}_X(a + ju)\}\cos(ux) du \quad (4.37)$$

ในความเป็นจริงแล้ว $P_X(x)$ เป็นค่าจริงดังนั้น $R\{\hat{P}_X(a + ju)\}$ เป็นฟังก์ชันคู่เมื่อเทียบกับตัวแปร u ดังนั้นสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$P_X(x) = \frac{2e^{ax}}{\pi} \int_0^{\infty} R\{\hat{P}_X(a + ju)\}\cos(ux) du \quad (4.38)$$

ทำการอินทิเกรตเชิงตัวเลขแบบ Trapezoidal rule โดยให้ $a = A/2x$ และมีช่วงความละเอียดในการอินทิเกรต $h = \pi/2x$ ดังนี้

$$P_X(x; A) = \frac{e^{A/2}}{x} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{\beta_n} R\left\{\hat{P}_X\left(\frac{A + 2\pi jn}{2x}\right)\right\} + E(A) \quad (4.39)$$

โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\beta_n = \begin{cases} 2, & n = 0 \\ 1, & n = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (4.40)$$

และค่า $E(A)$ คือค่าความผิดพลาดจากการทำ Discretization โดยมีค่าประมาณการตามสูตรของปัวซอง และมีขอบเขตดังนี้

$$\left| E(A) \leq \frac{e^{-A}}{1 - e^{-A}} \right| \quad (4.41)$$

ดังนั้นสามารถหาค่าการอินทิเกรตเชิงตัวเลขได้ดังนี้

$$P_X(x; A, N) = \frac{e^{A/2}}{x} \sum_{n=0}^N \frac{(-1)^n}{\beta_n} R \left\{ \hat{P}_X \left(\frac{A + 2\pi j n}{-2x} \right) \right\} + E(A) + E(N) \quad (4.42)$$

เมื่อ $E(N)$ คือค่าความผิดพลาดจาก Truncation จากสมการที่ 4.42 สามารถเขียนได้รูปอนุกรมจำกัดโดยอาศัยเทคนิคการคำนวณ Euler ซึ่งสามารถเขียนได้ในรูปของ Binomial โดยมีความยาวของอนุกรม $N, N+1, \dots, N+Q$ ตามลำดับ ท้ายสุดผลลัพธ์ของการแปลงผกผันลาปลาซเชิงเลขแสดงดังนี้

$$P_X(x; A, N, Q) = \sum_{q=0}^Q 2^{-q} \binom{Q}{q} \left[\frac{e^{A/2}}{x} \sum_{n=0}^{N+q} \frac{(-1)^n}{\beta_n} R \left\{ P_X \left(\frac{A + 2\pi j n}{2x} \right) \right\} \right] + E(A) + E(N, Q) \quad (4.43)$$

โดยที่ค่าความผิดพลาดรวมของ Truncation คือ $E(N, Q)$ สามารถประมาณได้ดังนี้

$$E(N, Q) \approx \frac{e^{A/2}}{x} \sum_{q=0}^Q 2^{-q} (-1)^{N+1+q} \binom{Q}{q} R \left\{ P_X \left(\frac{A + 2\pi j (N + q + 1)}{2x} \right) \right\} \quad (4.44)$$

อาศัยความสัมพันธ์ระหว่าง MGF และ Laplace Transform เพื่อหาค่า PDF ได้ดังนี้

$$p_\gamma(\gamma; A, N, Q) = \sum_{q=0}^Q 2^{-Q} \binom{Q}{q} \left[\frac{e^{A/2}}{\gamma} \sum_{n=0}^{N+q} \frac{(-1)^n}{\beta_n} R \left\{ M_\gamma \left(-\frac{A+2\pi j n}{2\gamma} \right) \right\} \right] + \frac{e^{-A}}{1-e^{-A}}$$

$$+ \frac{e^{A/2}}{\gamma} \sum_{q=0}^Q 2^{-Q} (-1)^{N+1+q} \binom{Q}{q} R \left\{ M_\gamma \left(-\frac{A+2\pi j(N+q+1)}{2\gamma} \right) \right\} \quad (4.45)$$

ดังนั้นอัตราการส่งผ่านของมอดูเลชันแบบปรับตัว ได้กับเอ็มอาร์ซี ไคเวอร์จี้ดี บนช่องสัญญาณเฟดดิ้ง Nakagami ที่เป็นแบบ correlated หาได้โดยการแทนสมการที่ 4.45 และ 4.31 ลงในสมการที่ 4.23

$$T(\gamma) = \sum_{i=0}^{H-1} k_i \int_{\gamma_i}^{\gamma_{i+1}} \left\{ \sum_{q=0}^Q 2^{-Q} \binom{Q}{q} \left[\frac{e^{A/2}}{x} \sum_{n=0}^{N+q} \frac{(-1)^n}{\beta_n} \right] R \prod_{l=1}^L \left(1 - \frac{s\bar{\gamma}_l}{m} \right)^{-m} \right.$$

$$\left. \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{\rho_{12}} \left(1 - \frac{m}{s\bar{\gamma}_2} \right)^{-1} & \cdots & \sqrt{\rho_{1L}} \left(1 - \frac{m}{s\bar{\gamma}_L} \right)^{-1} \\ \sqrt{\rho_{12}} \left(1 - \frac{m}{s\bar{\gamma}_1} \right)^{-1} & 1 & \cdots & \sqrt{\rho_{2L}} \left(1 - \frac{m}{s\bar{\gamma}_L} \right)^{-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sqrt{\rho_{1L}} \left(1 - \frac{m}{s\bar{\gamma}_1} \right)^{-1} & \sqrt{\rho_{2L}} \left(1 - \frac{m}{s\bar{\gamma}_2} \right)^{-1} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \right.$$

$$\left. + \frac{e^{-A}}{1-e^{-A}} + \frac{e^{A/2}}{x} \sum_{q=0}^Q 2^{-Q} (-1)^{N+1+q} \binom{Q}{q} R \prod_{l=1}^L \left(1 - \frac{s_e \bar{\gamma}_l}{m} \right)^{-m} \right.$$

$$\left. \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{\rho_{12}} \left(1 - \frac{m}{s_e \bar{\gamma}_2} \right)^{-1} & \cdots & \sqrt{\rho_{1L}} \left(1 - \frac{m}{s_e \bar{\gamma}_L} \right)^{-1} \\ \sqrt{\rho_{12}} \left(1 - \frac{m}{s_e \bar{\gamma}_1} \right)^{-1} & 1 & \cdots & \sqrt{\rho_{2L}} \left(1 - \frac{m}{s_e \bar{\gamma}_L} \right)^{-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sqrt{\rho_{1L}} \left(1 - \frac{m}{s_e \bar{\gamma}_1} \right)^{-1} & \sqrt{\rho_{2L}} \left(1 - \frac{m}{s_e \bar{\gamma}_2} \right)^{-1} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \right\} dy \quad (4.46)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$s = -(A + 2\pi jn) / 2\gamma \quad (4.47)$$

และ

$$s_e = -(A + 2\pi jn(N + q + 1)) / 2\gamma \quad (4.48)$$

ค่าความน่าจะเป็นที่เกิดเข้าที่เดจของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ บนช่องสัญญาณที่เกิดการ
จางหาย Nakagami แบบ correlated จากสมการที่ 4.45 และ 4.31 ลงในสมการที่ 4.24

$$\begin{aligned}
 P_{out} = & \int_0^{\gamma_1} \left\{ \sum_{q=0}^Q 2^{-q} \binom{Q}{q} \left(\left[\frac{e^{A/2}}{x} \sum_{n=0}^{N+q} \left(\frac{(-1)^n}{\beta_n} \right) \right] R \prod_{l=1}^L \left(1 - \frac{s\bar{\gamma}_l}{m} \right)^{-m} \right. \right. \\
 & \left. \left[\begin{array}{ccc} 1 & \sqrt{\rho_{12}} \left(1 - \frac{m}{s\bar{\gamma}_2} \right)^{-1} & \dots \sqrt{\rho_{1L}} \left(1 - \frac{m}{s\bar{\gamma}_L} \right)^{-1} \\ \sqrt{\rho_{12}} \left(1 - \frac{m}{s\bar{\gamma}_1} \right)^{-1} & 1 & \dots \sqrt{\rho_{2L}} \left(1 - \frac{m}{s\bar{\gamma}_L} \right)^{-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \sqrt{\rho_{1L}} \left(1 - \frac{m}{s\bar{\gamma}_1} \right)^{-1} & \sqrt{\rho_{2L}} \left(1 - \frac{m}{s\bar{\gamma}_2} \right)^{-1} & \dots 1 \end{array} \right] \right. \\
 & \left. + \frac{e^{-A}}{1 - e^{-A}} + \frac{e^{A/2}}{x} \sum_{q=0}^Q 2^{-q} (-1)^{N+1+q} \binom{Q}{q} R \prod_{l=1}^L \left(1 - \frac{s_e \bar{\gamma}_l}{m} \right)^{-m} \right. \\
 & \left. \left[\begin{array}{ccc} 1 & \sqrt{\rho_{12}} \left(1 - \frac{m}{s_e \bar{\gamma}_2} \right)^{-1} & \dots \sqrt{\rho_{1L}} \left(1 - \frac{m}{s_e \bar{\gamma}_L} \right)^{-1} \\ \sqrt{\rho_{12}} \left(1 - \frac{m}{s_e \bar{\gamma}_1} \right)^{-1} & 1 & \dots \sqrt{\rho_{2L}} \left(1 - \frac{m}{s_e \bar{\gamma}_L} \right)^{-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \sqrt{\rho_{1L}} \left(1 - \frac{m}{s_e \bar{\gamma}_1} \right)^{-1} & \sqrt{\rho_{2L}} \left(1 - \frac{m}{s_e \bar{\gamma}_2} \right)^{-1} & \dots 1 \end{array} \right] \right\} d\gamma \quad (4.49)
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 4.46 และสมการที่ 4.49 แสดงประสิทธิภาพการส่งผ่าน และค่าความน่าจะเป็นเข้าที่
 เดจ ของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ โดยมีตัวแปรเสริมการจางหาย จำนวนเส้นทาง สัมประสิทธิ์
 สหสัมพันธ์ power delay profile และ SNR

เพื่อประกันว่าผลลัพธ์ที่ได้จะมีค่าความผิดพลาดจากการคำนวณเชิงตัวเลขต่ำ ดังนั้นตั้ง
 ค่าคงที่ในการคำนวณเชิงเลขดังต่อไปนี้ $A = 23.236, N = 21, Q = 15$ เพราะฉะนั้น ค่าความ
 ผิดพลาดจะต่ำกว่า 10^{-10}



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ผลการวิเคราะห์

สำหรับบทนี้จะนำเสนอการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบที่นำเสนอ โดยอาศัยการใช้โปรแกรม Matlab ในการจำลองแบบการทำงานของระบบ โดยทำการวิเคราะห์ความน่าจะเป็นของการเกิดเอ้าท์เดจ (Outage Probability) และอัตราการส่งผ่านเฉลี่ย (Average Throughput) พิจารณาให้ช่องสัญญาณเป็นอิสระจากกัน และช่องสัญญาณที่มีสหสัมพันธ์กัน ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาผลของตัวแปรเสริมการจางหาย จำนวนไควเวอร์ซิตีเอ็มอาร์ซี สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ PDP และค่า SNR ซึ่งมีผลต่อค่าประสิทธิภาพของระบบโดยแบ่งตามหัวข้อที่ทำการวิเคราะห์ดังนี้

5.1 เปรียบเทียบประสิทธิภาพของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้กับ 8 PSK

โดยพิจารณาจากค่าความน่าจะเป็นเอ้าท์เดจ บนช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายนาคากามิ ทั้งแบบที่เป็นอิสระจากกันและแบบสหสัมพันธ์ ที่ SNR 15 dB ซึ่งพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหาย ไควเวอร์ซิตี สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ และค่า PDP

5.2 การวิเคราะห์ช่องสัญญาณที่เป็นอิสระจากกัน

โดยกำหนดให้ค่า PDP และ สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ เป็น 0 จากนั้นทำการเปลี่ยนค่าตัวแปรเสริมการจางหายแบบนาคากามิ และจำนวนไควเวอร์ซิตีเอ็มอาร์ซี ที่ SNR 15 dB

5.2.1 ผลของทรูพุท ในช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนตัวแปรเสริมและไควเวอร์ซิตี

5.2.2 ผลของค่าความน่าจะเป็นการเกิดเอ้าท์เดจ ในช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนตัวแปรเสริมและ จำนวนไควเวอร์ซิตี

5.3 การวิเคราะห์ช่องสัญญาณที่เกิดสหสัมพันธ์กันแต่ไม่เกิดผลกระทบของ PDP

โดยกำหนดให้ค่า PDP เป็น 0 เพื่อดูผลกระทบของสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์

5.3.1 ผลของค่าเฉลี่ยทรูพุท บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ที่มีการเปลี่ยนตัวแปรเสริม จำนวนไควเวอร์ซิตี และ สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ที่ SNR 15 dB

5.3.2 ผลของค่าเฉลี่ยทรูพุท บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ที่มีการเปลี่ยนตัวแปรเสริม จำนวนไควเวอร์ซิตี และ สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ที่ SNR 20 dB

5.3.3 ผลของค่าความน่าจะเป็นเอ้าท์เดจ บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ที่มีการเปลี่ยนตัวแปรเสริม จำนวนไควเวอร์ซิตี และ สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์

5.3.4 ผลของค่าความน่าจะเป็นเข้าที่เตียง บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ที่มีการเปลี่ยนตัวแปรเสริม จำนวนไคเวอร์ซิติ์ สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ที่ SNR 20 dB

5.4 การวิเคราะห์ช่องสัญญาณที่เกิดสหสัมพันธ์กันและเกิดผลกระทบของ PDP

โดยกำหนดให้ค่า PDP เป็น 0.5 และ 1

5.4.1 ผลของค่าเฉลี่ยทรูพุท บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ที่มีการเปลี่ยนตัวแปรเสริม จำนวนไคเวอร์ซิติ์ สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ และ PDP ที่ SNR 15 dB

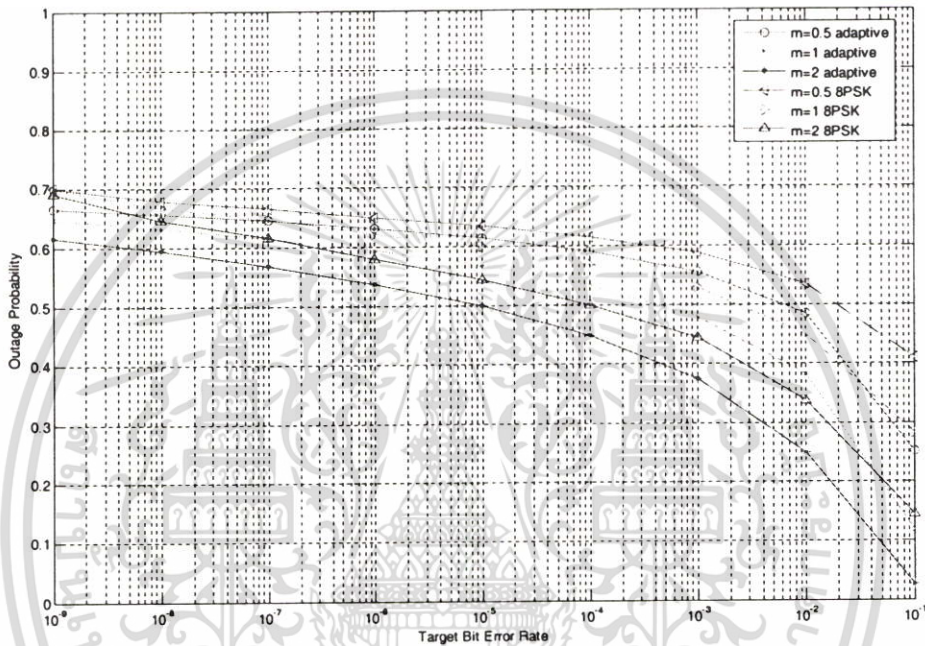
5.4.2 ผลของค่าเฉลี่ยทรูพุท บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ที่มีการเปลี่ยนตัวแปรเสริม จำนวนไคเวอร์ซิติ์ สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ และ PDP ที่ SNR 20 dB

5.4.3 ผลของค่าความน่าจะเป็นเข้าที่เตียง บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ที่มีการเปลี่ยนตัวแปรเสริม จำนวนไคเวอร์ซิติ์ สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ และ PDP ที่ SNR 15 dB

5.4.4 ผลของค่าความน่าจะเป็นเข้าที่เตียง บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ที่มีการเปลี่ยนตัวแปรเสริม จำนวนไคเวอร์ซิติ์ สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ และ PDP ที่ SNR 20 dB

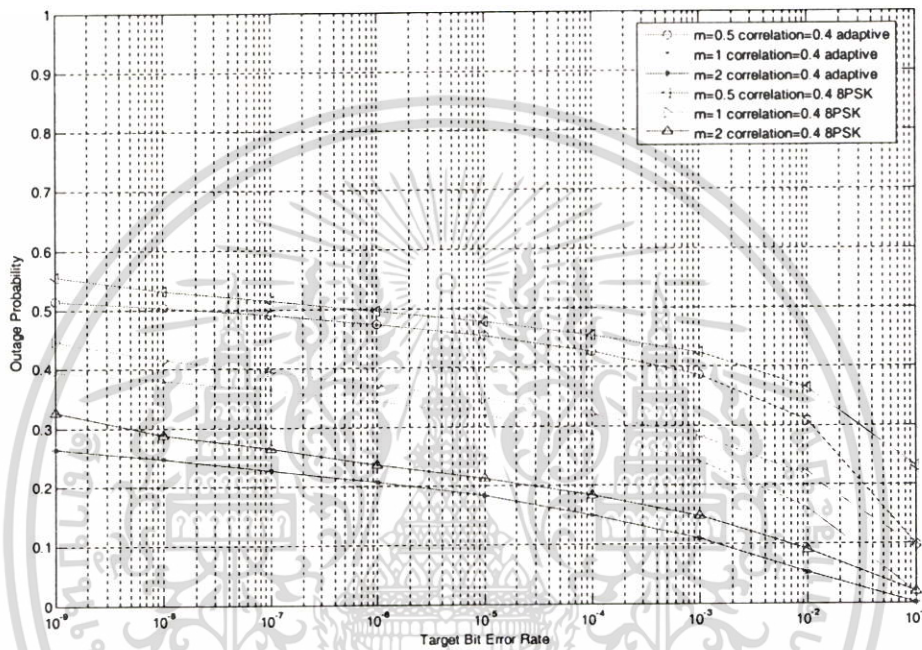
5.1 เปรียบเทียบประสิทธิภาพของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ กับ 8 PSK

รูปที่ 5.1 แสดงผลของค่าความน่าจะเป็นเป็นเอ้าท์เดจ มีมีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหายช่องสัญญาณนาคากามิ โดยให้ค่า SNR คงที่ 15 dB ตัวแปรเสริมการจางหาย $m = 0.5, 1, 2$ จากการวิเคราะห์ประสิทธิภาพเทียบกับ 8PSK แล้วจะเห็นว่ากรณีมอดูเลชันแบบปรับตัวได้มีค่าความน่าจะเป็นเป็นเอ้าท์เดจที่ดีกว่า ในทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย



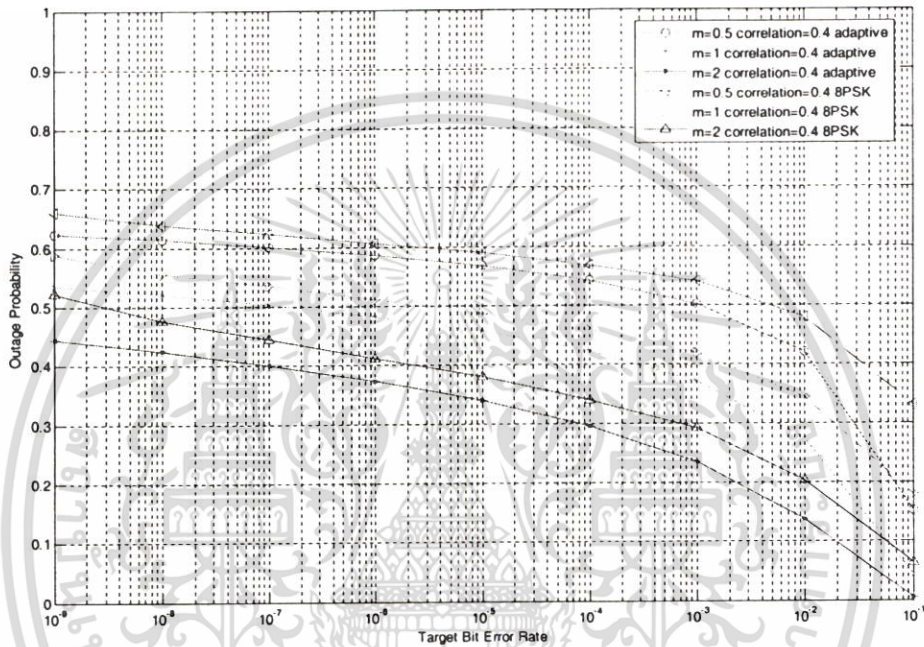
รูปที่ 5.1 ค่าความน่าจะเป็นเป็นเอ้าท์เดจของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ เทียบกับ 8PSK บนช่องสัญญาณนาคากามิ ตัวแปรเสริมการจางหาย $m = 0.5, 1, 2$ ให้ SNR มีค่า 15 dB

รูปที่ 5.2 แสดงค่าความน่าจะเป็นเข้าที่ตรง บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหาย $m = 0.5, 1, 2$ ผลกระทบของสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ $\rho = 0.4$ และจำนวนโคเวอริจันซ์แบบเอ็มอาร์ซี $L = 2$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 15 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่าค่าความน่าจะเป็นที่เข้าที่ตรงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าที่ดีกว่า 8 PSK ในทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย



รูปที่ 5.2 ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่ตรงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ เทียบกับ 8PSK บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยใช้โคเวอริจันซ์ $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย $m = 0.5, 1, 2$ และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ 0.4 ให้ SNR มีค่า 15 dB

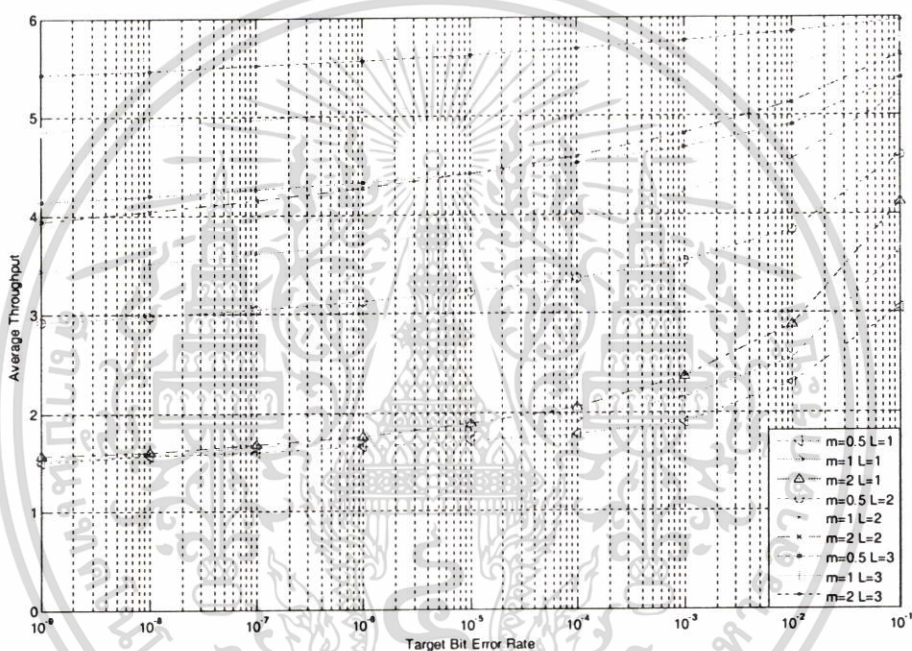
รูปที่ 5.3 แสดงค่าความน่าจะเป็นเข้าที่แดง บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหาย $m = 0.5, 1, 2$ ผลกระทบของสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ $\rho = 0.4$ จำนวนโคเวอริจันต์แบบเอ็มอาร์ซี $L = 2$ และค่า PDP ที่ 1 โดยให้ค่า SNR คงที่ 15 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่าค่าความน่าจะเป็นที่เข้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าที่ดีกว่า 8 PSK ในทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย



รูปที่ 5.3 ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ เทียบกับ 8PSK บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยใช้โคเวอริจันต์ $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย $m = 0.5, 1, 2$ สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ 0.4 และ PDP = 1 ให้ SNR มีค่า 15 dB

5.2.1 ผลของทรูพุท

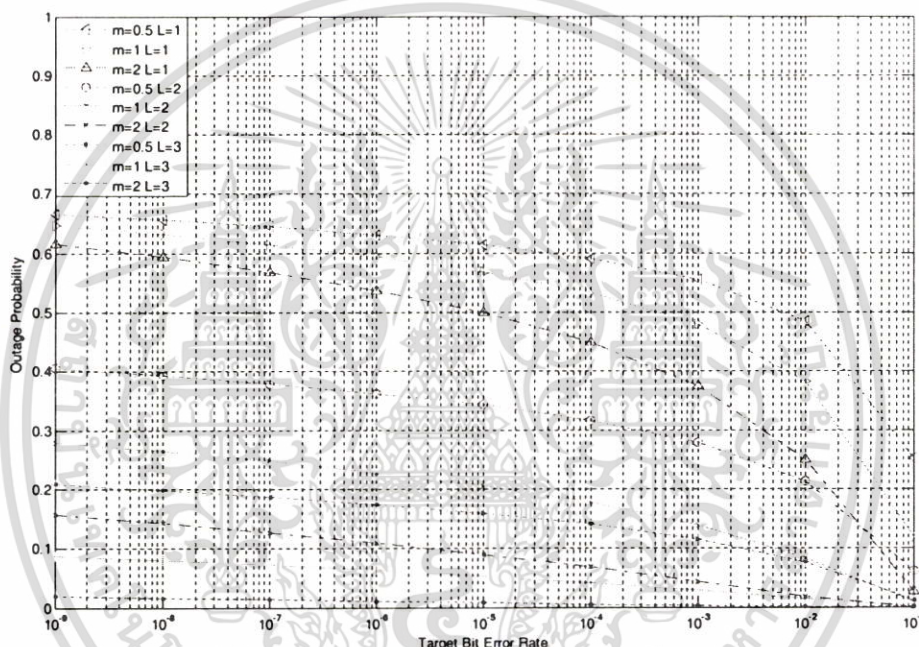
รูปที่ 5.4 แสดงผลของค่าเฉลี่ยทรูพุท ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมของการจางหาย ช่องสัญญาณอากาศามิ และจำนวนโคเวอรัชิตีแบบเอ็มอาร์ซี โดยให้ค่า SNR คงที่ 15 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่าเมื่อมีจำนวนโคเวอรัชิตี $L=1,2,3$ และ ค่าตัวแปรเสริมของการจางหาย $m=0.5,1,2$ เพิ่มขึ้น ทำให้อัตราเฉลี่ยของทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้มีค่าเพิ่มขึ้น ทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย เนื่องจากจำนวนโคเวอรัชิตีที่เพิ่มขึ้นทำให้ SNR ที่รับได้มีค่าสูงกว่าเดิม และ ตัวแปรเสริมการจางหายที่เพิ่มขึ้นส่งผลให้เกิดการจางหายน้อยลง



รูปที่ 5.4 ค่าเฉลี่ยทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ ที่มีการใช้โคเวอรัชิตี และตัวแปรเสริมการจางหาย โดยให้ SNR มีค่าคงที่ 15 dB

5.2.2 ผลของค่าความน่าจะเป็นเข้าที่ตรง

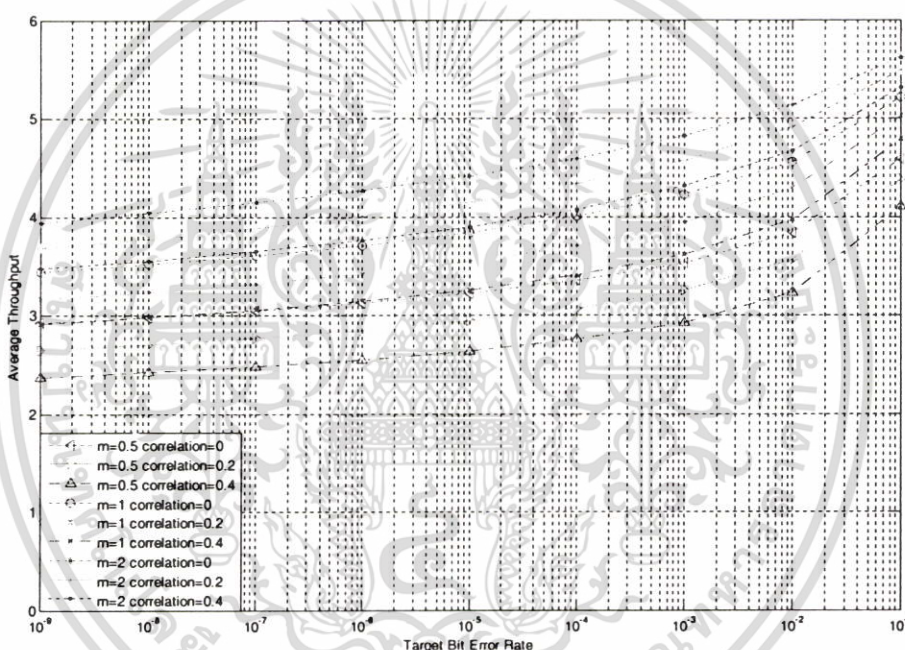
รูปที่ 5.5 แสดงผลของค่าความน่าจะเป็นเข้าที่ตรง มีมีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหายช่องสัญญาณคาภาคามิ และจำนวนโคเวอรัชิตีแบบเอ็มอาร์ซี โดยให้ค่า SNR คงที่ที่ 15 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่าเมื่อมีจำนวนโคเวอรัชิตี $L=1,2,3$ และค่าตัวแปรเสริมการจางหาย $m=0.5,1,2$ เพิ่มขึ้น ทำให้ค่าความน่าจะเป็นที่เข้าที่ตรงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้มีค่าลดลง ทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย เนื่องจากจำนวนโคเวอรัชิตีที่เพิ่มขึ้นทำให้ SNR ที่รับได้มีค่าสูงกว่าเดิม และ ตัวแปรเสริมการจางหายที่เพิ่มขึ้นส่งผลให้เกิดการจางหายน้อยลง



รูปที่ 5.5 ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่ตรงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ ที่มีการใช้โคเวอรัชิตี และตัวแปรเสริมการจางหาย โดยให้ SNR มีค่าคงที่ 15 dB

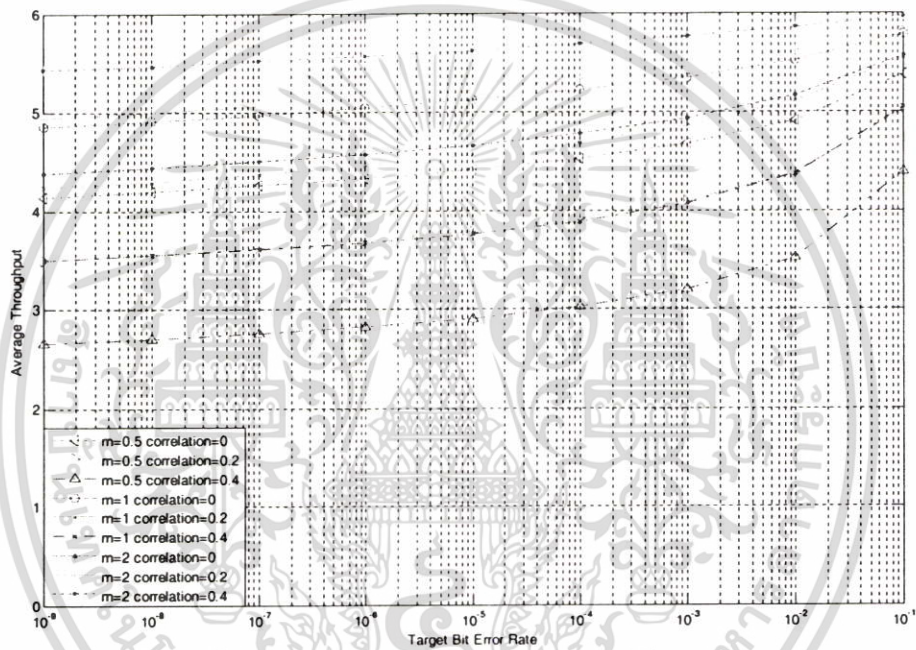
5.3.1 ผลของทรูทท์ ที่ SNR 15 dB

รูปที่ 5.6 แสดงผลของค่าเฉลี่ยทรูทท์ บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหายช่องสัญญาณ $m = 0.5, 1, 2$ ผลกระทบของ ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ $\rho = 0, 0.2, 0.4$ และจำนวนโคเวอร์ซิติ์แบบเอ็มอาร์ซี $L = 2$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 15 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า ผลกระทบจาก สัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ อัตราเฉลี่ยของทรูทท์ของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าลดลงทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมายเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีของช่องสัญญาณ ที่ไม่เกิดสหสัมพันธ์ $\rho = 0$ เนื่องจากสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของช่องสัญญาณที่มีค่าสูงขึ้นทำให้เกิดการ Interference กับสัญญาณในเส้นทางอื่น



รูปที่ 5.6 ค่าเฉลี่ยทรูทท์ของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอร์ซิติ์ $L = 2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR=15 dB

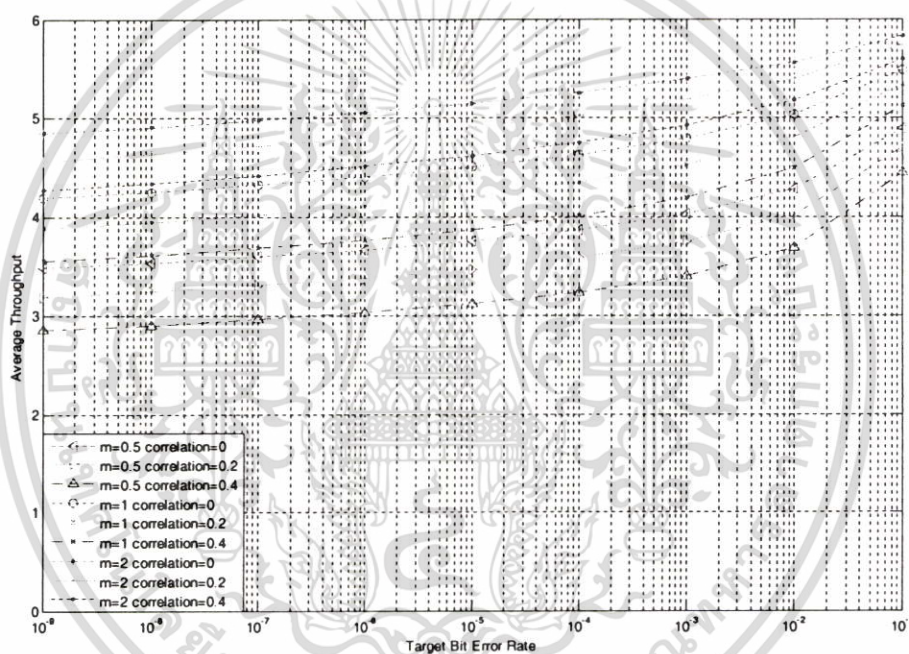
รูปที่ 5.7 แสดงผลของค่าเฉลี่ยทรูพุท บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ ที่มีการพิจารณาตัวแปรการจางหายช่องสัญญาณ $m=0.5,1,2$ ผลกระทบของ ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ $\rho=0,0.2,0.4$ และจำนวนโคเวอริจันซ์แบบเอ็มอาร์ซี $L=3$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 15 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า ผลกระทบจาก สัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ อัตราเฉลี่ยของทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าลดลงทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมายเมื่อ เปรียบเทียบกับกรณีของช่องสัญญาณ ที่ไม่เกิดสหสัมพันธ์ $\rho=0$ เนื่องจากสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของช่องสัญญาณที่มีค่าสูงขึ้นทำให้เกิดการ Interference กับสัญญาณในเส้นทางอื่น



รูปที่ 5.7 ค่าเฉลี่ยทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันซ์ $L=3$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ $\text{SNR}=15$ dB

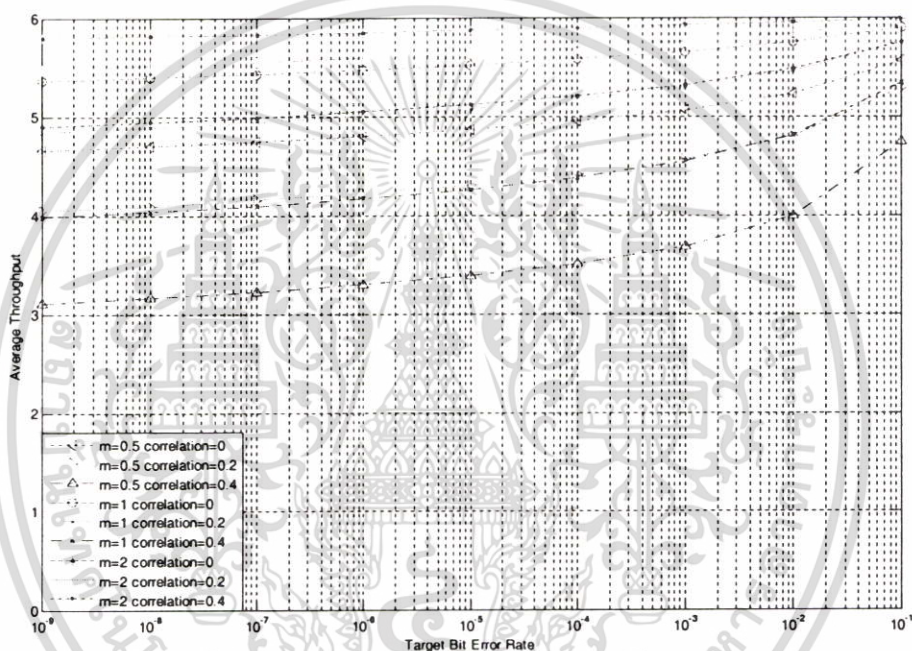
5.3.2 ผลของทรูพุท ที่ SNR 20 dB

รูปที่ 5.8 แสดงผลของค่าเฉลี่ยทรูพุท บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ ที่มีการพิจารณาตัวแปรการจางหายช่องสัญญาณ $m = 0.5, 1, 2$ ผลกระทบของค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ $\rho = 0, 0.2, 0.4$ และจำนวนไควเวอร์ซิตีแบบเอ็มอาร์ซี $L = 2$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 20 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า ผลกระทบจาก สัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ อัตราเฉลี่ยของทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าลดลงทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมายเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีของช่องสัญญาณ ที่ไม่เกิดสหสัมพันธ์ $\rho = 0$ เนื่องจากสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของช่องสัญญาณที่มีค่าสูงขึ้นทำให้เกิดการ Interference กับสัญญาณในเส้นทางอื่น



รูปที่ 5.8 ค่าเฉลี่ยทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้ไควเวอร์ซิตี $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR=20 dB

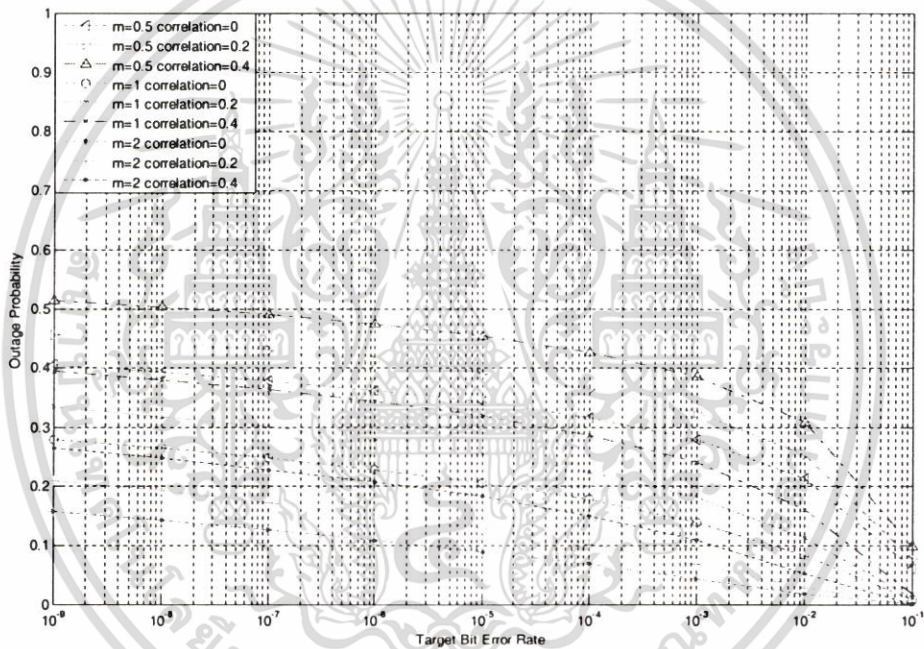
รูปที่ 5.9 แสดงผลของค่าเฉลี่ยทราฟฟิค บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหายช่องสัญญาณ $m = 0.5, 1, 2$ ผลกระทบของ ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ $\rho = 0, 0.2, 0.4$ และจำนวนโคเวอร์จี้ตีแบบเอ็มอาร์ซี $L = 3$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 20 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า ผลกระทบจาก สัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ อัตราเฉลี่ยของทราฟฟิคของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าลดลงทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมายเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีของช่องสัญญาณ ที่ไม่เกิดสหสัมพันธ์ $\rho = 0$ เนื่องจากสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของช่องสัญญาณที่มีค่าสูงขึ้นทำให้เกิดการ Interference กับสัญญาณในเส้นทางอื่น



รูปที่ 5.9 ค่าเฉลี่ยทราฟฟิคของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอร์จี้ตี $L=3$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR=20 dB

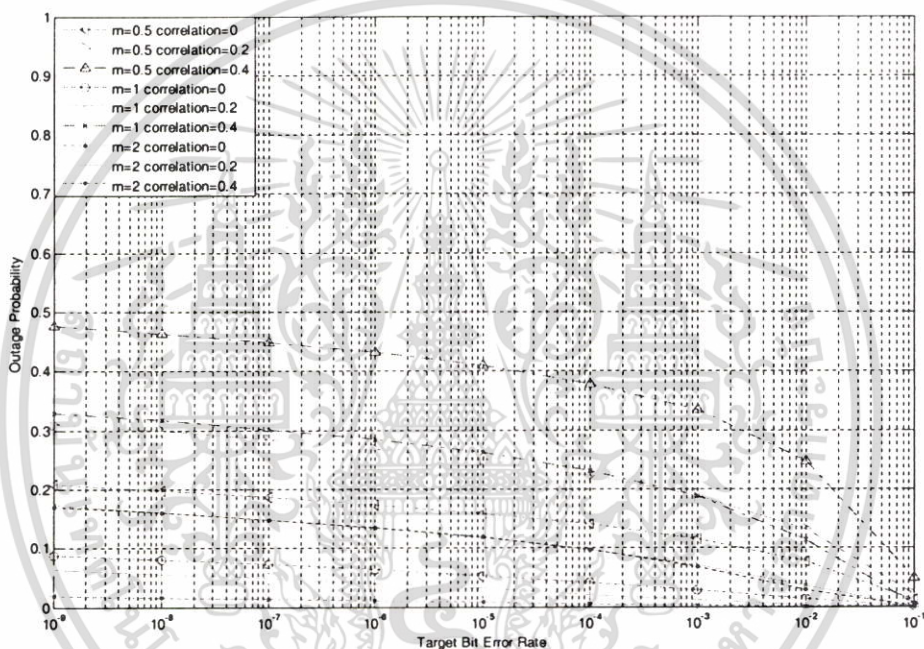
5.3.3 ผลของค่าความน่าจะเป็นเข้าที่แดง ที่ SNR 15 dB

รูปที่ 5.10 แสดงค่าความน่าจะเป็นเข้าที่แดง บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหาย $m = 0.5, 1, 2$ ผลกระทบของสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ $\rho = 0, 0.2, 0.4$ และจำนวนไคเวอร์ซีตีแบบเอ็มอาร์ซี $L = 2$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 15 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า ผลกระทบจาก สัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ ค่าความน่าจะเป็นที่เข้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าเพิ่มขึ้นในทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมายเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีของช่องสัญญาณ ที่ไม่เกิดสหสัมพันธ์ $\rho = 0$ เนื่องจากสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของช่องสัญญาณที่มีค่าสูงขึ้นทำให้เกิดการ Interference กับสัญญาณในเส้นทางอื่น



รูปที่ 5.10 ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้ไคเวอร์ซีตี $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ให้ SNR มีค่า 15 dB

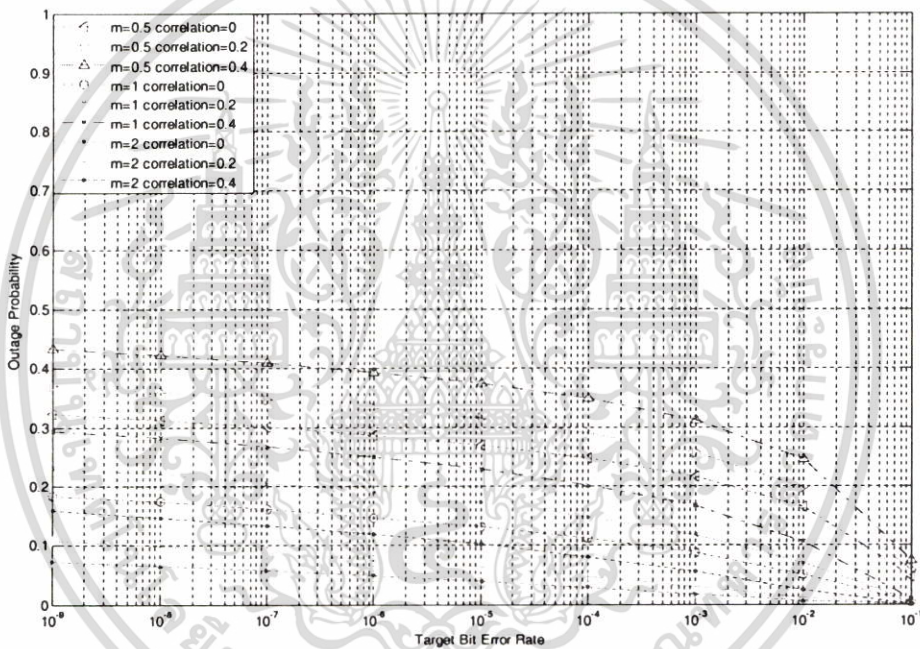
รูปที่ 5.11 แสดงค่าความน่าจะเป็นเข้าที่แดง บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหาย $m = 0.5, 1, 2$ ผลกระทบของสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ $\rho = 0, 0.2, 0.4$ และจำนวนไควเวอร์ซิตีแบบเอ็มอาร์ซี $L = 3$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 15 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า ผลกระทบจาก สัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ ค่าความน่าจะเป็นที่เข้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าเพิ่มขึ้นในทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมายเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีของช่องสัญญาณ ที่ไม่เกิดสหสัมพันธ์ $\rho = 0$ เนื่องจากสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของช่องสัญญาณที่มีค่าสูงขึ้นทำให้เกิดการ Interference กับสัญญาณในเส้นทางอื่น



รูปที่ 5.11 ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้ไควเวอร์ซิตี $L=3$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR มีค่า 15 dB

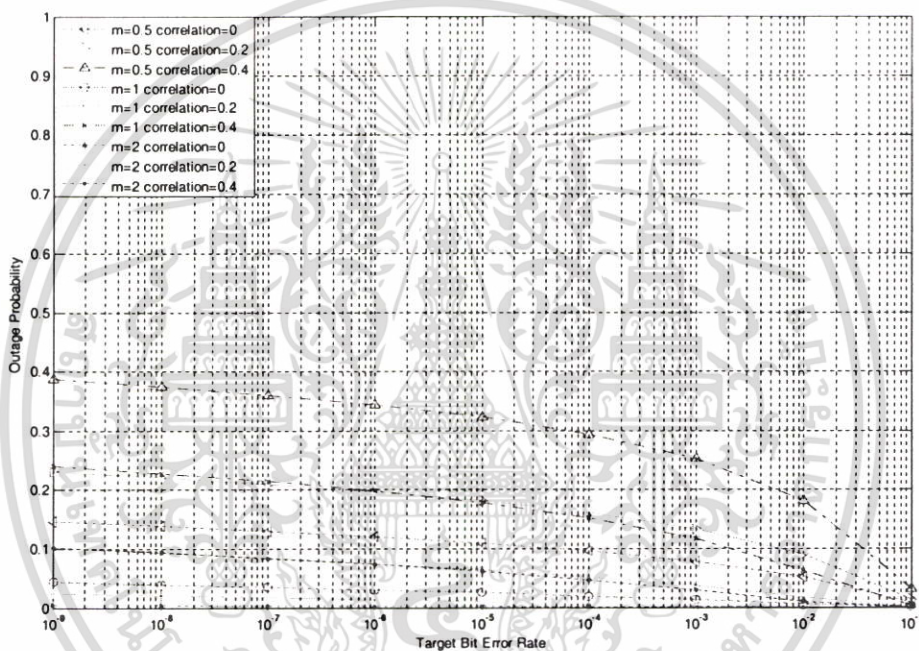
5.3.4 ผลของค่าความน่าจะเป็นเข้าที่ตรง ที่ SNR 20 dB

รูปที่ 5.12 แสดงค่าความน่าจะเป็นเข้าที่ตรง บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหาย $m = 0.5, 1, 2$ ผลกระทบของสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ $\rho = 0, 0.2, 0.4$ และจำนวนโคเวอริจันต์แบบเอ็มอาร์ซี $L = 2$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 20 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า ผลกระทบจาก สัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ ค่าความน่าจะเป็นที่เข้าที่ตรงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าเพิ่มขึ้นในทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมายเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีของช่องสัญญาณ ที่ไม่เกิดสหสัมพันธ์ $\rho = 0$ เนื่องจากสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของช่องสัญญาณที่มีค่าสูงขึ้นทำให้เกิดการ Interference กับสัญญาณในเส้นทางอื่น



รูปที่ 5.12 ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่ตรงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันต์ $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ให้ SNR มีค่า 20 dB

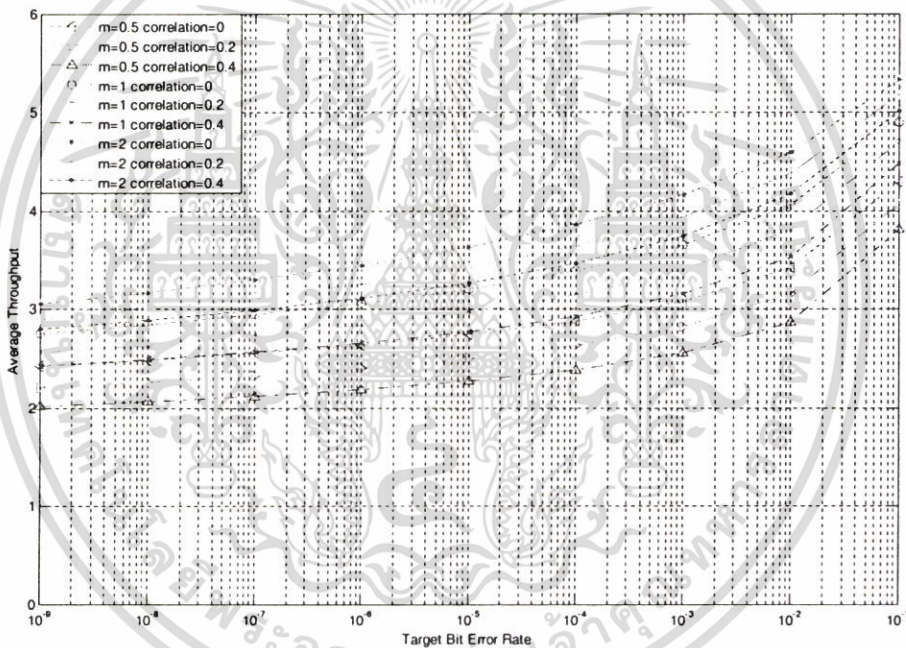
รูปที่ 5.13 แสดงค่าความน่าจะเป็นเข้าที่ตรง บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหาย $m = 0.5, 1, 2$ ผลกระทบของสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ $\rho = 0, 0.2, 0.4$ และจำนวนโคเวอริจันต์แบบเอ็มอาร์ซี $L = 3$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 20 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า ผลกระทบจาก สัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ ค่าความน่าจะเป็นที่เข้าที่ตรงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าเพิ่มขึ้นในทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมายเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีของช่องสัญญาณ ที่ไม่เกิดสหสัมพันธ์ $\rho = 0$ เนื่องจากสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของช่องสัญญาณที่มีค่าสูงขึ้นทำให้เกิดการ Interference กับสัญญาณ ในเส้นทางอื่น



รูปที่ 5.13 ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่ตรงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันต์ $L=3$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR มีค่า 20 dB

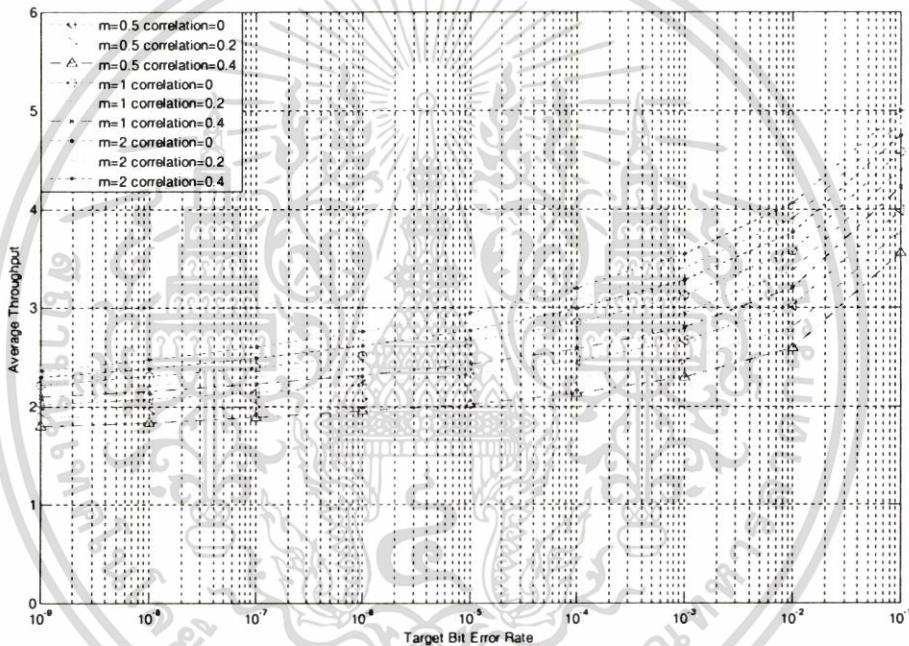
5.4.1 ผลของทรูพุท ที่ SNR 15 dB โดยมีผลกระทบจาก PDP

รูปที่ 5.14 แสดงผลของค่าเฉลี่ยทรูพุท บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหายช่องสัญญาณ $m = 0.5, 1, 2$ ผลกระทบของ ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ $\rho = 0, 0.2, 0.4$ และจำนวนโคเวอริจันต์แบบเอ็มอาร์ซี $L = 2$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 15 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า มีผลกระทบจากสัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้นทำให้อัตราเฉลี่ยของทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าลดลงทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย รวมถึงผลกระทบจาก PDP $\delta = 0.5$ ที่เพิ่มขึ้นทำให้อัตราเฉลี่ยของทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าลดลง ทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมายเมื่อเทียบกับกรณีไม่เกิดผลกระทบจาก PDP $\delta = 0$ เนื่องจากช่องสัญญาณเกิดผลกระทบจากเวลาหน่วง



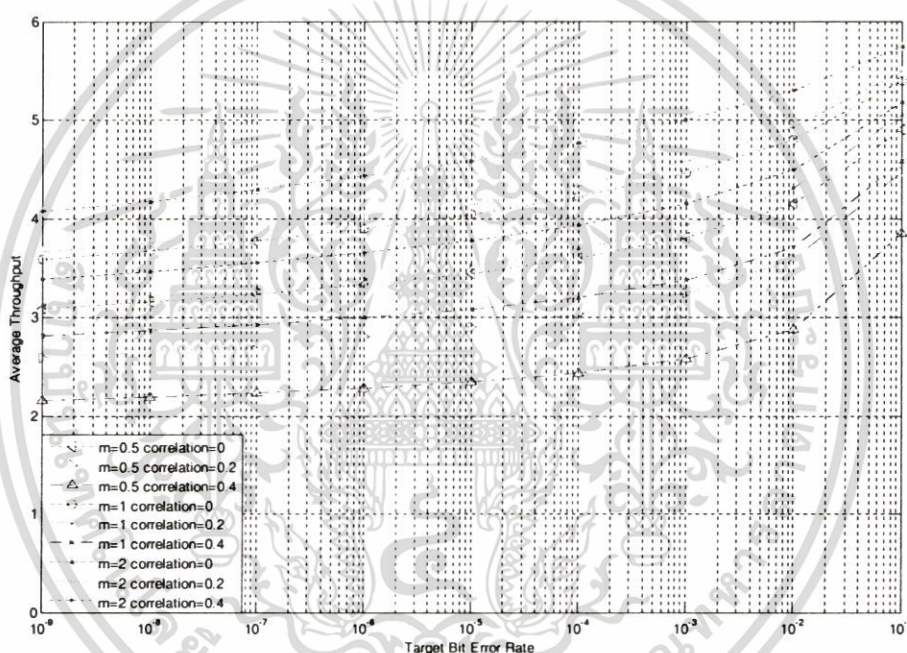
รูปที่ 5.14 ค่าเฉลี่ยทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันต์ $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR=15 dB ซึ่งมีผลกระทบของ PDP=0.5

รูปที่ 5.15 แสดงผลของค่าเฉลี่ยทรูพุท บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ ที่มี การพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหายช่องสัญญาณ $m=0.5,1,2$ ผลกระทบของ ค่าสัมประสิทธิ์ สหสัมพันธ์ $\rho=0,0.2,0.4$ และจำนวนโคเวอริจันต์แบบเอ็มอาร์ซี $L=2$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 15 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า มีผลกระทบจากสัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ อัตราเฉลี่ยของทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าลดลงทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย รวมถึงผลกระทบจาก PDP $\delta=1$ ที่เพิ่มขึ้นทำให้อัตราเฉลี่ยของทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัว ได้ มีค่าลดลง ทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมายเมื่อเทียบกับกรณีไม่เกิดผลกระทบจาก PDP $\delta=0$ เนื่องจากช่องสัญญาณเกิดผลกระทบจากเวลาหน่วง



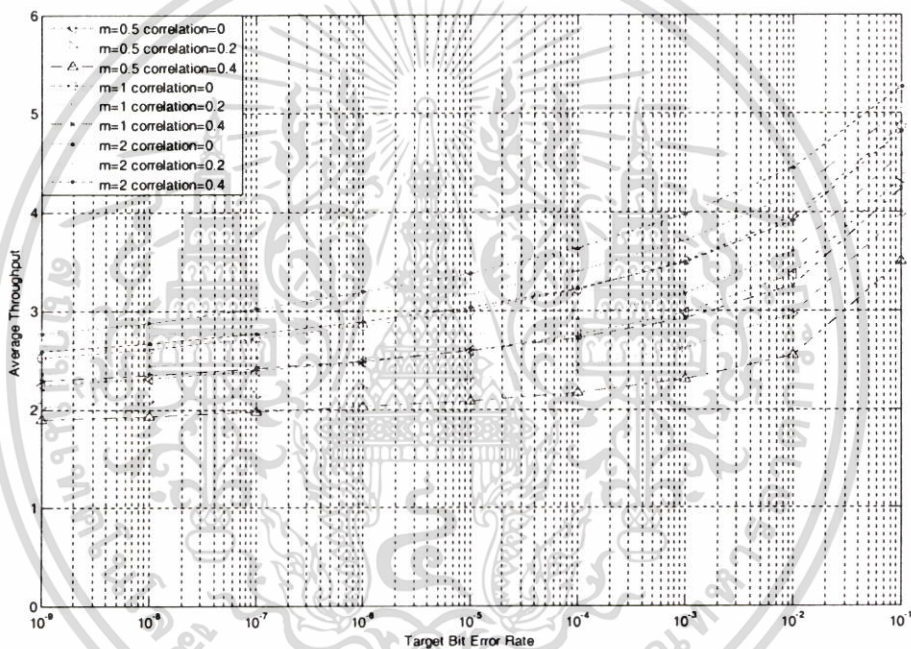
รูปที่ 5.15 ค่าเฉลี่ยทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันต์ $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ $SNR=15$ dB ซึ่งมีผลกระทบของ PDP=1

รูปที่ 5.16 แสดงผลของค่าเฉลี่ยทรูพุท บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ ที่มี การพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหายช่องสัญญาณ $m=0.5,1,2$ ผลกระทบของ ค่าสัมประสิทธิ์ สหสัมพันธ์ $\rho=0,0.2,0.4$ และจำนวนโคเวอร์จี้ตีแบบเอ็มอาร์ซี $L=3$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 15 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า มีผลกระทบจากสัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ อัตราเฉลี่ยของทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าลดลงทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย รวมถึงผลกระทบจาก PDP $\delta=0.5$ ที่เพิ่มขึ้นทำให้อัตราเฉลี่ยของทรูพุทของมอดูเลชันแบบ ปรับตัวได้ มีค่าลดลง ทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมายเมื่อเทียบกับกรณีไม่เกิดผลกระทบจาก PDP $\delta=0$ เนื่องจากช่องสัญญาณเกิดผลกระทบจากเวลาหนึ่ง



รูปที่ 5.16 ค่าเฉลี่ยทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอร์จี้ตี $L=3$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ $\text{SNR}=15$ dB ซึ่งมีผลกระทบของ $\text{PDP}=0.5$

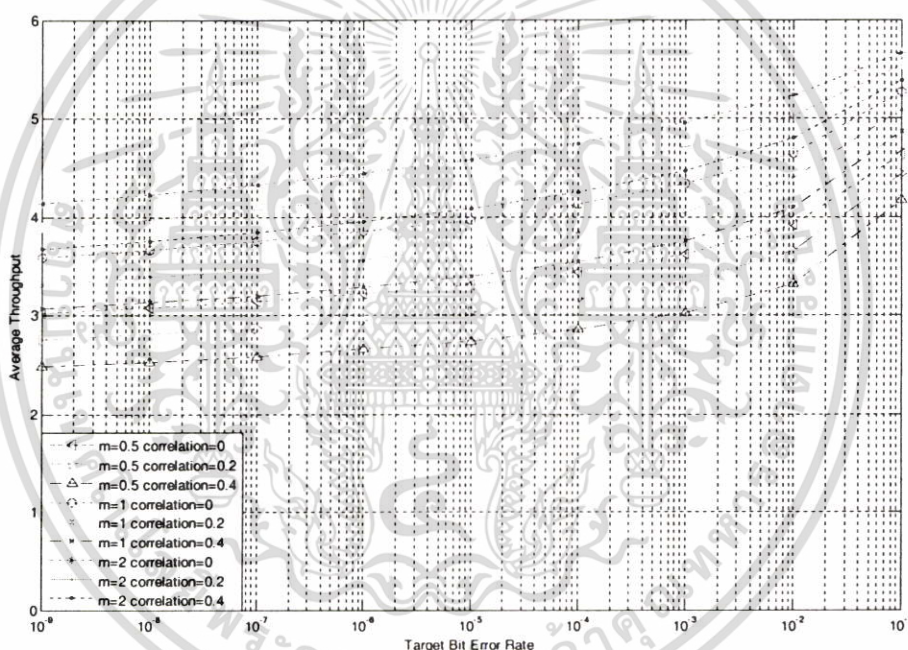
รูปที่ 5.17 แสดงผลของค่าเฉลี่ยทรูพุท บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ ที่มี การพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหายช่องสัญญาณ $m=0.5,1,2$ ผลกระทบของ ค่าสัมประสิทธิ์ สหสัมพันธ์ $\rho=0,0.2,0.4$ และจำนวนโคเวอร์ซีตีแบบเอ็มอาร์ซี $L=3$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 15 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า มีผลกระทบจากสัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ อัตราเฉลี่ยของทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าลดลงทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย รวมถึงผลกระทบจาก PDP $\delta=1$ ที่เพิ่มขึ้นทำให้อัตราเฉลี่ยของทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัว ได้ มีค่าลดลง ทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมายเมื่อเทียบกับกรณีไม่เกิดผลกระทบจาก PDP $\delta=0$ เนื่องจากช่องสัญญาณเกิดผลกระทบจากเวลาหน่วง



รูปที่ 5.17 ค่าเฉลี่ยทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอร์ซีตี $L=3$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR=15 dB ซึ่งมีผลกระทบของ PDP=1

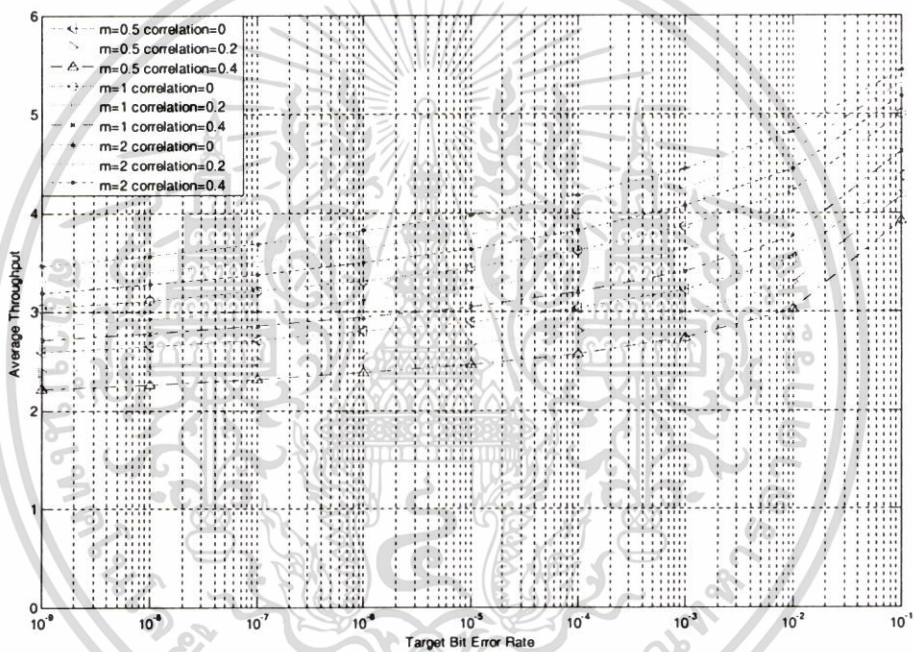
5.4.2 ผลของทรูพุท ที่ SNR 20 dB โดยมีผลกระทบจาก PDP

รูปที่ 5.18 แสดงผลของค่าเฉลี่ยทรูพุท บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหายช่องสัญญาณ $m=0.5,1,2$ ผลกระทบของ ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ $\rho=0,0.2,0.4$ และจำนวนโคเวอริจันต์แบบเอ็มอาร์ซี $L=2$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 20 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า มีผลกระทบจากสัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้นทำให้อัตราเฉลี่ยของทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าลดลงทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย รวมถึงผลกระทบจาก PDP $\delta=0.5$ ที่เพิ่มขึ้นทำให้อัตราเฉลี่ยของทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าลดลง ทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมายเมื่อเทียบกับกรณีไม่เกิดผลกระทบจาก PDP $\delta=0$ เนื่องจากช่องสัญญาณเกิดผลกระทบจากเวลาหน่วง



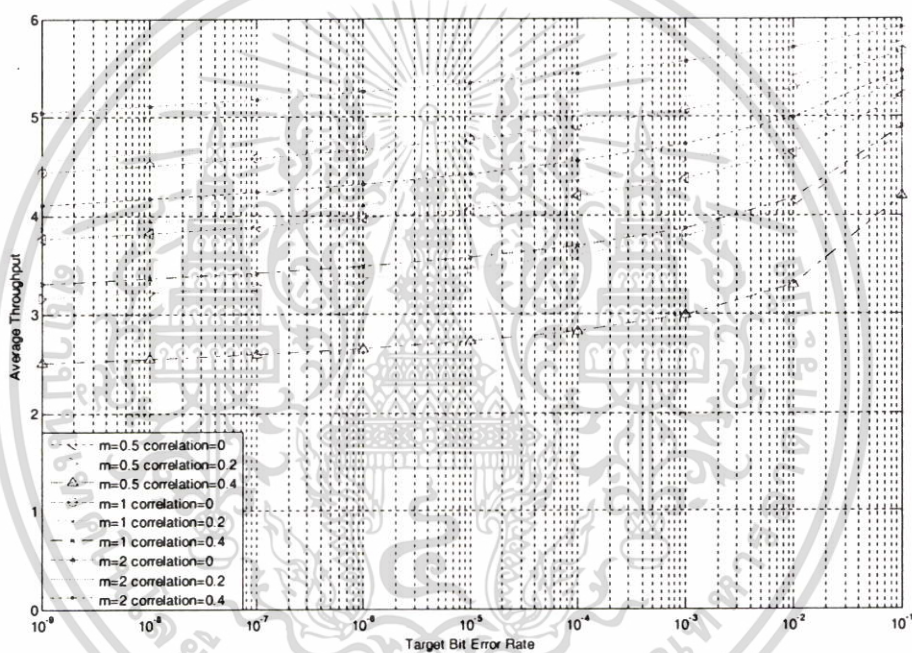
รูปที่ 5.18 ค่าเฉลี่ยทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันต์ $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR=20 dB ซึ่งมีผลกระทบของ PDP=0.5

รูปที่ 5.19 แสดงผลของค่าเฉลี่ยทรูพุท บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหายช่องสัญญาณ $m=0.5,1,2$ ผลกระทบของ ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ $\rho=0,0.2,0.4$ และจำนวนโคเวอริจันต์แบบเอ็มอาร์ซี $L=2$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 20 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า มีผลกระทบจากสัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้นทำให้อัตราเฉลี่ยของทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าลดลงทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย รวมถึงผลกระทบจาก PDP $\delta=1$ ที่เพิ่มขึ้นทำให้อัตราเฉลี่ยของทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าลดลง ทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมายเมื่อเทียบกับกรณีไม่เกิดผลกระทบจาก PDP $\delta=0$ เนื่องจากช่องสัญญาณเกิดผลกระทบจากเวลาหน่วง



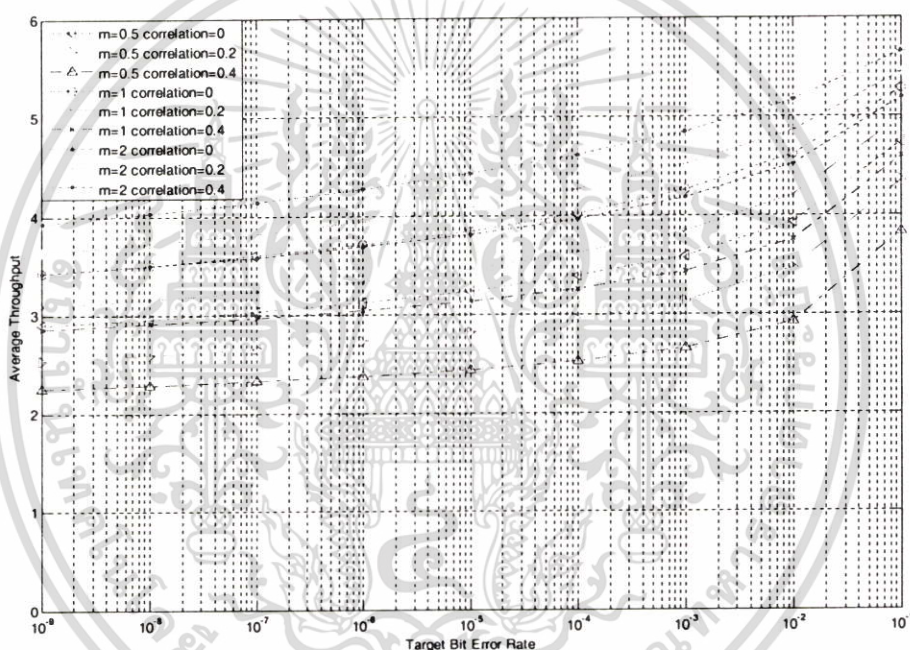
รูปที่ 5.19 ค่าเฉลี่ยทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันต์ $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR=20 dB ซึ่งมีผลกระทบของ PDP=1

รูปที่ 5.20 แสดงผลของค่าเฉลี่ยทรูพุท บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ ที่มี การพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหายช่องสัญญาณ $m=0.5,1,2$ ผลกระทบของ ค่าสัมประสิทธิ์ สหสัมพันธ์ $\rho=0,0.2,0.4$ และจำนวนโคเวอริจันต์แบบเอ็มอาร์ซี $L=3$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 20 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า มีผลกระทบจากสัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ อัตราเฉลี่ยของทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าลดลงทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย รวมถึงผลกระทบจาก PDP $\delta=0.5$ ที่เพิ่มขึ้นทำให้อัตราเฉลี่ยของทรูพุทของมอดูเลชันแบบ ปรับตัวได้ มีค่าลดลง ทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมายเมื่อเทียบกับกรณีไม่เกิดผลกระทบจาก PDP $\delta=0$ เนื่องจากช่องสัญญาณเกิดผลกระทบจากเวลาหน่วง



รูปที่ 5.20 ค่าเฉลี่ยทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันต์ $L=3$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ $SNR=20$ dB ซึ่งมีผลกระทบของ $PDP=0.5$

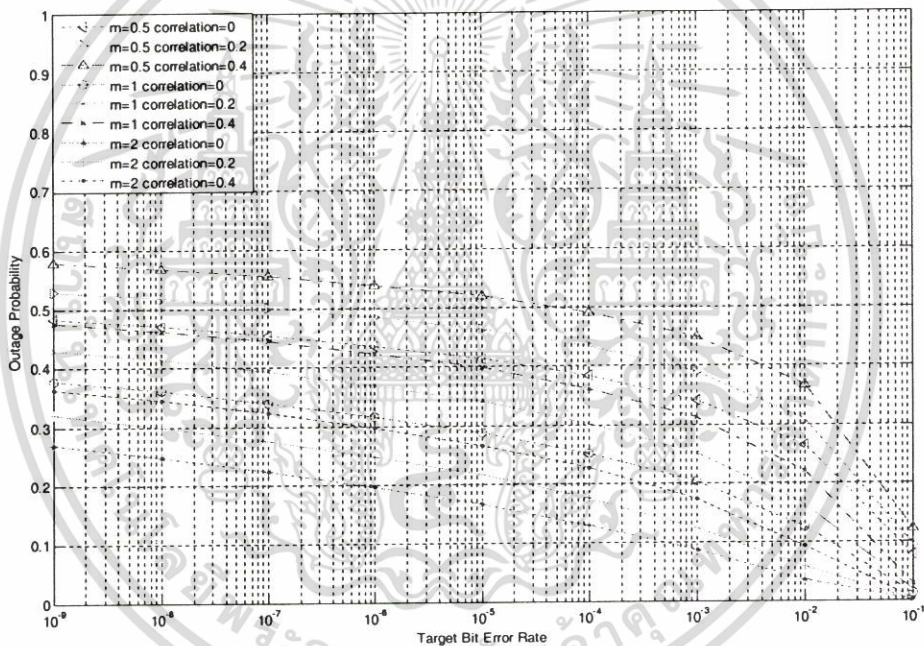
รูปที่ 5.21 แสดงผลของค่าเฉลี่ยทรูพุท บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหายช่องสัญญาณ $m=0.5,1,2$ ผลกระทบของ ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ $\rho=0,0.2,0.4$ และจำนวนโคเวอร์ซิติ์แบบเอ็มอาร์ซี $L=3$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 20 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า มีผลกระทบจากสัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้นทำให้อัตราเฉลี่ยของทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าลดลงทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย รวมถึงผลกระทบจาก PDP $\delta=1$ ที่เพิ่มขึ้นทำให้อัตราเฉลี่ยของทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าลดลง ทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมายเมื่อเทียบกับกรณีไม่เกิดผลกระทบจาก PDP $\delta=0$ เนื่องจากช่องสัญญาณเกิดผลกระทบจากเวลาหน่วง



รูปที่ 5.21 ค่าเฉลี่ยทรูพุทของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอร์ซิติ์ $L=3$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ให้ $\text{SNR}=20$ dB ซึ่งมีผลกระทบของ $\text{PDP}=1$

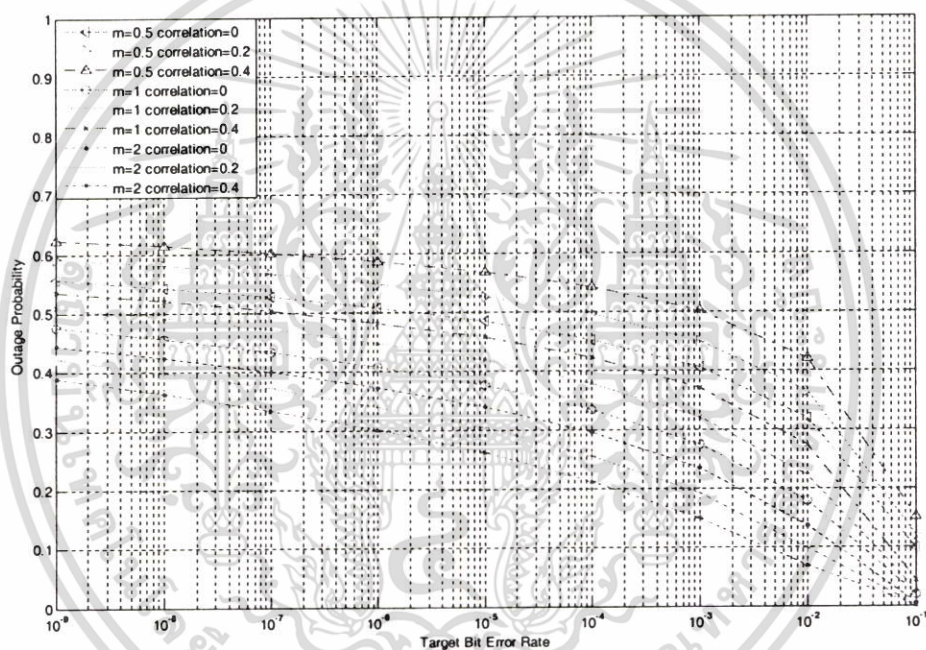
5.4.3 ผลของค่าความน่าจะเป็นเข้าที่ตรง ที่ SNR 15 dB โดยมีผลกระทบจาก PDP

รูปที่ 5.22 แสดงค่าความน่าจะเป็นเข้าที่ตรง บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหาย $m = 0.5, 1, 2$ ผลกระทบของสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ $\rho = 0, 0.2, 0.4$ และจำนวนไควเวอร์ซิติแบบเอ็มอาร์ซี $L = 2$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 15 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า ผลกระทบจาก สัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ ค่าความน่าจะเป็นที่เข้าที่ตรงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าเพิ่มขึ้นในทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย รวมถึงผลกระทบจาก PDP $\delta = 0.5$ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ค่าความน่าจะเป็นที่เข้าที่ตรงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าเพิ่มขึ้นในทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย เมื่อเทียบกับกรณีไม่เกิดผลกระทบจาก PDP $\delta = 0$ เนื่องจากช่องสัญญาณเกิดผลกระทบจากเวลาหน่วง



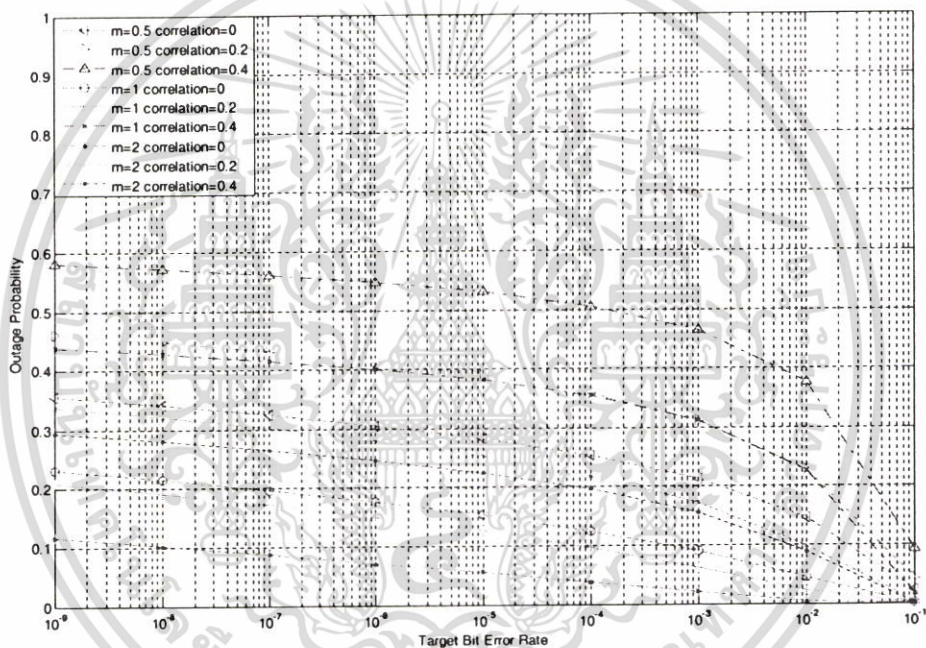
รูปที่ 5.22 ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่ตรงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้ไควเวอร์ซิติ $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR=15 dB ซึ่งมีผลกระทบของ PDP=0.5

รูปที่ 5.23 แสดงค่าความน่าจะเป็นเข้าที่เดจ บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหาย $m = 0.5, 1, 2$ ผลกระทบของสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ $\rho = 0, 0.2, 0.4$ และจำนวนโคเวอริจันต์แบบเอ็มอาร์ซี $L = 2$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 15 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า ผลกระทบจาก สัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ ค่าความน่าจะเป็นที่เข้าที่เดจของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าเพิ่มขึ้นในทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย รวมถึงผลกระทบจาก PDP $\delta = 1$ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ค่าความน่าจะเป็นที่เข้าที่เดจของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าเพิ่มขึ้นในทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย เมื่อเทียบกับกรณีไม่เกิดผลกระทบจาก PDP $\delta = 0$ เนื่องจากช่องสัญญาณเกิดผลกระทบจากเวลาหน่วง



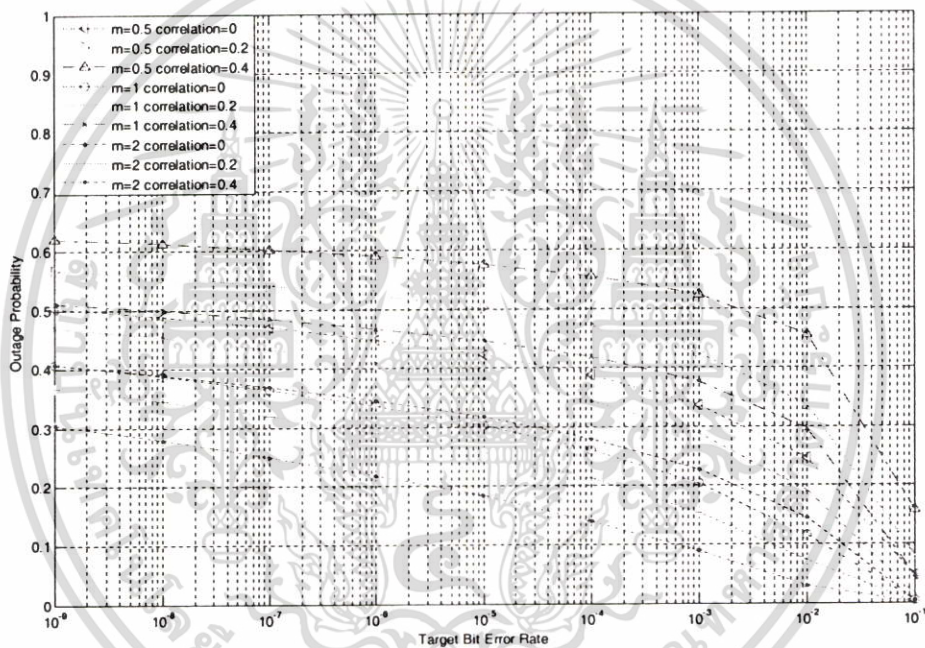
รูปที่ 5.23 ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่เดจของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันต์ $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ $SNR=15$ dB ซึ่งมีผลกระทบของ $PDP=1$

รูปที่ 5.24 แสดงค่าความน่าจะเป็นเข้าที่เดจ บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหาย $m = 0.5, 1, 2$ ผลกระทบของสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ $\rho = 0, 0.2, 0.4$ และจำนวนไคเวอร์ซิติแบบเอ็มอาร์ซี $L = 3$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 15 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า ผลกระทบจาก สัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ ค่าความน่าจะเป็นที่เข้าที่เดจของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าเพิ่มขึ้นในทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย รวมถึงผลกระทบจาก PDP $\delta = 0.5$ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ค่าความน่าจะเป็นที่เข้าที่เดจของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าเพิ่มขึ้นในทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย เมื่อเทียบกับกรณีไม่เกิดผลกระทบจาก PDP $\delta = 0$ เนื่องจากช่องสัญญาณเกิดผลกระทบจากเวลาหน่วง



รูปที่ 5.24 ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่เดจของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้ไคเวอร์ซิติ $L=3$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ $SNR=15$ dB ซึ่งมีผลกระทบของ $PDP=0.5$

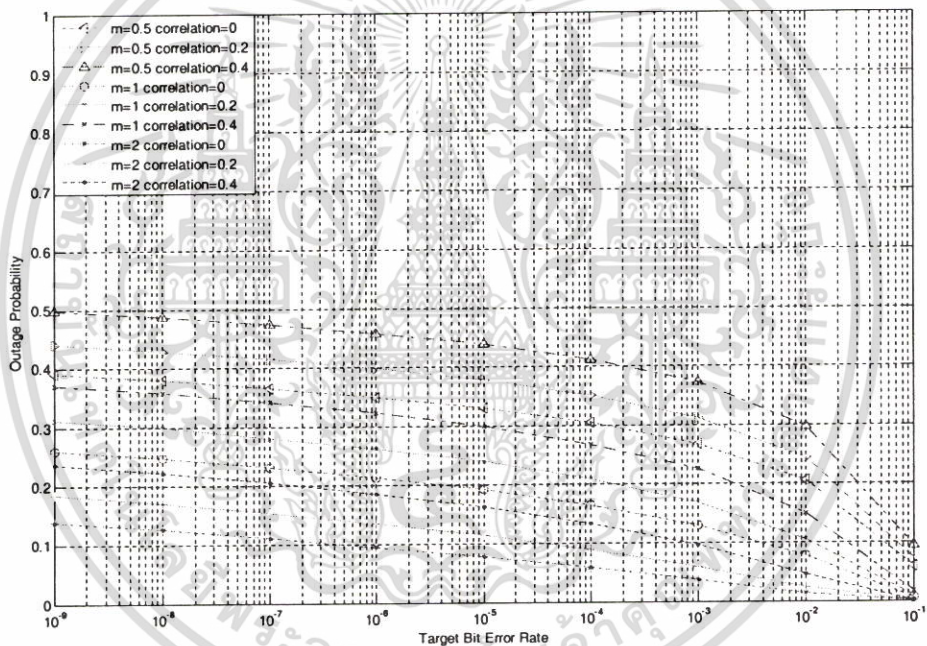
รูปที่ 5.25 แสดงค่าความน่าจะเป็นเข้าที่เดจ บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหาย $m = 0.5, 1, 2$ ผลกระทบของสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ $\rho = 0, 0.2, 0.4$ และจำนวนโคเวอริจันซ์แบบเอ็มอาร์ซี $L = 3$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 15 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า ผลกระทบจาก สัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ ค่าความน่าจะเป็นที่เข้าที่เดจของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าเพิ่มขึ้นในทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย รวมถึงผลกระทบจาก PDP $\delta = 1$ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ค่าความน่าจะเป็นที่เข้าที่เดจของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าเพิ่มขึ้นในทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย เมื่อเทียบกับกรณีไม่เกิดผลกระทบจาก PDP $\delta = 0$ เนื่องจากช่องสัญญาณเกิดผลกระทบจากเวลาหน่วง



รูปที่ 5.25 ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่เดจของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันซ์ $L=3$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ $SNR=15$ dB ซึ่งมีผลกระทบของ $PDP=1$

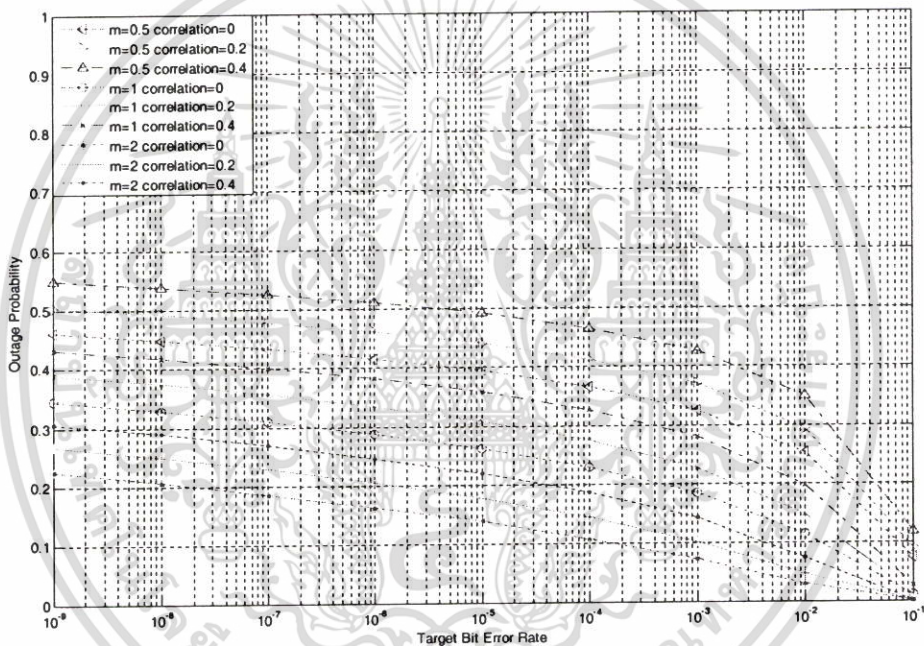
5.4.4 ผลของค่าความน่าจะเป็นเอ้าท์เดจ ที่ SNR 20 dB โดยมีผลกระทบจาก PDP

รูปที่ 5.26 แสดงค่าความน่าจะเป็นเอ้าท์เดจ บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหาย $m = 0.5, 1, 2$ ผลกระทบของสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ $\rho = 0, 0.2, 0.4$ และจำนวนไคเวอร์ซิติแบบเอ็มอาร์ซี $L = 2$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 20 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า ผลกระทบจาก สัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ ค่าความน่าจะเป็นที่เอ้าท์เดจของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าเพิ่มขึ้นในทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย รวมถึงผลกระทบจาก PDP $\delta = 0.5$ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ค่าความน่าจะเป็นที่เอ้าท์เดจของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าเพิ่มขึ้นในทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย เมื่อเทียบกับกรณีไม่เกิดผลกระทบจาก PDP $\delta = 0$ เนื่องจากช่องสัญญาณเกิดผลกระทบจากเวลาหน่วง



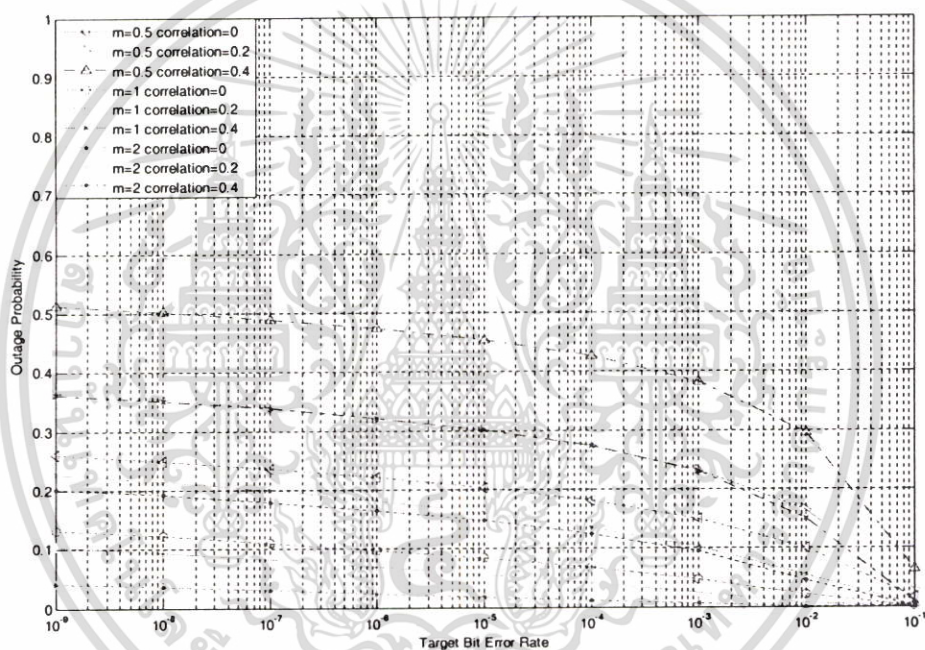
รูปที่ 5.26 ค่าความน่าจะเป็นเอ้าท์เดจของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้ไคเวอร์ซิติ $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR=20 dB ซึ่งมีผลกระทบของ PDP=0.5

รูปที่ 5.27 แสดงค่าความน่าจะเป็นเข้าที่แดง บนช่องสัญญาณ นาคากามิแบบสหสัมพันธ์ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหาย $m = 0.5, 1, 2$ ผลกระทบของสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ $\rho = 0, 0.2, 0.4$ และจำนวนไควเวอร์ซิติแบบเอ็มอาร์ซี $L = 2$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 20 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า ผลกระทบจาก สัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ ค่าความน่าจะเป็นที่เข้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าเพิ่มขึ้นในทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย รวมถึงผลกระทบจาก PDP $\delta = 1$ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ค่าความน่าจะเป็นที่เข้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าเพิ่มขึ้นในทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย เมื่อเทียบกับกรณีไม่เกิดผลกระทบจาก PDP $\delta = 0$ เนื่องจากช่องสัญญาณเกิดผลกระทบจากเวลาหน่วง



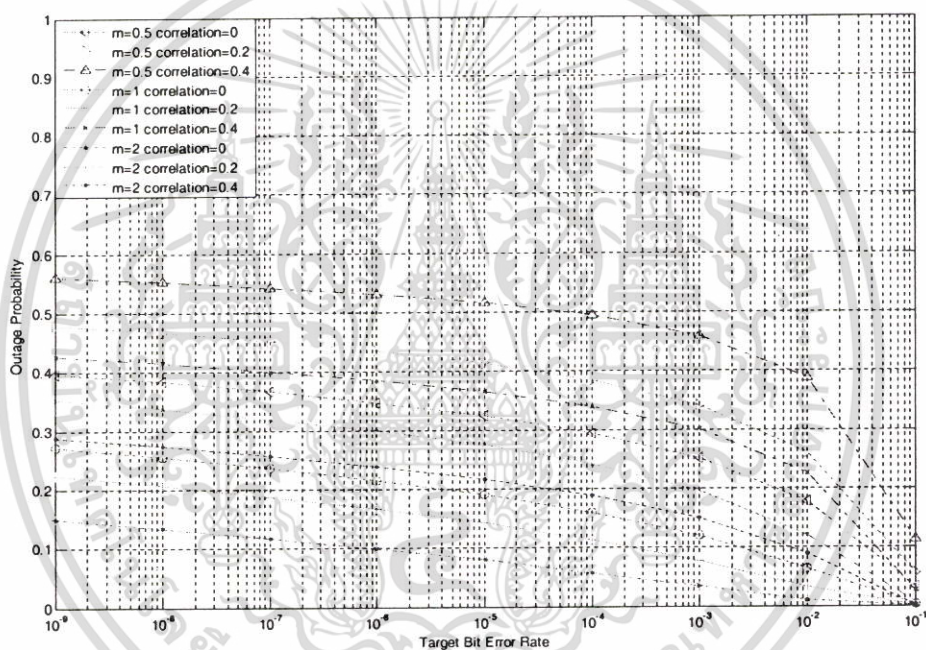
รูปที่ 5.27 ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่แดงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคากามิแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้ไควเวอร์ซิติ $L=2$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR=20 dB ซึ่งมีผลกระทบของ PDP=1

รูปที่ 5.28 แสดงค่าความน่าจะเป็นเข้าที่ตรง บนช่องสัญญาณ นาคามีแบบสหสัมพันธ์ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหาย $m = 0.5, 1, 2$ ผลกระทบของสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ $\rho = 0, 0.2, 0.4$ และจำนวนโคเวอริจันซ์แบบเอ็มอาร์ซี $L = 3$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 20 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า ผลกระทบจาก สัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ ค่าความน่าจะเป็นที่เข้าที่ตรงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าเพิ่มขึ้นในทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย รวมถึงผลกระทบจาก PDP $\delta = 0.5$ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ค่าความน่าจะเป็นที่เข้าที่ตรงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าเพิ่มขึ้นในทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย เมื่อเทียบกับกรณีไม่เกิดผลกระทบจาก PDP $\delta = 0$ เนื่องจากช่องสัญญาณเกิดผลกระทบจากเวลาหน่วง



รูปที่ 5.28 ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่ตรงของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคามีแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันซ์ $L=3$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ $SNR=20$ dB ซึ่งมีผลกระทบของ PDP=0.5

รูปที่ 5.29 แสดงค่าความน่าจะเป็นเข้าที่เดจ บนช่องสัญญาณ นาคามีแบบสหสัมพันธ์ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหาย $m = 0.5, 1, 2$ ผลกระทบของสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ $\rho = 0, 0.2, 0.4$ และจำนวนโคเวอริจันซ์แบบเอ็มอาร์ซี $L = 3$ โดยให้ค่า SNR คงที่ 20 dB จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่า ผลกระทบจาก สัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ ค่าความน่าจะเป็นที่เข้าที่เดจของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าเพิ่มขึ้นในทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย รวมถึงผลกระทบจาก PDP $\delta = 1$ ที่เพิ่มขึ้นทำให้ค่าความน่าจะเป็นที่เข้าที่เดจของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีค่าเพิ่มขึ้นในทุกค่าของบิตผิดพลาดเป้าหมาย เมื่อเทียบกับกรณีไม่เกิดผลกระทบจาก PDP $\delta = 0$ เนื่องจากช่องสัญญาณเกิดผลกระทบจากเวลาหน่วง



รูปที่ 5.29 ค่าความน่าจะเป็นเข้าที่เดจของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้บนช่องสัญญาณนาคามีแบบสหสัมพันธ์ โดยการใช้โคเวอริจันซ์ $L=3$ ตัวแปรเสริมการจางหาย และสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ให้ SNR=20 dB ซึ่งมีผลกระทบของ PDP=1

บทที่ 6

สรุปผลการวิเคราะห์

มอดูเลชันแบบปรับตัวได้ มีคุณสมบัติในการปรับอัตราการส่งให้เหมาะสมกับสภาพช่องสัญญาณ โดยใช้กำลังส่งคงที่ ซึ่งมีข้อดีคือไม่เกิดการรบกวนกับระบบสื่อสารข้างเคียง เนื่องจากใช้กำลังส่งคงที่ และประหยัดความกว้างแถบความถี่ งานวิจัยนี้ทำการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้กับเอ็มอาร์ซีโคเวอร์ซีดี โดยใช้ค่าเฉลี่ยทรูพุท และค่าความน่าจะเป็นเข้าที่แดง โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้พิจารณาให้ระบบผ่านช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายนาคากามิเอ็ม ทั้งในแบบสหสัมพันธ์และแบบไม่สหสัมพันธ์ ซึ่งการเลือกช่องสัญญาณนาคากามิเอ็มมีข้อได้เปรียบคือสามารถอ้างอิงช่องสัญญาณได้หลายรูปแบบ ไม่ว่าจะเป็นช่องสัญญาณ เก้าส์เซียน เรย์เลห์ หรือ ไรซ์ ก็ตาม โดยใช้การปรับพารามิเตอร์เสริมของการจางหาย ผลการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้กับเอ็มอาร์ซีโคเวอร์ซีดีที่ได้คือค่าเฉลี่ยทรูพุทมีค่าเพิ่มขึ้น เมื่อให้ตัวแปรเสริมการจางหาย m จำนวนโคเวอร์ซีดีแบบเอ็มอาร์ซี L หรือ SNR มีค่าสูงขึ้น เนื่องจากกรณีที่ตัวแปรเสริมการจางหายบ่งบอกถึงลักษณะช่องสัญญาณขณะนั้น เช่น $m = 0.5, 1$ ช่องสัญญาณจะเป็นแบบ เก้าส์เซียนข้างเดียว และช่องสัญญาณแบบเรย์เลห์ตามลำดับ แสดงว่าถ้าค่าพารามิเตอร์การจางหายที่สูงขึ้นทำให้เกิดการจางหายน้อยลง ส่วนจำนวนโคเวอร์ซีดีที่มีจำนวนเพิ่มขึ้น ก็จะส่งผลให้ค่า SNR ที่รับได้มีค่าสูงขึ้น ดังนั้นประสิทธิภาพของมอดูเลชันแบบปรับตัวได้จะดีขึ้นในทางกลับกันค่าความน่าจะเป็นเข้าที่แดงมีค่าลดลง แสดงว่าประสิทธิภาพของระบบดีขึ้น ส่วนในกรณีช่องสัญญาณแบบสหสัมพันธ์ เมื่อค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ หรือค่า Power Delay Profile มีค่าสูงขึ้นจะทำให้ค่าเฉลี่ยทรูพุทมีค่าลดลง ในทางกลับกันค่าความน่าจะเป็นเข้าที่แดงมีค่าเพิ่มขึ้น เนื่องจากค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ρ ที่เพิ่มขึ้น บ่งบอกว่าสัญญาณเกิดการรบกวนกันระหว่างสัญญาณในเส้นทางอื่น ถ้ามีค่าสูงทำให้เกิดการรบกวนเพิ่มขึ้น ส่วน Power Delay Profile ที่มีค่าสูงขึ้น บ่งบอกถึงค่าเวลาหน่วงของสัญญาณที่เดินทางในเส้นทางมีค่ามาก ทำให้ประสิทธิภาพของระบบลดลง

จากการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าการใช้ Moment Generating Function เพื่อช่วยในการวิเคราะห์แบบจำลองของช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายนั้น กระทำได้ง่ายกว่าการใช้ การวิเคราะห์ช่องสัญญาณแบบดั้งเดิม รวมถึงการใช้เทคนิคการแปลงผกผันลาปลาซเชิงเลข (Numerical Inversion Laplace Transform) ทำให้สามารถวิเคราะห์ผลกระทบจากช่องสัญญาณได้ง่ายกว่าการใช้วิธีการคำนวณแบบดั้งเดิม สิ่งที่สำคัญจากการวิเคราะห์ผลลัพธ์เชิงเลขในมอดูเลชันแบบปรับตัวได้คือ การเพิ่มค่าของสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายมีผลทำให้ ประสิทธิภาพของระบบลดลงเป็นอย่างมาก เมื่อเทียบกับการเพิ่มจำนวนโคเวอร์ซีดีหรือ SNR รวมทั้งค่า Power Delay Profile ด้วยเช่นกัน โดยสามารถพิจารณาได้จากรูปที่ 5.6 จะพบว่าค่าเฉลี่ยทรูพุทในกรณีที่ใช้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิพนธ์หน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SNR 15 dB ที่มีไคเวอร์จี้ดี $L = 2$ บนช่องสัญญาณแบบเรย์เลห์ $m = 1$ ที่ค่าบิตผิดพลาดเป้าหมาย 10^{-6} ที่ $\rho = 0$ คือ 3.7 แต่ในกรณีที่มีผลกระทบจากสหสัมพันธ์ที่ $\rho = 0.2$ คือ 3.41 $\rho = 0.4$ คือ 3.17 อีกทั้งถ้ามีผลกระทบจาก Power Delay Profile ดังแสดงในรูปที่ 5.14 กรณีพารามิเตอร์เดียวกัน จะทำให้ค่าเฉลี่ยทรูพุดลดลงไปจากเดิมคือที่ PDP $\delta = 0.5$ ผลกระทบจากสหสัมพันธ์ที่ $\rho = 0$ คือ 3.04 $\rho = 0.2$ คือ 2.81 $\rho = 0.4$ คือ 2.67 และถ้ากรณีที่มีผลกระทบจาก Power Delay Profile สูงกว่านี้เช่น $\delta = 1$ จะทำให้ออคูเลชั่นแบบปรับตัวได้มีประสิทธิภาพลดลง จะเห็นได้จากค่าเฉลี่ยของทรูพุดที่ลดลง และ ค่าความน่าจะเป็นที่เข้าที่เดจมีค่าสูงขึ้น ดังที่แสดงให้เห็นในผลจากการวิเคราะห์

สิ่งที่ชี้ให้เห็นว่าอคูเลชั่นแบบปรับตัวได้มีประสิทธิภาพสูงกว่าอคูเลชั่นคงที่คือ การใช้ค่า SNR ต่ำกว่าอคูเลชั่นคงที่ ทำให้ไม่เกิดการรบกวนกับผู้ใช้ข้างเคียง รวมถึงการรักษาค่าเฉลี่ยบิตผิดพลาด และการให้ค่าประสิทธิภาพการใช้แถบความถี่ที่ดีกว่า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Manjeet S. Patterh, T. S. Karmal and B. S. Sohi, "Performance of Coherent Square M-QAM with L order Diversity in Nakagami-m Fading Environment," IEEE VTC 2000 , pp.2849- 2853, 2000.
- [2] W. C. Lee, "Estimate of Channel Capacity in Rayleigh Fading Environment," IEEE Trans on Vehicular Technology, Vol 39, No. 5, pp. 177-189, August 1990
- [3] Young Chai Ko, Mohamed Slim Alouini and Marvin K. Simon, "Outage Probability of Diversity Systems over Generalized Fading Channels," IEEE Trans on Communication Vol. 48, No. 11, pp. 1783-1787, November 2000.
- [4] Ezio Biglieri, John Proakis and Sholmo Shamai, "Fading Channels Information-Theoretic and Communication Aspects," IEEE Trans Information Theory, Vol. 44, No. 6, pp. 2619-2691, October 1998.
- [6] Fuqin Xiong, "Digital Modulation Techniques," Artech House, 2000
- [7] James E. Gunn, Kenneth S. Barron and Willam Ruczcyk, "A Low Power DSP Core Based Software Radio Architecture," IEEE Journal on Select Area in Communication, Vol 17, No. 4, pp. 574-590, Nov 1999.
- [8] Bruno Pattan, "Robust Modulation Methods and Smart Antenna in Wireless Communication," Prentice Hall, 2000
- [9] Seong Taek Chung and Andrea J. Goldsmith, "Degrees of Freedom in Adaptive Modulation : A Unified View," IEEE Trans on Communications, Vol 49, No. 9, pp. 1561-1571, Sept 2001.
- [10] C.H. Wong and Lajos Hanzo, "Upper Bond Performance of a Wide-Band Adaptive Modem," IEEE Trans on Communication, Vol. 48, No.3, pp. 367-369, March 2000
- [11] S. Sampei, S, Komaki and N. Morinaga, " Adaptive Modulation/TDMA scheme for large capacity personal multimedia communications system," IEICE Trans Communication, Vol. E77-B, pp. 1096-1103, Sept. 1994
- [12] J. Abate and W Whitt, " Numerical Inversion of Laplace Transform of Probability Distribution," ORSA J. Computing, Vol 7, No. 1, pp. 36-43 1995

ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] กำพล หลุยยะพงศ์ และ สุทธิชัย นพนาศิพงษ์ “ดิจิทัลมอดูเลเตอร์หลายระดับบนช่องสัญญาณนาคากามิที่เกิดการเฟดคิงหลายวิถี” วิศวกรรมสาร มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์, ฉบับที่ 46, เมษายน-กรกฎาคม, หน้าที่ 135-143, พ.ศ. 2545
- [2] K. Louiyapong and S. Nopnakeepong, “Adaptive Modulation with MRC over Nakagami Fading Channels.”, International Symposiums on Communications and Information Technologies ISCIT 2003, Songkla Thailand.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นายกำพล หลุยยะพงศ์ เกิดที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตร์
บัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร จากมหาวิทยาลัยรังสิต ปี พ.ศ. 2542



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้