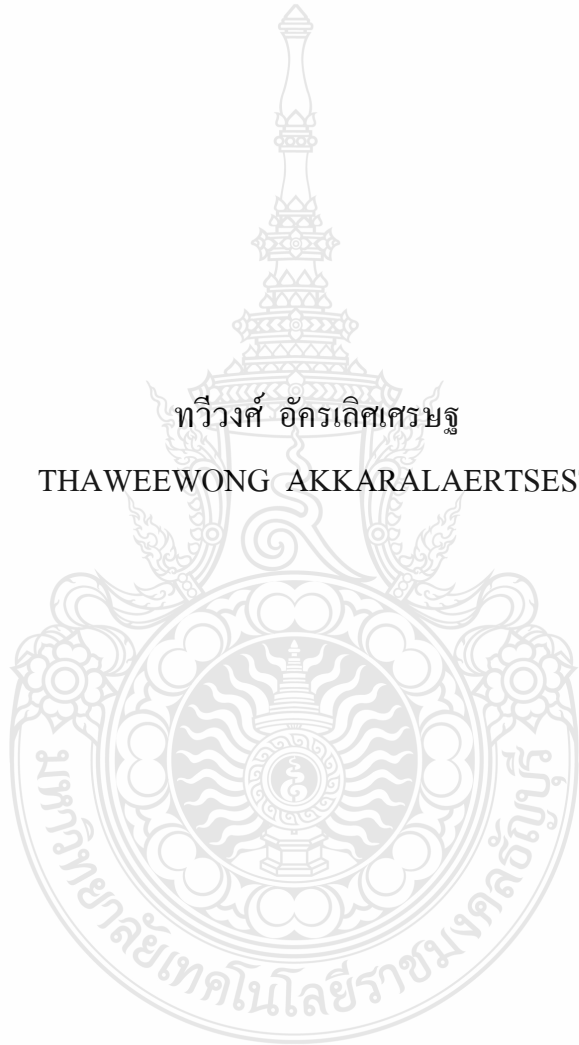


การวิเคราะห์สมรรถนะของการตรวจวัดแถบความถี่ในระบบสื่อสารไร้สาย

PERFORMANCE ANALYSIS OF SPECTRUM SENSING IN  
WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS

ทวิวงศ์ อัครเลิศเศรษฐ

THAWEEWONG AKKARALAERTSEST



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

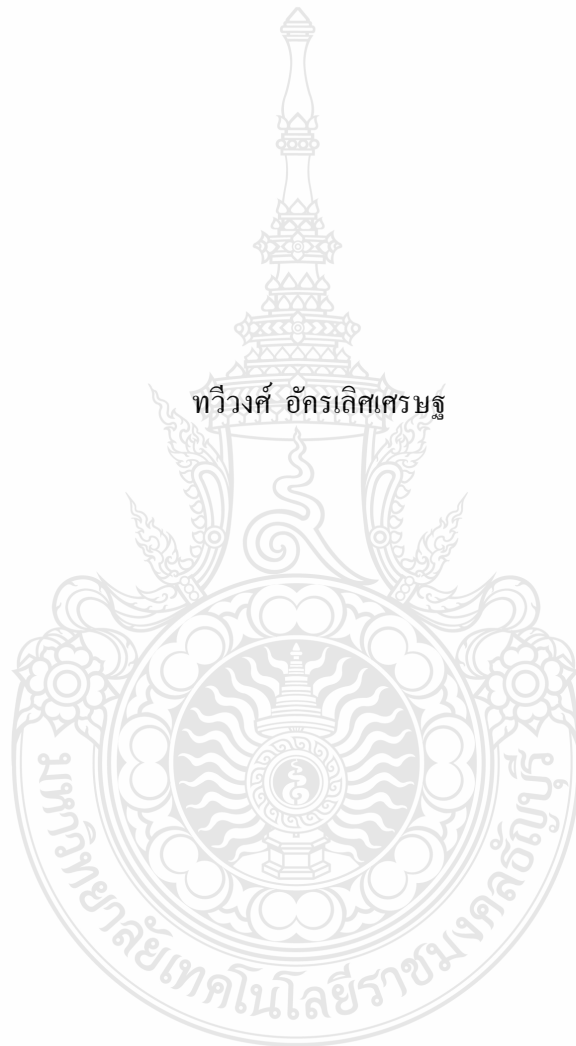
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

พ.ศ. 2554

# การวิเคราะห์สมรรถนะของการตรวจวัดแถบความถี่ในระบบสื่อสารไร้สาย



ทวิวงศ์ อัครเลิศเศรษฐ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

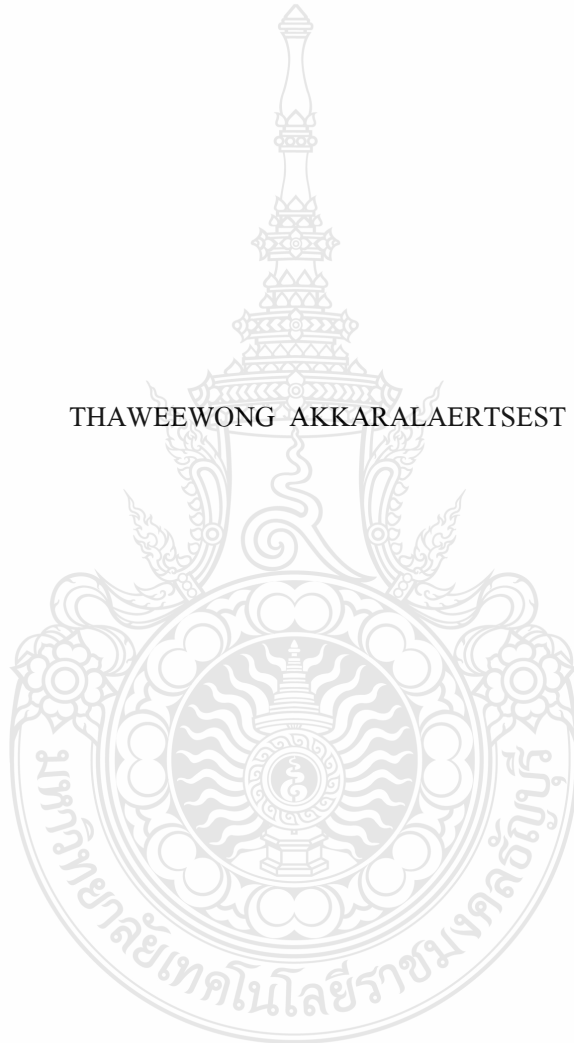
คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

พ.ศ. 2554

**PERFORMANCE ANALYSIS OF SPECTRUM SENSING IN  
WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS**

THAWEEWONG AKKARALAERTSEST



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILMENT OF THE REQUIREMENTS FOR  
THE DEGREE OF MASTER OF ENGINEERING  
IN ELECTRICAL ENGINEERING DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
RAJAMANGALA UNIVERSITY OF TECHNOLOGY THANYABURI

2011

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์สมรรถนะของการตรวจวัดแถบความถี่ในระบบสื่อสารไร้สาย
นักศึกษา	นายทวิวงศ์ อัครเลิศเศรษฐ
รหัสประจำตัว	114970402014-2
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
ปีการศึกษา	2553
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ดร.สุรินทร์ แห่งมงาม

### บทคัดย่อ

ปัญหาการจางหายของสัญญาณและการขาดแคลนแถบความถี่เป็นสาเหตุหลักของการลดประสิทธิภาพในระบบสื่อสารไร้สาย ไดเวอร์ซิตีเป็นวิธีที่นำมาใช้เพื่อจัดผลกระทบจากการลดทอนของสัญญาณหลายเส้นทางและลดผลกระทบอันเกิดจากสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณร่วม แม้กิมัลไดเวอร์ซิตีได้ถูกนำมาใช้ในทางปฏิบัติเนื่องจากสามารถให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณข้อมูลต่อสัญญาณรบกวนสูงสุด

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบสื่อสารไร้สายโดยวิธีแม็กชิมัลไดเวอร์ซิตีในช่องสัญญาณการลดทอนของสัญญาณหลายเส้นทางที่ไม่ใช่การแจกแจงแบบเกาส์ โดยนำกระบวนการสุ่มแบบนาคากามิมาสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณ จุดเด่นสำคัญของกระบวนการนาคากามิ คือ มีคุณสมบัติครอบคลุมกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ ยิ่งไปกว่านั้น ปัญหาของการตรวจหาผู้ใช้แถบความถี่ในช่องสัญญาณไร้สายได้ถูกนำมาพิจารณาร่วมกับการใช้ไดเวอร์ซิตีเทคนิค รวมถึงได้นำเสนอวิธีการแม็กชิมัลไดเวอร์ซิตีในการตรวจวัดพลังงานเพื่อเพิ่มความน่าเชื่อถือให้กับการตรวจวัดแถบความถี่และสัญญาณที่ได้รับ ในกระบวนการตรวจหาสัญญาณที่นำเสนอจะทำการรวมสัญญาณที่ภาครับและส่งเข้าไปที่ตัววัดพลังงาน

ผลการวิเคราะห์สมรรถนะ แสดงผลด้วยค่าความน่าจะเป็นของสัญญาณขาดหาย ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดและความน่าจะเป็นในการตรวจพบสัญญาณ สามารถแสดงให้เห็นว่าการแจกแจงแบบนาคากามิสามารถนำมาใช้เป็นแบบจำลองของสภาพแวดล้อมที่มีการลดทอนในระบบสื่อสารไร้สาย โดยถือเป็นกรณีพิเศษของกระบวนการสุ่มอีกด้วย นอกจากนี้ ผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่ากระบวนการตรวจวัดสัญญาณที่นำเสนอให้ผลดีกว่าวิธีการแบบดั้งเดิม

คำสำคัญ: ไดเวอร์ซิตี / ความน่าจะเป็นของสัญญาณขาดหาย / ความน่าจะเป็นของความผิดพลาด / ความน่าจะเป็นในการตรวจพบสัญญาณ / การแจกแจงแบบนาคากามิ

**Thesis Title :** PERFORMANCE ANALYSIS OF SPECTRUM SENSING IN  
WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS

**Student Name :** Mr. Thaweewong Akkaralaertsest

**Student ID :** 114970402014-2

**Degree Award :** Master of Engineering

**Study Program :** Electrical Engineering

**Academic year :** 2010

**Thesis Advisor :** Dr.Surin Ngaemngam

### ABSTRACT

Multipath fading and spectral scarcity are the main causes of performance degradation of wireless communication systems. Antenna diversity is commonly used to combat the effect of multipath fading and reduces the impact of co-channel interference. The maximal ratio combining technique (MRC), which maximizes the output signal-to-noise ratio (SNR), is generally employed.

This thesis proposes the performance evaluation of wireless communication systems employing the MRC technique in a non-Gaussian multipath fading environment by modeling multipath fading channels as Nakagami-m fading. The main prominence of the Nakagami distribution is that it covers all Gaussian-like properties. Furthermore, the problem of detecting a primary user signal over a wireless channel is considered. We explore the use of multiple antennas in a detection method. We also propose MRC technique based on energy detection, in order to improve reliability of spectrum sensing and signal receives. In this detection method, the multiple signal at the antennas of the receiver are combined and input to an energy detector.

The analytical expressions derived for the outage probability, probability of error, and probability of detection are provided. It can be shown that Nakagami can be generally modeled the fading environment in wireless communication systems and also includes Gaussian environment as its special case. In addition, the results show the performance enhancement of the proposed spectrum sensing method over the conventional ones.

**Keywords:** Diversity / Outage Probability / Probability of Error / Probability of detection/  
Nakagami-m fading

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์สำเร็จลงได้ด้วยความกรุณาให้คำปรึกษา คำแนะนำ และแนวคิดในการแก้ปัญหา จากอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ดร.สุรินทร์ แห่งมงาม ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งและขอกราบขอบพระคุณ เป็นอย่างสูง ผู้วิจัยขอขอบพระคุณ ดร.จักรี ศรีนนท์ฉัตร และ ดร.อำนาจ เรืองวาริ สำหรับการให้ คำแนะนำในการทำงานวิจัยการเขียนวิทยานิพนธ์ และ กรุณาเป็นกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ขอขอบพระคุณ ดร.วุฒิวัดน์ กงรัตนประเสริฐ อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและ โทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ ที่กรุณาให้เกียรติมา เป็นคณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ขอขอบพระคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ สำหรับการสนับสนุนทางการศึกษา และขอขอบพระคุณ อาจารย์ณรงค์ฤทธิ์ เมฆลอย และเพื่อน ร่วมงานทุกท่าน ที่ได้ให้ความช่วยเหลือ และเป็นกำลังใจเสมอ

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และคุณภักทดา นิ่มแก้ว ภรรยาที่แสนดีเสมอ สำหรับความรัก และกำลังใจที่อบอุ่น

ทวิวงศ์ อัครเลิศเศรษฐ

10 พฤษภาคม 2554



วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นงานวิจัยที่เกิดจากการค้นคว้าและวิจัยขณะที่ข้าพเจ้าศึกษาอยู่ในคณะ  
วิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ดังนั้นงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้  
ถือเป็นลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีและข้อความต่าง ๆ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้  
ข้าพเจ้าขอรับรองว่าไม่มีการคัดลอกหรือนำงานวิจัยของผู้อื่นมานำเสนอในชื่อของข้าพเจ้า

นายทวิวงศ์ อัครเลิศเศรษฐ





ใบรับรองวิทยานิพนธ์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์สมรรถนะของการตรวจวัดแถบความถี่ในระบบสื่อสารไร้สาย PERFORMANCE ANALYSIS OF SPECTRUM SENSING IN WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS
ชื่อนักศึกษา	นายทวิวงศ์ อัครเลิศเศรษฐ
รหัสประจำตัว	114970402014-2
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ดร.สุรินทร์ แห่งมงาม
วัน เดือน ปี ที่สอบ	10 พฤษภาคม 2554
สถานที่สอบ	ห้องรวมข่าว ชั้น 7 อาคารเฉลิมพระเกียรติ 80 พรรษา 5 ธันวาคม 2550 คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

.....ประธานกรรมการ  
(ดร.จักรี ศรีนนท์นัศัตร)

.....กรรมการ  
(ดร.อำนาจ เรืองวารี)

.....กรรมการ  
(ดร.วุฒิวัฒน์ กงรัตนประเสริฐ)

.....กรรมการ  
(ดร.สุรินทร์ แห่งมงาม)

.....  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมหมาย พิลาสอาด)  
คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์



## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญรูป	ฉ
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ	ช
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	3
1.3 วัตถุประสงค์ของการศึกษา	5
1.4 ขอบเขตของการศึกษา	6
1.5 ขั้นตอนการดำเนินงาน	6
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	6
บทที่ 2 ไคเวอร์ชีตีเทคนิคและการตรวจวัดสัญญาณ	7
2.1 ไคเวอร์ชีตีเทคนิค	7
2.2 การจางหายของสัญญาณ	13
2.3 สัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวน	15
2.4 กระบวนการสุ่ม	17
2.5 ค่าที่ใช้ในการวัดสมรรถนะของระบบสื่อสาร	20
บทที่ 3 การจำลองและวิเคราะห์ระบบ	23
3.1 แบบจำลองช่องสัญญาณแบบนาคากามิ	23
3.2 การตรวจวัดระดับสัญญาณของสายอากาศที่มีจุดรับสัญญาณเดียว	27
3.3 การตรวจวัดระดับสัญญาณของสายอากาศที่มีจุดรับสัญญาณหลายจุด	29
บทที่ 4 ผลการทดสอบ	34
4.1 เปรียบเทียบการกระจายตัวของช่องสัญญาณ	34
4.2 เปรียบเทียบอัตราการผิดพลาดบิตของการมอดูเลชันแบบ BPSK กับ BFSK	36
4.3 เปรียบเทียบค่าความน่าจะเป็นของสัญญาณขาดหายในระบบ	44
4.4 ผลการทดสอบการตรวจวัดสัญญาณของสายอากาศแบบเดียวกับแบบหลายจุด	46

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 สรุปผลและข้อเสนอแนะ	51
5.1 สรุปผลการวิจัย	51
5.2 ข้อเสนอแนะ	51
เอกสารอ้างอิง	52
ภาคผนวก	55
ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่	55
ประวัติผู้เขียน	74



## สารบัญรูป

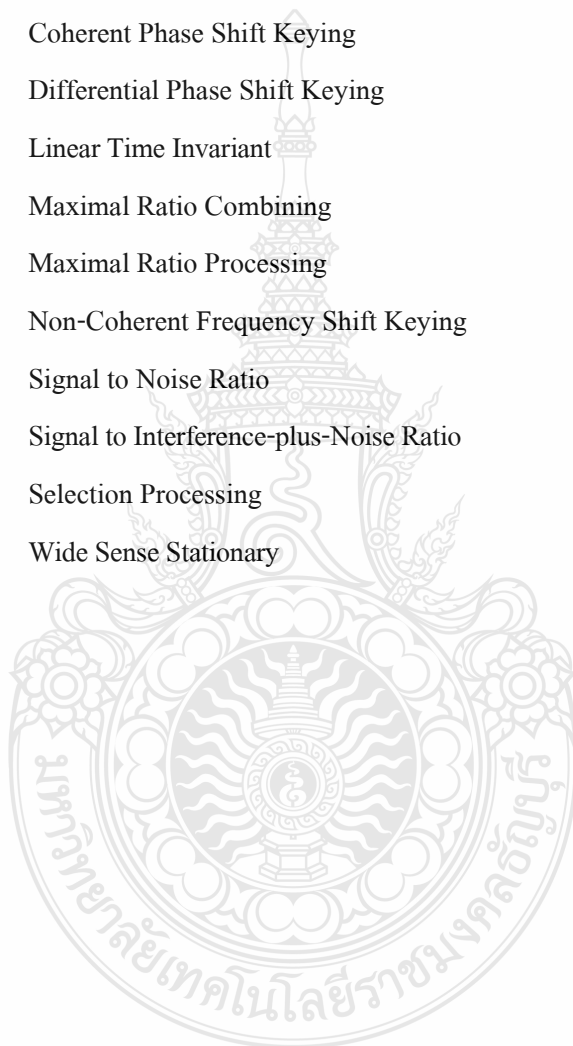
รูปที่	หน้า
1.1 จำนวนผู้ใช้บริการ โทรศัพท์เคลื่อนที่ไตรมาสสุดท้ายของปี 2546 – 2552	2
1.2 จำนวนผู้ใช้บริการ โทรศัพท์เคลื่อนที่รายไตรมาสตั้งแต่ 2546 – 2552	2
2.1 สัญญาณข้อมูลผ่านช่องสัญญาณการลดทอนหลายเส้นทาง	7
2.2 โครงสร้างของซีเล็คชั่นไดเวอร์ซิตี	8
2.3 ค่า SNR กับจำนวนของช่องสัญญาณของวิธีการ Selection Combining	9
2.4 โครงสร้างของแมกซ์ิมัลไดเวอร์ซิตี	9
2.5 ค่า SNR กับจำนวนของช่องสัญญาณของวิธีการ Maximal Ratio Combining	10
2.6 ค่า SNR กับจำนวนของช่องสัญญาณของวิธีการ Equal Gain Combining	11
2.7 ผลการเปรียบเทียบค่า SNR กับจำนวนของช่องสัญญาณของวิธีการรวมสัญญาณทั้ง 3 วิธี	12
2.8 การจางหายแบบหลายเส้นทาง	13
2.9 สัญญาณที่รับได้เมื่อเกิดการจางหาย	14
2.10 สัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียง (Forward Link) ในระบบเซลล์ลาร์ CDMA	16
2.11 ลักษณะทางกายภาพของสัญญาณรบกวนแทรกสอดในการสื่อสารเชิงโงงจากกลับ	17
2.12 วิธีการตัดสินใจแบบดั้งเดิม โดยกำหนดค่าเริ่มเปลี่ยน $\eta$	22
4.1 Probability Density Function ของช่องสัญญาณ Rayleigh	34
4.2 Probability Density Function ของช่องสัญญาณ Rice	35
4.3 Probability Density Function ของช่องสัญญาณ Nakagami	35
4.4 BER ของ Nakagami แบบ BPSK เมื่อ $m=0.5$	37
4.5 BER ของ Nakagami แบบ BPSK เมื่อ $m=1$	37
4.6 BER ของ Nakagami แบบ BPSK เมื่อ $m=2$	38
4.7 BER ของ Nakagami แบบ BPSK เมื่อ $m=3$	39
4.8 BER ของ Nakagami แบบ BFSK เมื่อ $m=0.5$	39
4.9 BER ของ Nakagami แบบ BFSK เมื่อ $m=1$	40
4.10 BER ของ Nakagami แบบ BFSK เมื่อ $m=2$	41
4.11 BER ของ Nakagami แบบ BFSK เมื่อ $m=3$	41
4.12 เปรียบเทียบระบบ BPSK กับ BFSK ในกรณีที่เพิ่มจุดรับสัญญาณ	42
4.13 BER ของระบบ BPSK ในกรณีที่เพิ่มค่าตัวแปรเสริมการจางหาย	43
4.14 BER ของระบบ BFSK ในกรณีที่เพิ่มค่าตัวแปรเสริมการจางหาย	43

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า	
4.15	เปรียบเทียบระบบ BPSK กับ BFSK ในกรณีที่เพิ่มค่าตัวแปรเสริมการจางหาย	44
4.16	Outage Probability ของ Nakagami กรณีที่เพิ่มจุดรับสัญญาณ	45
4.17	Outage Probability ของ Nakagami กรณีที่เปลี่ยนค่าตัวแปรเสริมการจางหาย	45
4.18	Outage Probability กรณีที่เปลี่ยนค่าตัวแปรเสริมการจางหาย (ในสเกล $y$ ที่ละเอียด)	46
4.19	วิเคราะห์เปรียบเทียบค่าความน่าจะเป็นของการตรวจพบของสายอากาศแบบเดี่ยวเทียบกับสายอากาศแบบหลายจุด คือ การดำเนินการอัตราส่วนสูงสุดและการดำเนินการคัดเลือก โดยให้ $P_f = 0.01$ $\Lambda = 6$ และ $M = 2$	47
4.20	วิเคราะห์เปรียบเทียบค่าความน่าจะเป็นของการตรวจพบของสายอากาศแบบเดี่ยวเทียบกับสายอากาศแบบหลายจุด คือ การดำเนินการอัตราส่วนสูงสุดและการดำเนินการคัดเลือก โดยให้ $P_f = 0.001$ $\Lambda = 6$ และ $M = 2$	48
4.21	วิเคราะห์เปรียบเทียบค่าความน่าจะเป็นของการตรวจพบของสายอากาศแบบเดี่ยวเทียบกับสายอากาศแบบหลายจุด คือ การดำเนินการอัตราส่วนสูงสุดและการดำเนินการคัดเลือก โดยให้ $P_f = 0.01$ $\Lambda = 6$ และ $M = 4$	49
4.22	วิเคราะห์เปรียบเทียบค่าความน่าจะเป็นของการตรวจพบของสายอากาศแบบเดี่ยวเทียบกับสายอากาศแบบหลายจุด คือ การดำเนินการอัตราส่วนสูงสุดและการดำเนินการคัดเลือก โดยให้ $P_f = 0.001$ $\Lambda = 6$ และ $M = 4$	50

## คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

BER	Bit Error Rate
BFSK	Binary Frequency Shift Keying
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
CFSK	Coherent Frequency Shift Keying
CPSK	Coherent Phase Shift Keying
DPSK	Differential Phase Shift Keying
LTI	Linear Time Invariant
MRC	Maximal Ratio Combining
MRP	Maximal Ratio Processing
NFSK	Non-Coherent Frequency Shift Keying
SNR	Signal to Noise Ratio
SINR	Signal to Interference-plus-Noise Ratio
SP	Selection Processing
WSS	Wide Sense Stationary



# บทที่ 1

## บทนำ

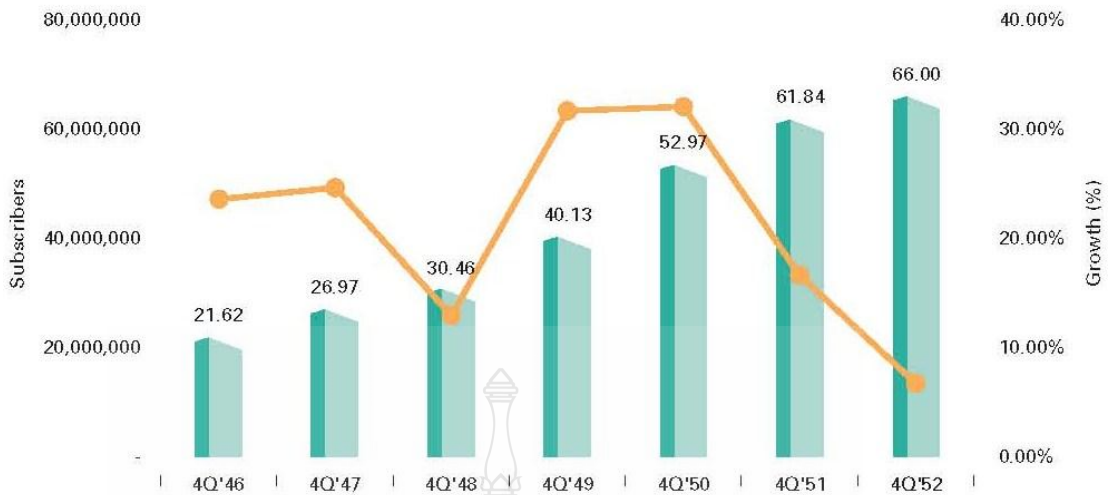
### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันระบบสื่อสารไร้สายได้เข้ามามีบทบาทในชีวิตประจำวันของมนุษย์อย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ด้วยคุณลักษณะสำคัญคือ ความอิสระในการใช้บริการ เพราะสามารถติดต่อสื่อสารจากบริเวณใดก็ได้ที่คลื่นสัญญาณสามารถเข้าถึง การเชื่อมต่อของการสื่อสารไร้สาย สัญญาณจะแพร่กระจายจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ เทคโนโลยีด้านการสื่อสารได้ถูกพัฒนาไปอย่างรวดเร็ว เพื่อรองรับปริมาณความต้องการของผู้ใช้ที่เพิ่มขึ้นทุกปี ไม่ว่าจะเป็นเทคโนโลยีเซลลูลาร์ (Cellular) เทคโนโลยีดาวเทียม (Satellite) เทคโนโลยีการกระจายแถบคลื่นวิทยุ (Spread-Spectrum Radio) ระบบแลนไร้สาย (Wireless LAN) ไวแมกซ์ (WiMAX) และ บลูทูธ (Bluetooth) ตัวอย่างที่สังเกตได้ชัดเจนที่สุดคือระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซึ่งไม่ได้จำกัดอยู่เฉพาะเพียงการสื่อสารระหว่างบุคคลเท่านั้น การให้บริการด้านอื่นๆ เช่น การให้บริการธนาคารทางโทรศัพท์ การค้นหาข้อมูล หรือแม้กระทั่งเพื่อความบันเทิง ยังคงต้องการความรวดเร็วและความสะดวกเพิ่มขึ้น แต่ข้อสำคัญของแนวคิดทางด้านวิศวกรรม ระบบสื่อสารทุกรูปแบบมีความต้องการที่สำคัญ 3 ประการหลัก คือ

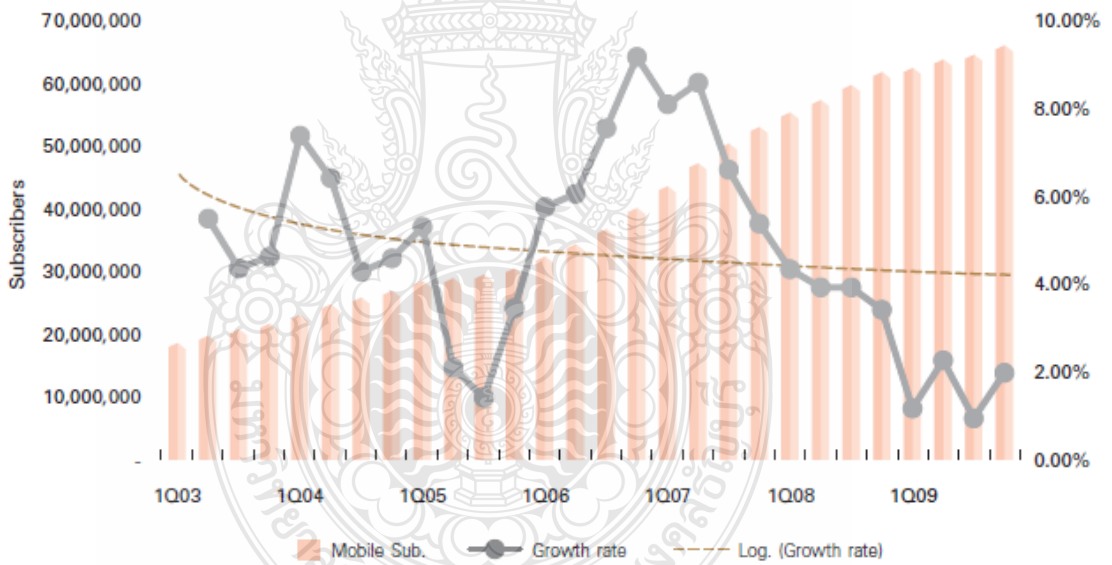
- ความรวดเร็ว
- ความถูกต้อง
- ความเชื่อถือได้

ถึงแม้ว่าพัฒนาการทางด้านเทคโนโลยีจะก้าวหน้าอย่างต่อเนื่องและรวดเร็วเพียงใดก็ตาม ทรัพยากรทางความถี่ยังคงมีอยู่อย่างจำกัด จนเกิดความขาดแคลนทางด้านทรัพยากรแถบความถี่อันเกิดจากปริมาณของผู้ใช้ที่มีแนวโน้มเพิ่มขึ้นทุกปี ดังรูปที่ 1.1 และ รูปที่ 1.2 ในปี 2547 ไตรมาสที่ 1 มีผู้ใช้บริการประมาณ 23.33 ล้านราย และในแต่ละปีปริมาณผู้ใช้บริการเพิ่มขึ้นจนถึง 50.26 ล้านราย ในปี 2550 ไตรมาสที่ 3 ในอนาคตแนวโน้มของผู้ใช้บริการระบบสื่อสารไร้สายยังคงมีปริมาณเพิ่มขึ้นแต่ขณะเดียวกันทรัพยากรความถี่ไม่ได้เพิ่มขึ้นตาม วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอวิธีการเพิ่มประสิทธิภาพในการตรวจหาผู้ใช้แถบความถี่เพื่อค้นหาแถบความถี่ที่ว่างไปจัดสรรให้กับผู้ที่ต้องการใช้งานในเวลานั้น เพื่อให้เกิดการใช้ทรัพยากรอย่างมีประสิทธิภาพสูงสุดเท่าที่จะทำได้

เพื่อใช้เป็นแนวทางในการจัดการแถบความถี่ซึ่งได้กลายเป็นทรัพยากรที่ขาดแคลน มุมมองหนึ่งคือการตัดสินใจว่าส่วนใดของแถบความถี่ได้ถูกใช้งาน ณ เวลาใดเวลาหนึ่ง ไม่เพียงแต่การตรวจสอบแถบความถี่หากแต่วิทยุรู้คิดยังจะตัดสินใจว่าเครือข่ายใดดีที่สุดสำหรับการใช้งาน และความท้าทายอยู่ที่การตัดสินใจเลือกใช้แถบความถี่จะต้องไม่รบกวนต่อผู้ใช้อันดับแรก (Primary user)



รูปที่ 1.1 จำนวนผู้ใช้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่ไตรมาสสุดท้ายของปี 2546 – 2552 [1]



รูปที่ 1.2 จำนวนผู้ใช้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่รายไตรมาสตั้งแต่ 2546 – 2552 [1]

นอกจากปัญหาของการใช้แถบความถี่แล้ว ปัญหาการลดทอนของสัญญาณ ในช่องสัญญาณสื่อสารไร้สาย อันเนื่องมาจากสิ่งกีดขวาง การเคลื่อนที่และความไม่แน่นอนในช่องสัญญาณการสื่อสารไร้สาย ก็เป็นปัญหาหลักในการออกแบบระบบสื่อสารไร้สาย วิธีการหนึ่งที่นิยมนำมาใช้ในการเพิ่มคุณภาพของการรับสัญญาณ คือ ไดเวอร์ซิตีเทคนิค (Diversity Technique) โดยใช้การรับสัญญาณมากกว่าหนึ่งครั้ง เพื่อเพิ่มโอกาสในการรับสัญญาณที่มีคุณภาพ

ปัจจุบันได้มีการนำไดเวอร์ซิตีเทคนิคแก้ปัญหาลดทอนของสัญญาณที่เกิดจากการเดินทางหลายเส้นทางมาใช้ในทางปฏิบัติกันอย่างกว้างขวาง โดยอาศัยคุณสมบัติพื้นฐานทางการแพร่กระจายของคลื่นสัญญาณที่มีการเดินทางหลายเส้นทาง ซึ่งหากการแพร่กระจายของคลื่นถูกรบกวนจากการลดทอนทำให้สัญญาณที่รับมีกำลังที่อ่อนลง ก็อาจมีสัญญาณจากเส้นทางอื่นที่ให้สัญญาณกำลังสูงกว่า ดังนั้นหากทำการรับสัญญาณมากกว่าหนึ่งครั้ง ก็จะสามารถรับสัญญาณได้จากหลายเส้นทาง โดยที่ทางภาคส่งสัญญาณไม่ได้มีส่วนเกี่ยวข้องกับคุณภาพของสัญญาณที่รับได้เลย ในช่องการสื่อสารไร้สาย กระบวนการเกิดการลดทอนของสัญญาณจากการเดินทางหลายเส้นทางยากต่อการทำนายหรือคาดการณ์ล่วงหน้าได้ เพราะเกิดจากสภาพภูมิประเทศ เงื่อนไขของสภาพอากาศขณะนั้น และผลกระทบจากสัญญาณแทรกสอดในช่องสื่อสารเดียวกัน ในความหมายของการสื่อสารแล้วสัญญาณข้อมูลจากแหล่งกำเนิดจะมีลักษณะเป็นแรนดอมหรือการสุ่ม (Random) ในขณะที่มีการสื่อสารเกิดขึ้น สัญญาณรบกวนก็สามารถเกิดขึ้นได้เช่นกัน ซึ่งกระบวนการเกิดของสัญญาณรบกวนก็เกิดในลักษณะการสุ่ม ดังนั้นสัญญาณใด ๆ ก็ตามที่มีลักษณะเป็นกระบวนการสุ่ม สัญญาณประเภทนี้สามารถอธิบายได้ด้วยหลักการทางสถิติเท่านั้น ดังนั้นจำเป็นต้องมีความรู้เกี่ยวกับคุณสมบัติของช่องสื่อสารและสัญญาณรบกวนที่มีผลต่อสมรรถนะของการสื่อสารข้อมูล นอกจากนี้ช่องสื่อสารทั้งหลาย ยังมีปัญหาที่เกิดจากการแทรกสอดของสัญญาณรบกวนอื่น ที่อาจจะส่งผลให้เกิดความเสียหายต่อระบบสื่อสาร ประการสำคัญคือไม่มีระบบสื่อสารหรือการเชื่อมต่อใดที่ปราศจากการผิดเพี้ยนของสัญญาณ

## 1.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

จากการศึกษาบทความทางวิชาการและงานวิจัยในการแก้ปัญหาลดทอนของสัญญาณที่เกิดจากการเดินทางหลายเส้นทาง ด้วยวิธีการไดเวอร์ซิตีเทคนิคสามารถแบ่งออกเป็น 3 กลุ่ม ได้แก่ ซีเล็คชั่นไดเวอร์ซิตี ไดเวอร์ซิตีชนิดค่าถ่วงน้ำหนักเท่ากัน และแมกซ์ิมัลดิเวอร์ซิตี รวมทั้งยังได้ศึกษาถึงการแก้ปัญหาลดทอนตรวจวัดสัญญาณจากบทความวิชาการและงานวิจัยเพื่อจะได้เป็นแนวทางในการวิเคราะห์ต่อไป

### 1.2.1 ซีเล็คชั่นไดเวอร์ซิตี

ในกลุ่มของงานวิจัยที่ใช้วิธีการซีเล็คชั่นไดเวอร์ซิตี สามารถแบ่งออกได้เป็นการใช้แบบจำลองการลดทอนหลายเส้นทางที่มีการแจกแจงแบบในแบบ ไรเลย์ ดังนี้

ก. Abu-Dayya และ Beaulieu [2] เสนอการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบสื่อสารเซลลูลาร์ที่ถูกจำกัดโดยสัญญาณแทรกสอดเนื่องจากการใช้ช่องสื่อสารเดียวกัน ในสภาวะแวดล้อมที่สัญญาณมีการแจกแจงแบบนาคากามิ ใช้วิธีซีเล็คชั่นไดเวอร์ซิตีและไดเวอร์ซิตีชนิดค่าถ่วงน้ำหนักเท่ากัน โดยใช้เฉพาะค่าความน่าจะเป็นของสัญญาณขาดหาย สำหรับการพิจารณาสมรรถนะของระบบ

ข. Annavaajala, Chockalingam และ Milstein [3] วิเคราะห์และเปรียบเทียบสมรรถนะของวิธีไดเวอร์ซิตีซีเล็คชั่น ด้วยการมอดูเลตสัญญาณไปนารีโดยการเลื่อนความถี่แบบนอนโคฮีเรนซ์



ในช่องสัญญาณการลดทอนแบบราเลย์ที่มีคุณลักษณะการแจกแจงเหมือนกันและเป็นอิสระต่อกัน i.i.d. (Independent and Identically Distributed) และในกรณีที่มีคุณลักษณะการแจกแจงแตกต่างกันและเป็นอิสระต่อกัน i.n.d. (Independent and Non-identically Distributed) วิเคราะห์สมรรถนะด้วยค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดเทียบกับค่าอัตราส่วนกำลังสัญญาณข้อมูลต่อสัญญาณรบกวน

ก. Karagiannidis [4] วิเคราะห์สมรรถนะของไคเวอร์ซิดี้ซีเล็กชั่นแบบ 2 จุดรับสัญญาณโดยใช้ค่าความน่าจะเป็นที่สัญญาณขาดหายและความน่าจะเป็นของความผิดพลาดเทียบกับอัตราส่วนกำลังสัญญาณข้อมูลต่อสัญญาณแทรกสอด ในช่องสัญญาณที่มีการลดทอนแบบนาคาгами ด้วยการมอดูเลทสัญญาณไบนารีโดยการเลื่อนเฟสแบบนอนโคฮีเรนท์, การมอดูเลทสัญญาณไบนารีโดยการเลื่อนเฟสแบบโคฮีเรนท์, การมอดูเลทสัญญาณไบนารีโดยการเลื่อนความถี่แบบนอนโคฮีเรนท์ และมอดูเลทสัญญาณโดยการเลื่อนเฟสหลายระดับ

### 1.2.2 ไคเวอร์ซิดี้ซีชนิดค่าถ่วงน้ำหนักเท่ากัน

สำหรับงานวิจัยที่ใช้เทคนิคไคเวอร์ซิดี้ซีชนิดค่าถ่วงน้ำหนักเท่ากัน แบบจำลองการลดทอนหลายเส้นทางที่นำมาวิเคราะห์ห้้นั้นมีการแจกแจงแบบ ราเลย์ ดังต่อไปนี้

ก. Chen และ Tellambura [5] วิเคราะห์สมรรถนะของไคเวอร์ซิดี้ซีชนิดค่าถ่วงน้ำหนักเท่ากัน ใช้จำนวนจุดรับสัญญาณมากกว่า 3 จุด ในสภาพแวดล้อมที่สัญญาณการลดทอนที่มีการแจกแจงแบบราเลย์ นอกจากนั้นยังได้พิสูจน์ค่าฟังก์ชันการแจกแจงสะสมและค่าอัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน โดยพิจารณาสมรรถนะของระบบด้วยค่าอัตราการผิดพลาดสัญลักษณ์ (Symbol Error Rate)

ข. Song, Bolstein และ Cheng [6] ได้เสนอแบบจำลองสมรรถนะสำหรับระบบวิทยุเซลลูลาร์ที่ถูกจำกัดโดยสัญญาณแทรกสอดเนื่องจากการใช้ช่องสื่อสารเดียวกัน (Co-Channel Interference) โดยใช้วิธีไคเวอร์ซิดี้ที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักเท่ากันในสภาพแวดล้อมที่สัญญาณมีการแพร่กระจายแบบราเลย์และพิจารณาสมรรถนะของระบบเฉพาะค่าความน่าจะเป็นของสัญญาณขาดหาย

ค. Shah และ Haimovich [7] วิเคราะห์สมรรถนะของการสื่อสารในช่องสัญญาณวิทยุ โดยพิจารณาค่าความน่าจะเป็นของสัญญาณขาดหายและค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาด พิสูจน์อัตราส่วน SIR (Signal to Interference Ratio) ของไคเวอร์ซิดี้ที่ใช้ค่าถ่วงน้ำหนักเท่ากันที่ถูกจำกัดโดยสัญญาณแทรกสอดเนื่องจากการใช้ช่องสื่อสารเดียวกันในแบบจำลองการลดทอนที่มีการแจกแจงแบบราเลย์ ในกรณีที่สัญญาณแทรกสอดมีพลังงานเท่ากัน อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติ พลังงานของสัญญาณแทรกสอดนั้นอาจมีความแตกต่างกัน

### 1.2.3 แม็กซิมัลไคเวอร์ซิดี้

สำหรับงานวิจัยที่ใช้แม็กซิมัลไคเวอร์ซิดี้ แบบจำลองการลดทอนหลายเส้นทางที่ถูกนำมาวิเคราะห์ คือแบบจำลองที่ไม่ใช่การแจกแจงแบบเกาส์ โดยใช้กระบวนการสุ่มสเฟียริคอลลีอินเวเรียนท์สร้างแบบจำลองโดย

Chirasil และ Aalo [8] วิเคราะห์สมรรถนะระบบสื่อสารไร้สายโดยใช้วิธีแม็กซ์ิมัล โดเวอร์ ซิตี ในสภาพแวดล้อมที่เกิดการลดทอนของสัญญาณหลายเส้นทางที่ไม่ใช่การแจกแจงแบบเกาส์ พิสูจน์ ค่าฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น โดยใช้กระบวนการสุ่มสเปียร์คอลลีอินเวเรียนท์สร้าง แบบจำลอง วิเคราะห์สมรรถนะด้วยค่าความน่าจะเป็นของสัญญาณขาดหายและความน่าจะเป็นของความผิดพลาด พิจารณาเฉพาะการมอดูเลชันสัญญาณที่เป็นแบบโคฮีเรนท์ อย่างไรก็ตามโดเวอร์ซิตี เทคนิคสามารถนำมาใช้กับการมอดูเลท แบบนอนโคฮีเรนท์ได้เป็นอย่างดี [9]

#### 1.2.4 การตรวจวัดสัญญาณ

ก. J. Mitola III [10], [11] นำเสนอแนวความคิดเรื่องวิทยุรู้คิดเพื่อใช้เป็นแนวทางในการจัดการแถบความถี่ซึ่งได้กลายเป็นทรัพยากรที่ขาดแคลน มุมมองหนึ่งคือการตัดสินใจว่าส่วนใดของแถบความถี่ได้ถูกใช้งาน ณ เวลาใดเวลาหนึ่ง ไม่เพียงแต่การตรวจสอบแถบความถี่หากแต่วิทยุรู้คิดยังจะตัดสินใจว่าเครือข่ายใดดีที่สุดสำหรับการใช้งาน และความท้าทายอยู่ที่การตัดสินใจเลือกใช้แถบความถี่ จะต้องไม่รบกวนต่อผู้ใช้อันดับแรก (Primary user)

ข. H. Urkowitz [12] ได้นำเสนอวิธีการตรวจวัดสัญญาณที่มีความเหมาะสมระดับหนึ่ง คือ การตรวจวัดพลังงานของสัญญาณ (Energy detection) วิธีการนี้ง่ายต่อการนำไปใช้ในทางปฏิบัติ อย่างไรก็ตามวิธีนี้ไม่สามารถแยกความแตกต่างของสัญญาณรบกวนและสัญญาณที่ถูกมอดูเลตได้

ค. F. Digham, M. Alouini and M. Simon [13] ได้นำหลักการของการตรวจวัดพลังงาน มาใช้พัฒนาวิธีการค้นหาแถบความถี่ที่ว่าง ณ เวลาหนึ่งๆ โดยใช้เทคนิคการรวมสัญญาณภายใต้ สภาพแวดล้อมที่สัญญาณเกิดการลดทอนแบบราเลย์ (Rayleigh fading) วิธีการนี้ยังคงมีความซับซ้อนต่ำ แต่ประสิทธิภาพของวิธีการนี้ส่วนหนึ่งขึ้นอยู่กับกำหนัดค่าเริ่มเปลี่ยน (Threshold) ดังนั้น ประสิทธิภาพจะลดลงหากค่าสัญญาณข้อมูลต่อสัญญาณรบกวน (Signal to noise ratio, SNR) มีค่าต่ำมาก [14] นอกจากนี้ ยูเช็คและอาร์สตัน [15] ได้ทำการวิจัยพบว่าการใช้วิธีการตรวจวัดพลังงานแบบทั่วไปมีประสิทธิภาพต่ำในการตรวจวัดสัญญาณการกระจายแถบความถี่

ง. A. V. Dandawate and G. B. Giannakis [16] ได้เสนอวิธีการตรวจวัดสเปกตรัมโดย เรียกว่า ไซโคลอสเตชันนารีตี (Cyclostationarity) จากนั้น ลุนเดนและคณะ [17] ได้นำเอาเทคนิคไซโคลอสเตชันนารีตี มาใช้ในระบบวิทยุรู้คิด วิธีการนี้สามารถแยกสัญญาณรบกวนออกจากสัญญาณที่มีผู้ใช้แถบความถี่อยู่ได้ แต่ข้อเสียของวิธีการนี้ คือ มีความซับซ้อนในการนำไปใช้ในทางปฏิบัติสูงมาก

### 1.3 วัตถุประสงค์ของการศึกษา

1.3.1 ศึกษาและวิเคราะห์วิธีการต่าง ๆ ของการตรวจวัดสัญญาณ ในระบบสื่อสารไร้สาย

1.3.2 เสนออัลกอริทึมที่ใช้ตรวจวัดแถบความถี่ที่ว่าง

1.3.3 ใช้อัลกอริทึมเป็นแนวทางปรับปรุงและประยุกต์ในงานซึ่งเกี่ยวข้องกับระบบสื่อสารไร้สาย

## 1.4 ขอบเขตของการศึกษา

1.4.1 จำลองช่องสัญญาณระบบสื่อสารไร้สายด้วยแบบจำลองที่ไม่ใช่การแจกแจงแบบเกาส์และใช้การมอดูเลชันแบบ PSK

1.4.2 เขียนอัลกอริทึมที่นำเสนอให้อยู่ในรูปของสมการทางคณิตศาสตร์ที่มีผลเฉลยแน่นอน

1.4.3 ทดสอบสมรรถนะของวิธีการตรวจวัดสัญญาณด้วยค่าความน่าจะเป็นของการตรวจพบ

1.4.4 ทดสอบสมรรถนะด้วยค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาด

## 1.5 ขั้นตอนการดำเนินงาน

1.5.1 ศึกษาทฤษฎีการตรวจวัดช่องสัญญาณในระบบสื่อสารไร้สายและการลดทอนของสัญญาณ

1.5.2 ศึกษาและวิเคราะห์ปัญหาในการตรวจวัดสัญญาณ

1.5.3 สร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับช่องสัญญาณการลดทอนที่ไม่ใช่การแจกแจงแบบเกาส์และวิธีการตรวจวัดระดับสัญญาณ

1.5.4 จำลองช่องสัญญาณตามเงื่อนไขที่นำเสนอด้วยโปรแกรม MATLAB

1.5.5 วิเคราะห์และสรุปผล

## 1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.6.1 เพื่อพัฒนาความรู้และวิธีการที่สามารถแก้ปัญหาค่าความขาดแคลนแถบความถี่

1.6.2 เพื่อนำความรู้ที่ได้ไปพัฒนาระบบตรวจวัดแถบความถี่ของระบบสื่อสารไร้สาย

1.6.3 เพื่อเป็นพื้นฐานสำหรับงานวิจัยในอนาคต

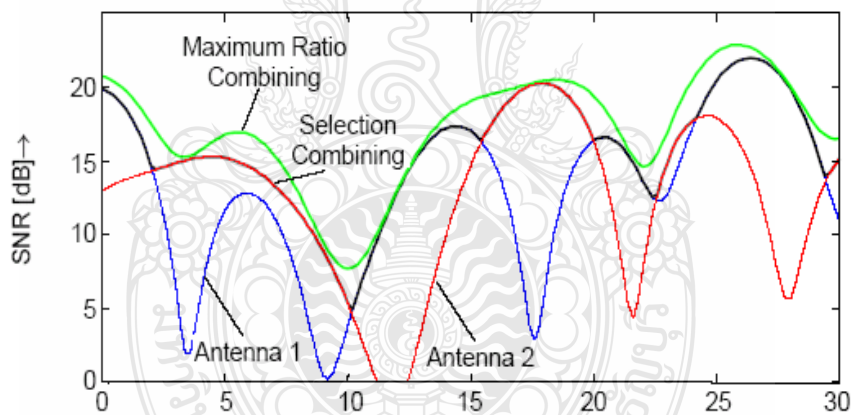
## บทที่ 2

### ไคเวอร์ซิตีเทคนิคและการตรวจวัดสัญญาณ

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงไคเวอร์ซิตีเทคนิคและทฤษฎีพื้นฐานของการตรวจวัดสัญญาณในระบบสื่อสารไร้สายที่เกี่ยวข้องในการวิจัย และสาเหตุของการจางหายของสัญญาณในช่องสัญญาณที่มีการเดินทางหลายเส้นทาง

#### 2.1 ไคเวอร์ซิตีเทคนิค (Diversity Techniques)

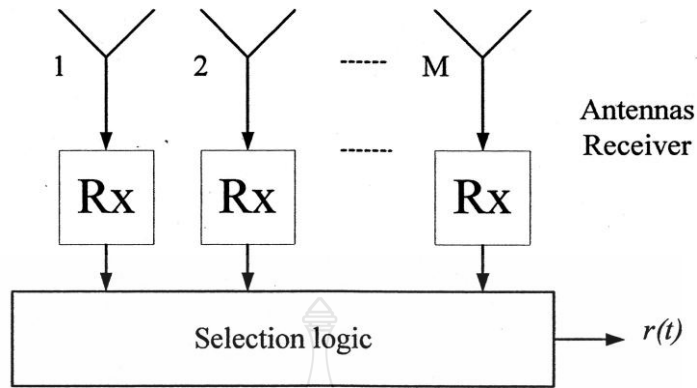
ไคเวอร์ซิตีเป็นวิธีการหนึ่งที่ทำให้การรับส่งสัญญาณมีคุณภาพที่ดีขึ้น โดยไม่จำเป็นต้องมีการเพิ่มบิตพิเศษรวมเข้ากับบิตข้อมูลแบบ ที่ต้องใช้ในการเข้ารหัสช่องสัญญาณ [17] และไม่ต้องมีการส่งชุดลำดับการฝึกสำหรับปรับค่าสัมประสิทธิ์ การคูณของวงจรรีอีควอไลเซอร์ [18] ซึ่งหมายความว่าไม่มีการแบ่งแบนวิดท์ของช่องสัญญาณไปใช้ในการปรับปรุงคุณภาพของช่องสัญญาณเลย ไคเวอร์ซิตีเทคนิคจึงเป็นที่นิยมใช้อย่างมากในทางปฏิบัติ



รูปที่ 2.1 สัญญาณข้อมูลผ่านช่องสัญญาณการลดทอนหลายเส้นทาง

สำหรับวิธีการทำงานนั้นที่ภาครับจะรับสัญญาณจากสายอากาศตั้งแต่สองชุดขึ้นไปซึ่งติดตั้งอยู่ห่างกัน โดยสัญญาณที่ได้รับจากสายอากาศจะถูกต่อเข้ากับวงจรรวมสัญญาณ และทำการเลือกสัญญาณที่ดีที่สุดหรือทำการรวมสัญญาณเข้าด้วยกันแล้วแต่การออกแบบ จากผลกระทบของการเดินทางหลายเส้นทาง สายอากาศแต่ละชุดจะเกิดการลดทอนของสัญญาณหลายเส้นทางที่ไม่เหมือนกัน โดยอาจแตกต่างกันในขนาด เวลา หรือ เฟส เพราะระยะทางและตำแหน่งของสายอากาศแตกต่างกันสามารถแบ่งลักษณะการรับสัญญาณของวิธีไคเวอร์ซิตีได้เป็น 4 รูปแบบ

### 2.1.1 ซีเล็คชั่นไดเวอร์ซิตี (Selection Combining Diversity)

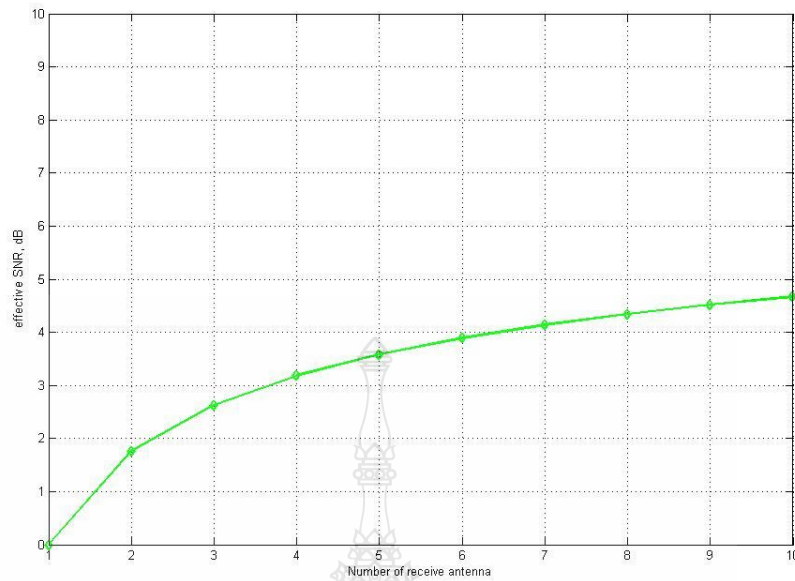


รูปที่ 2.2 โครงสร้างของซีเล็คชั่น ไดเวอร์ซิตี

ไดเวอร์ซิตีแบบซีเล็คชั่น ได้ถูกนำเสนอเพื่อแก้ปัญหาที่เกิดจากผลกระทบของการลดทอนของสัญญาณและสัญญาณแทรกสอด เพื่อที่จะเพิ่มคุณภาพของการให้บริการในระบบสื่อสารไร้สาย โดยประกอบด้วยจุดรับสัญญาณมากกว่า 1 จุด ดังแสดงในรูปที่ 2.2 สัญญาณที่ได้รับจากจุดรับสัญญาณแต่ละแห่งเป็นอิสระต่อกันและได้รับผลกระทบจากการลดทอนในการส่งผ่านช่องสัญญาณการสื่อสารสาย ซึ่งการวางตำแหน่งของจุดรับสัญญาณที่ห่างกันจะเพิ่มโอกาสในการรับสัญญาณที่ดีที่สุด ในขณะที่ขณะหนึ่ง ระบบจะทำการเลือกสัญญาณจากจุดรับสัญญาณที่มีค่าอัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) สูงที่สุด ตามอัลกอริธึม

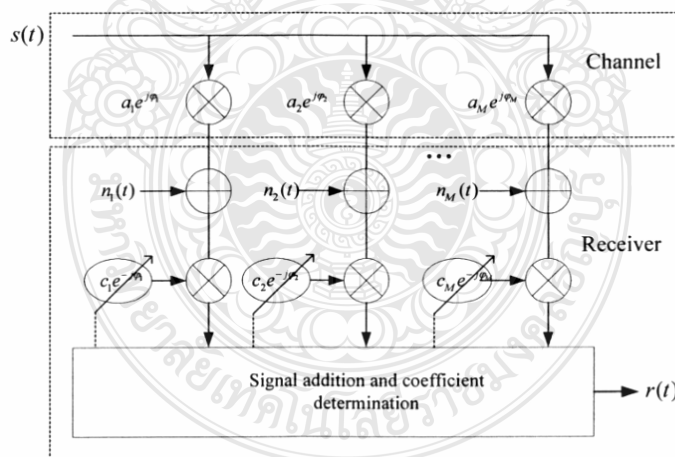
$$SNR = \max \{ \gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_M \}$$

จากรูปที่ 2.3 แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างค่า SNR และจำนวนของสายอากาศหรือจุดรับสัญญาณ ค่า SNR ที่ได้ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ตามจำนวนของจุดรับสัญญาณเพิ่มขึ้น



รูปที่ 2.3 ค่า SNR กับจำนวนของจุดรับสัญญาณของวิธีการ Selection Combining

### 2.1.2 แม็กซ์ิมัลไดเวอร์ซิตี (Maximal Ratio Combining Diversity)



รูปที่ 2.4 โครงสร้างของแม็กซ์ิมัลไดเวอร์ซิตี

สำหรับแม็กซ์ิมัล ไดเวอร์ซิตี สัญญาณที่ได้รับจากทุกจุดรับสัญญาณ จะถูกนำมารวมกัน โดยให้น้ำหนักที่แตกต่างกันตามขนาดของสัญญาณที่ต้องการต่อกำลังของสัญญาณรบกวน ทั้งนี้ในกระบวนการรวมสัญญาณจะต้องแน่ใจว่า สัญญาณเหล่านี้มีเฟสที่ตรงกัน ข้อดีของวิธีการนี้ก็คือช่วยให้ภาครับมีโอกาสที่จะได้รับสัญญาณที่มีค่า SNR ขนาดใหญ่ขึ้นกว่าค่า SNR ที่ดีที่สุดของสัญญาณที่รับได้

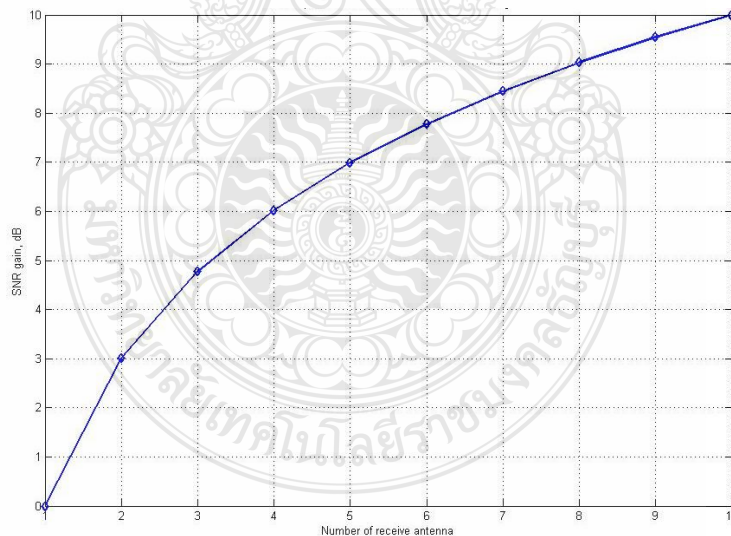
แต่ละแห่ง เทคนิคนี้ค่อนข้างจะมีความซับซ้อนและยุ่งยาก เพราะต้องมีการคำนวณหาค่าถ่วงน้ำหนัก ( $a_i$ ) ที่เหมาะสม

จากโครงสร้างของแมกซ์ิมัลโคเวอริจิตี้ในรูปที่ 2.4 สามารถเขียนสมการของสัญญาณที่รับเข้ามาได้เป็น

$$r(t) = \sum_{i=1}^M a_i s_i(t) + n \quad (2.1)$$

เมื่อ  $s_i(t)$  คือสัญญาณที่รับเข้ามาในแต่ละจุดสัญญาณ และ ค่าถ่วงน้ำหนัก  $a_i = s_i / \sqrt{N}$  ในกรณีที่พลังงานของสัญญาณรวมกัน  $N$  มีค่าเท่ากัน เราสามารถแทนค่าอัตราส่วนค่า SNR ด้วย

$$\begin{aligned} \gamma_{MRC} &= \frac{1}{2} \frac{\left( \sum_{i=1}^M a_i s_i \right)^2}{N \sum_{i=1}^M a_i^2} \\ &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M \frac{s_i^2}{N} = \sum_{i=1}^M \gamma_i \end{aligned} \quad (2.2)$$



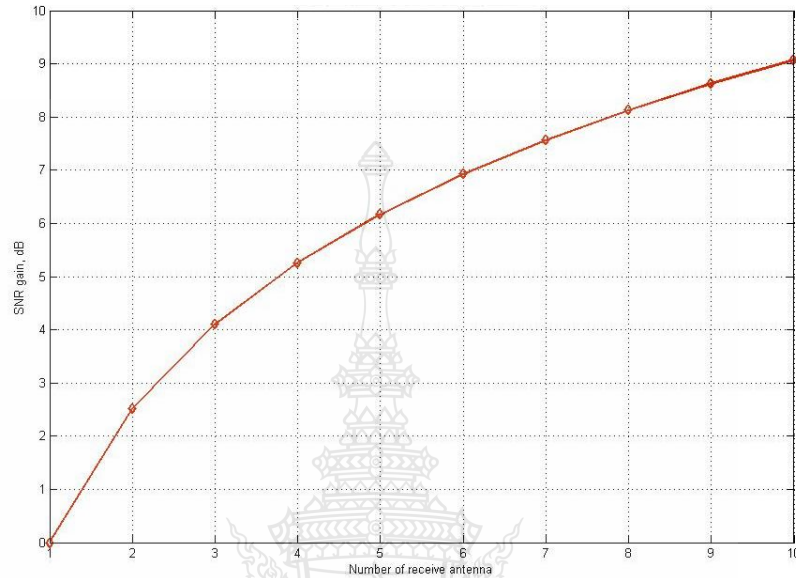
รูปที่ 2.5 ค่า SNR กับจำนวนของช่องสัญญาณของวิธีการ Maximal Ratio Combining

### 2.1.3 ไคเวอริจิตี้ชนิดค่าถ่วงน้ำหนักเท่ากัน (Equal Gain Combining Diversity)

จากวิธี MRC จะต้องมีการคำนวณหาค่าถ่วงน้ำหนักสำหรับสัญญาณจากแต่ละจุดที่เหมาะสม ทำให้ระบบต้องมึงจรสำหรับทำการคำนวณที่ซับซ้อนและในการหาค่าที่ถูกต้องนั้นก็ไม่ใช่

เรื่องง่าย เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาเหล่านี้จึงเกิดแนวความคิดที่จะใช้ค่าถ่วงน้ำหนักเดียวกันสำหรับจุดรับสัญญาณทุกจุด จากรูปที่ 2.4 ค่าถ่วงน้ำหนัก  $a_i$  ของแมกซ์ิมัลโดเวอร์ซิติ์ จะถูก แทนด้วยค่าคงที่

$$w_i = e^{j\varphi} \quad \text{สำหรับ } i=1,\dots,M$$

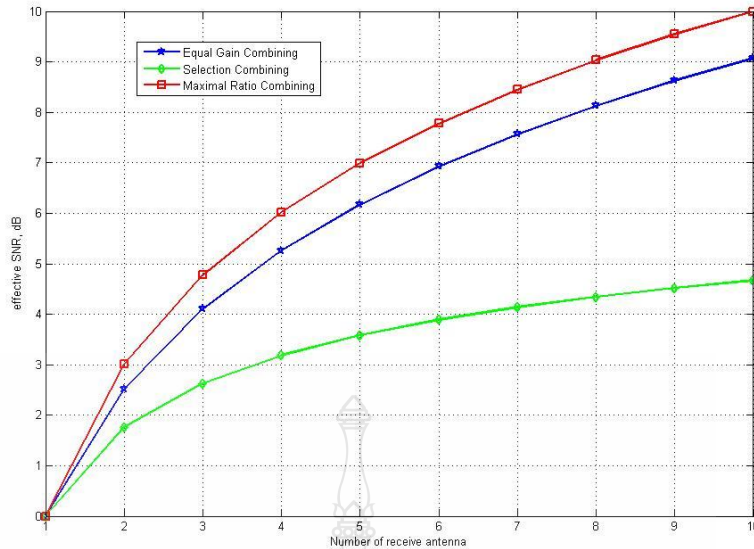


รูปที่ 2.6 ค่า SNR กับจำนวนของช่องสัญญาณของวิธีการ Equal Gain Combining

จากการวิเคราะห์พบว่าสมรรถนะของวิธีนี้มีความใกล้เคียงกับวิธีที่ใช้แมกซ์ิมัลโดเวอร์ซิติ์ในบางสภาพแวดล้อม แต่มีความซับซ้อนของวงจรน้อยกว่า [19] วิธีการใช้ค่าถ่วงน้ำหนักเดียวกันจึงเป็นวิธีที่น่าสนใจที่จะนำมาใช้ในทางปฏิบัติ

จากวิธีการรวมสัญญาณทั้ง 3 วิธี สามารถแสดงความสัมพันธ์ของค่า SNR เทียบกับจำนวนของช่องสัญญาณ ดังแสดงในรูปที่ 2.7





รูปที่ 2.7 ผลการเปรียบเทียบค่า SNR กับจำนวนของช่องสัญญาณของวิธีการรวมสัญญาณทั้ง 3 วิธี

เมื่อทำการเปรียบเทียบการรวมสัญญาณของทั้ง 3 วิธี เมื่อพิจารณาค่า SNR กับการเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณในการส่งข้อมูลพบว่า วิธีการรวมสัญญาณแบบปรับค่า SNR ให้สูงสุด เป็นวิธีที่ทำให้สัญญาณรวมมีค่า SNR สูงที่สุด เมื่อเทียบกับวิธีการรวมสัญญาณแบบเลือกและวิธีการรวมสัญญาณแบบกำหนดอัตราขยายเท่ากัน

#### 2.1.4 ไทเวอร์ซิติชนิดเหมาะสมที่สุด (Optimum Combining Diversity)

วิธีการหนึ่งที่จะทำให้ภาครับสัญญาณมีโอกาสรับสัญญาณที่มีค่าอัตราส่วนกำลังสัญญาณข้อมูลต่อสัญญาณแทรกสอดบวกกับสัญญาณรบกวนที่สูงที่สุด (Signal to Interference Plus Noise Ratio, SINR) คือ การใช้ระบบสายอากาศแบบปรับตัว (Adaptive Array) ซึ่งใช้เทคนิคไทเวอร์ซิติชนิดเหมาะสมที่สุด โดยเวกเตอร์ค่าถ่วงน้ำหนักสามารถเขียนแทนด้วย [20]

$$w = \alpha R^{-1}c, \quad (2.3)$$

เมื่อ

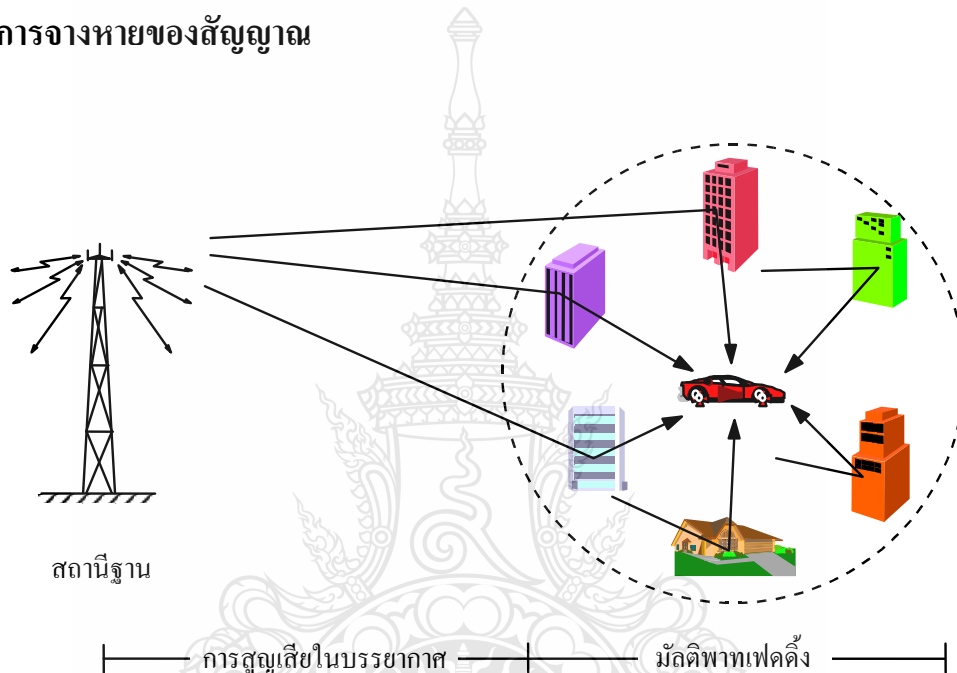
$$R = \sum_{i=1}^L c_i c_i^H + \sigma_n^2 I, \quad (2.4)$$

เมื่อ  $\alpha$  จะเป็นค่าคงที่อะไรก็ได้ที่ไม่มีผลกระทบต่อค่า  $SINR, (.)^H$  คือเฮอริมีทเทียนทรานสโพสท์ของเวกเตอร์เชิงซ้อน, โควาเรียนซ์เมทริกซ์ (Covariance Matrix)  $R$  ประกอบด้วยเมทริกซ์ที่มีองค์ประกอบของสัญญาณและสัญญาณแทรกสอดบวกกับสัญญาณรบกวน  $\sigma_n^2 I$  และเอาท์พุท SINR สามารถแสดงด้วย [20], [21]

$$\gamma_{oc} = c^H R^{-1} c. \quad (2.5)$$

เมื่อ  $\gamma_{oc}$  คือค่า SINR ซึ่งประกอบด้วยค่า  $c$  และ  $c^H$  หมายถึง สัญญาณข้อมูลที่อยู่ในรูปของเวกเตอร์คอนจูเกตและทรานสโพสท์ตามลำดับ และตัวแปร  $R^{-1}$  คือค่าสัญญาณแทรกสอดรวมกับสัญญาณรบกวน ซึ่งมีค่าเป็นอินเวอร์สเมทริกซ์

## 2.2 การจางหายของสัญญาณ

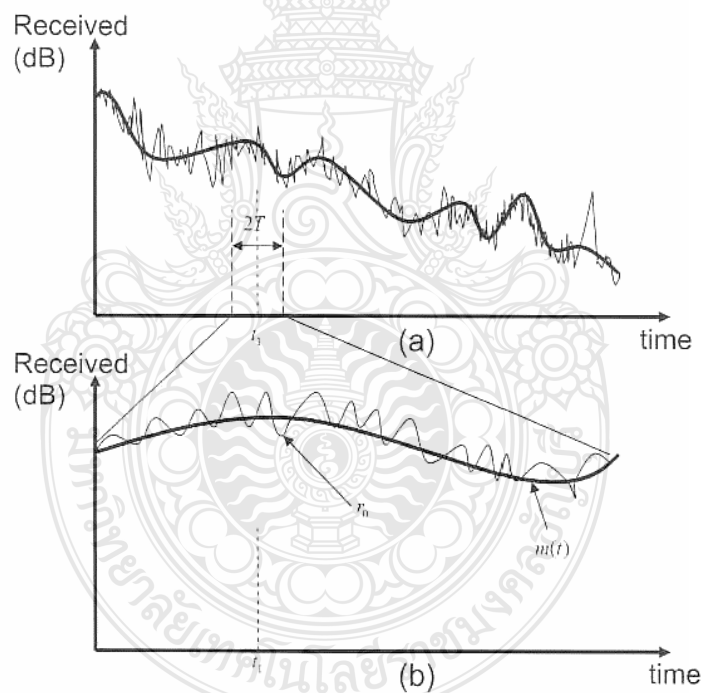


รูปที่ 2.8 การจางหายแบบหลายเส้นทาง

จากรูปที่ 2.8 แสดงให้เห็นลักษณะการจางหายระหว่างสถานีส่งและโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซึ่งเกิดการสะท้อนตึก ภูเขา หรือสิ่งก่อสร้าง สังกเกตได้ว่าระหว่างสถานีส่งกับโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีเส้นทางจำนวนมาก ซึ่งในแต่ละเส้นทางจะเกิดการสะท้อนและการกระจายจากสิ่งรอบข้างทำให้เกิดการลดทอนและสูญเสีย เรียกว่าการจางหายหลายเส้นทาง ซึ่งแสดงในภาพที่ 2.8 เช่น เส้นทาง จากสัญญาณหลักและสัญญาณจากเส้นทางอื่นถูกสะท้อนจากสิ่งแวดล้อม ทำให้เกิดการเลี้ยวเบน หักเห หรือ แดกกระจายเป็นผลให้เกิดสัญญาณหลายเส้นทางและมีเวลาหน่วงที่ต่างกัน ดังนั้นสัญญาณที่รับได้จะมีองค์ประกอบของสัญญาณเป็นจำนวนมาก ในบางครั้งจะมีส่วนที่เสริมกันทำให้มีความแรงของสัญญาณสูง ในบางครั้งจะมีส่วนที่หักล้างกันทำให้สัญญาณมีความแรงต่ำ ผลที่ได้คือความแรงของสัญญาณ ซึ่งมีค่าสูงบ้างต่ำบ้างซึ่งเปลี่ยนแปลงตามเวลา

สาเหตุของการจางหายเกิดขึ้นจากการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณอย่างรวดเร็ว และธรรมชาติของการแพร่กระจายคลื่นวิทยุ ลักษณะของการแพร่กระจายคลื่นวิทยุนั้นจะถูกกำหนดด้วยความยาวของคลื่นพาหะที่ใช้ในการสื่อสาร ถ้าคลื่นวิทยุที่แพร่กระจายจากสายอากาศแล้วไปกระทบกับวัตถุรอบข้างที่มีขนาดเท่ากับความยาวของคลื่นพาหะ จะทำให้คลื่นวิทยุที่แพร่กระจายเปลี่ยนแปลง โดยเกิดการสะท้อนและหักเห ทำให้ที่ภาครับสัญญาณได้เป็นจำนวนมากซึ่งประกอบไปด้วย 2 ส่วนคือคลื่นตรงและคลื่นสะท้อน ดังนั้นภาครับจะรับสัญญาณหลายองค์ประกอบบางครั้งคลื่นจะมีส่วนเสริมกันหรือเฟสตรงกันทำให้พลังงานมีค่าสูง บางครั้งคลื่นจะหักล้างหรือเฟสต่างกันทำให้พลังงานมีค่าต่ำ ผลลัพธ์ที่ได้คือสัญญาณที่รับได้นั้นจะเกิดการแกว่งมากบ้างน้อยบ้าง ซึ่งเราเรียกว่าเกิดการจางหายของสัญญาณ

ลักษณะการจางหายที่พบนั้นแบ่งออกได้หลายรูปแบบ ในที่นี้จะพิจารณาว่า การจางหายประกอบไปด้วยการจางหายระยะสั้น (Short Term Fading) และการจางหายระยะยาว (Long Term Fading) ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 สัญญาณที่รับได้เมื่อเกิดการจางหาย

(a) สัญญาณที่รับได้เมื่อเกิดการจางหาย

(b) สัญญาณการจางหายระยะสั้น

โดยทั่วไปแล้วการจางหายระยะยาวนั้นขึ้นกับระยะทาง และการจางหายระยะสั้นนั้นเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณและการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งเป็นปัญหาของการสื่อสารไร้สายในปัจจุบันพบว่า การจางหายระยะสั้นนั้นมีผลกระทบต่อระบบสื่อสารที่มีการเคลื่อนที่ เช่นระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่

## 2.3 สัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวน (Interference & Noise)

สัญญาณแทรกสอดส่วนใหญ่จะพบเห็นและเกิดขึ้นในระบบสื่อสารดิจิทัล ซึ่งเกิดจากทั้งระบบสื่อสารอื่นๆ หรือระบบจักรกลอื่นๆ โดยเฉพาะในระบบวิทยุ แหล่งกำเนิดสัญญาณแทรกสอดหลักเกิดจากผู้ใช้งานความถี่วิทยุอื่นๆ ตัวอย่างเช่น อุปกรณ์มีการแพร่กระจายความถี่ใกล้เคียงกับช่องสื่อสารที่ใช้สามารถผ่านเข้ามายัง เครื่องรับได้ เป็นเหตุให้เกิดสัญญาณแทรกสอดจากช่องสื่อสารใกล้เคียง (Co-Channel Interference)

หลักการของการใช้ความถี่ซ้ำ (Frequency Reuse) เป็นหัวใจหลักของระบบเซลลูลาร์ ในระบบการใช้ความถี่ซ้ำ ลูกข่ายที่อยู่คนละบริเวณกันได้รับการกำหนดให้ใช้ช่องสัญญาณความถี่เดียวกันได้วิธีดังกล่าวจะทำให้สามารถใช้งานความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ แต่อาจจะเกิดปัญหาสัญญาณรบกวนกัน ช่องสัญญาณความถี่เดียวกันในเซลล์ที่ต่างกันอาจถูกจำกัดด้วยปัญหาของสัญญาณแทรกสอดจากการใช้ช่องสื่อสารเดียวกัน หากไม่ถูกแยกออกจากกันในระยะทางที่เหมาะสม ตัวอย่างสำหรับในกรณีของ CDMA (Code Division Multiple Access) ขนาดความจุของระบบขึ้นอยู่กับระดับของสัญญาณแทรกสอดเป็นหลัก นั่นคือระบบจะยังคงทำงานได้อย่างปกติราบรื่นที่ปริมาณของสัญญาณแทรกสอดยังอยู่ในระดับที่ไม่สูงเกินไป สัญญาณเหล่านี้เกิดจากผู้ใช้งานอื่นๆ ที่อยู่บริเวณรอบข้างที่มีการใช้งานที่ความถี่เดียวกัน ในทางปฏิบัติแบบจำลองของเกาส์ไม่ใช่แบบจำลองที่แม่นยำ [9] ในการแสดงถึงค่าทางสถิติของสัญญาณแทรกสอดจากความถี่เดียวกัน เนื่องจากมีจำนวนสัญญาณแทรกสอดไม่มากนักที่ส่งผลกระทบต่อผู้ใช้งานความถี่ ดังนั้นการประเมินสมรรถนะของระบบสื่อสารที่ถูกจำกัด โดยสัญญาณแทรกสอดบนพื้นฐานของแบบจำลองของเกาส์จึงอาจมีความคลาดเคลื่อน

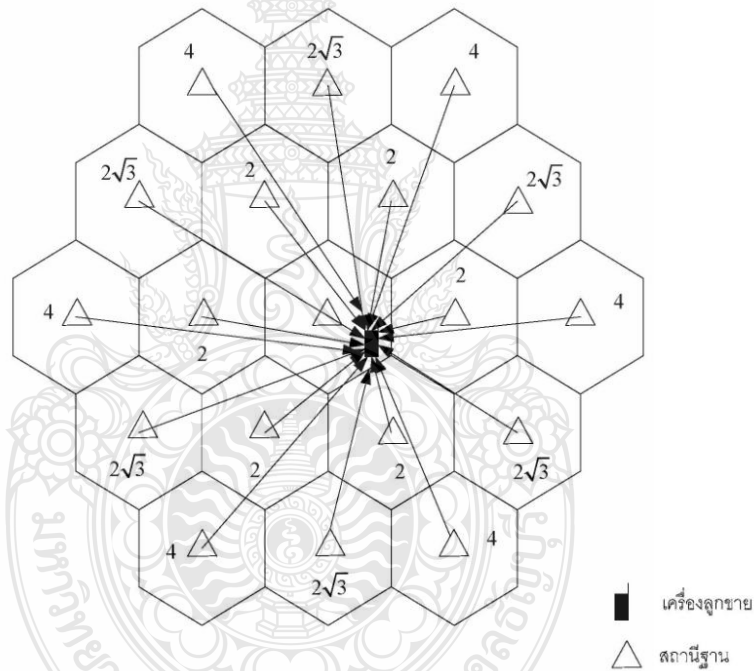
ในระบบซีดีเอ็มเอ นั้น ในเซลล์ที่อยู่ติดกันสามารถที่จะใช้ความถี่เดียวกันได้ หากพิจารณาจำนวนของผู้ใช้บริการของระบบที่จะรองรับได้นั้น จะมีปัจจัยหลายประการที่มีผลต่อความจุของระบบ เช่น ปริมาณการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้งานด้วยกันเอง ความถูกต้องของการควบคุมกำลังของเครื่องลูกข่าย อันเนื่องมาจากปัญหาความถี่และไกล

### 2.3.1 สัญญาณแทรกสอดในการสื่อสารเชื่อมโยงขาไป (Forward Link Interference)

ก. สัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์ (Same-Cell Interference) ในทางอุดมคติแล้วจะไม่มีสัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์ในการสื่อสารเชื่อมโยงขาไป เนื่องจากแต่ละช่องสัญญาณในการสื่อสารเชื่อมโยงขาไปนั้นออกโรคอนอลซึ่งกันและกันทุก ๆ ช่องสัญญาณรวมทั้งช่องสัญญาณนำร่อง ในการสื่อสารเชื่อมโยงขาไปนั้นจะสามารถแยกแยะสัญญาณออกจากกันได้ โดยการคูณสัญญาณที่รับเข้า

มาด้วยขบวนการชิปที่พอเหมาะ แล้วทำการรวมหรืออินทิเกรตชิปในช่วง 64 ชิปของวอลซ์ฟังก์ชัน (Walsh function) ซึ่งผลที่ได้จากขบวนการนี้ คือสัญญาณขบวนข้อมูลเบสแบนด์ของช่องสัญญาณที่ต้องการโดยปราศจากสัญญาณแทรกสอดใด ๆ จากการสื่อสารในทิศทาง การสื่อสารเชื่อมโยงขาไป แต่อย่างไรก็ตามการแพร่กระจายคลื่นในโทรศัพท์เคลื่อนที่จะทำให้เกิดการแทรกสอดในทิศทาง การสื่อสารเชื่อมโยงขาไปเนื่องจากการเกิดการหลายวิถี (Multipath) นั้นเอง

ข. สัญญาณแทรกสอดจากเซลล์อื่น (Other-Cell Interference) ในระบบ CDMA นั้น สัญญาณที่ได้รับได้จากเซลล์อื่น ๆ จะมีลักษณะเป็นสัญญาณแทรกสอดต่อสัญญาณที่ได้รับได้ที่เครื่องลูกข่าย ซึ่งกำลังของสัญญาณแทรกสอดจากเซลล์อื่นจะมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาซึ่งสามารถกำหนดได้ว่าเป็นสัญญาณสุ่มแบบลือกนอร์มอล นั่นคือกำลังของสัญญาณแทรกสอดจะเป็นตัวแปรสุ่มชนิดเกาส์ (Gaussian)



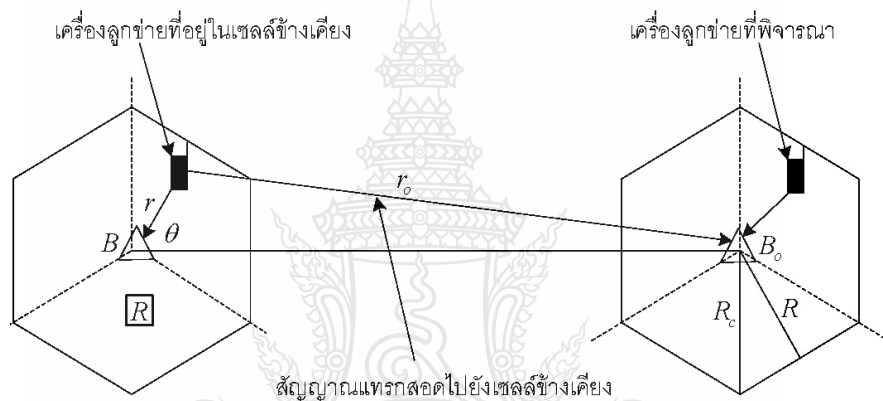
รูปที่ 2.10 สัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียง (Forward Link) ในระบบเซลล์ลาร์ CDMA

### 2.3.2 สัญญาณแทรกสอดในการสื่อสารเชื่อมโยงขากลับ (Reverse Link Interference)

ก. การแทรกสอดภายในเซลล์ (Same-Cell Interference) ในการแทรกสอดที่เกิดขึ้นนี้จะประกอบด้วยการรวมของสัญญาณจากผู้ให้บริการรายอื่น ๆ ที่ภากรับในสถานีฐานเดียวกันสำหรับระบบซีดีเอ็มเอสัญญาณที่ใช้โดยเครื่องลูกข่ายแต่ละเครื่องที่ทำการสื่อสารจะใช้ย่านความถี่เดียวกัน ในเวลาเดียวกัน ซึ่งสัญญาณรบกวนแทรกสอดที่เกิดขึ้นจะสามารถจัดอยู่ในรูปของสัญญาณรบกวนชนิดไวท์นอยส์ที่มีย่านความถี่จำกัดได้ (Band-Limited White Noise) โดยเกือบทั้งหมดของสัญญาณรบกวน

ที่ภาครับของสถานีฐานจะเกิดขึ้นเนื่องมาจากการแทรกสอดของสัญญาณจากเครื่องลูกข่าย จำนวนของผู้ใช้บริการที่เข้ามาใช้งานขณะใดขณะหนึ่งจะถูกทำให้มีจำนวนสูงสุดได้ โดยการทำให้กำลังที่รับได้ของแต่ละผู้ใช้บริการที่สถานีฐานนั้นมีค่าเท่ากัน และมีค่าต่ำเท่าที่จะเป็นไปได้ในขณะที่สอดคล้องกับสมรรถนะของการเชื่อมโยง การควบคุมแบบไดนามิกของกำลังที่ส่งของเครื่องลูกข่ายจึงเป็นส่วนที่จำเป็นต่อการออกแบบส่วนการสื่อสารเชื่อมโยงขากลับ

ข. การแทรกสอดจากเซลล์อื่น (Other-Cell Interference) ในรูปที่ 2.11 แสดงให้เห็นถึงลักษณะทางกายภาพของสัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียง ในการสื่อสารเชื่อมโยงขากลับโดยสมมติว่าแต่ละเซลล์มีขนาดเท่ากัน และมีการใช้เทคนิคในการควบคุมกำลังส่ง ซึ่งกำลังสัญญาณแทรกสอดจากเครื่องลูกข่ายที่อยู่ในเซลล์ข้างเคียง



รูปที่ 2.11 ลักษณะทางกายภาพของสัญญาณรบกวนแทรกสอดในการสื่อสารเชื่อมโยงขากลับ

## 2.4 กระบวนการสุ่ม

หลักการทางสถิติเป็นเครื่องมือในการศึกษารูปแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบสื่อสาร เพราะโดยเนื้อหาแล้วระบบสื่อสารเป็นเหตุการณ์ที่ไม่สามารถกำหนดค่าได้แน่นอนหลังจากที่เดินทางผ่านตัวกลางต่างๆ นอกจากเหตุการณ์หรือสัญญาณนั้นปรากฏขึ้นมาเสียก่อน อย่างไรก็ตาม หากเราสังเกตสัญญาณส่งและสัญญาณรบกวนเป็นเวลานานๆแล้ว ก็สามารถอธิบายได้ด้วยหลักการทางสถิติที่เรียกว่ากระบวนการสุ่ม

ในการวิจัยนี้ เราจะทำการศึกษาปรากฏการณ์ธรรมชาติ ที่เกี่ยวกับช่องสัญญาณในระบบการสื่อสารแบบไร้สาย เพื่อสร้างแบบจำลองของช่องสัญญาณ โดยที่เราจะใช้แบบจำลองเพื่ออธิบายลักษณะต่าง ๆ ของช่องสัญญาณ โดยอาศัยกระบวนการเชิงสุ่ม และเพื่อเป็นแบบจำลองอ้างอิง หรือใช้สำหรับการวิเคราะห์ ซึ่งสามารถที่จะปรับเปลี่ยนค่าต่าง ๆ เพื่อให้เหมาะสมกับสถานการณ์ต่าง ๆ ในการจำลองแบบในรูปแบบต่าง ๆ

กระบวนการเชิงสุ่ม (Stochastic Process) มีที่มาจากภาษากรีก สำหรับคำว่า “Stochastic” หมายถึง การสุ่ม (Random) หรือโอกาส สำหรับในการสร้างแบบจำลอง ก็เพื่อที่จะทำนายโอกาสของผลลัพธ์ที่จะเกิดขึ้นจากสถานะแวดล้อมที่ได้กำหนดให้สำหรับในการศึกษากระบวนการเชิงสุ่ม จำเป็นต้องทราบถึงนิยามต่าง ๆ ที่ใช้ในกระบวนการเชิงสุ่ม

#### 2.4.1 นิยามและสัญลักษณ์ของกระบวนการสุ่ม

กระบวนการสุ่มหรือกระบวนการสโตแคสติก(Stochastic Process) หมายถึงการกำหนดตัวแปรสุ่มให้เป็นพารามิเตอร์ของเวลา  $t$  โดยที่  $t$  เป็นเซตของช่วงเวลาที่ถูกรับเข้ามา

สถิติของกระบวนการสุ่ม

กระบวนการสุ่ม  $X(t)$  ที่ ณ เวลา  $t = t_1$  มีตัวแปรสุ่มเป็น  $x_1$  และฟังก์ชันแจกแจงสามารถนิยามได้เป็น

$$F_X(x_1, t_1) = P[X(t_1) \leq t_1] \quad (2.7)$$

เมื่อ  $P[X(t_1) \leq t_1]$  คือความน่าจะเป็นของฟังก์ชันการแจกแจงของกระบวนการสุ่ม  $X(t)$

เมื่อ  $x_1$  คือจำนวนจริงใดๆเรียกสมการว่า การแจกแจงอันดับที่ 1 (First Order Distribution) ของ  $X(t)$  และมีความหนาแน่นแบบอันดับที่ 1 (First Order Density) ดังนี้

$$f_x(x_1, t_1) = \frac{\partial F_x(x_1, t_1)}{\partial x_1} \quad (2.8)$$

และ ถ้ากำหนดให้  $X(t_1) = X_1$  และ  $X(t_2) = X_2$  โดย  $F_X(x_1, x_2; t_1, t_2)$  คือการแจกแจงร่วมอันดับที่ 2 (Second Order Distribution) สามารถแสดงได้โดย

$$F_X(x_1, x_2; t_1, t_2) = P[X(t_1) \leq x_1, X(t_2) \leq x_2] \quad (2.9)$$

เมื่อ  $x_1$  และ  $x_2$  คือจำนวนจริงใดๆ และฟังก์ชันความหนาแน่นแบบอันดับที่ 2 มีค่าเป็น

$$f_X(x_1, x_2; t_1, t_2) = \frac{\partial^2 F_X(x_1, x_2; t_1, t_2)}{\partial x_1 \partial x_2} \quad (2.10)$$

ดังนั้น เมื่อตัวแปรสุ่มมีจำนวนเป็น  $n$  ตัวแล้ว การแจกแจงลำดับที่  $n$  มีค่าเป็น

$$F_X(x_1, x_2, \dots, x_n; t_1, t_2, \dots, t_n) = P[X(t_1) \leq x_1, \dots, X(t_n) \leq x_n] \quad (2.11)$$

และ ฟังก์ชันความหนาแน่นลำดับที่  $n$  จะมีค่าเป็น

$$f_X(x_1, x_2, \dots, x_n; t_1, t_2, \dots, t_n) = \frac{\partial^n F_X(x_1, \dots, x_n; t_1, \dots, t_n)}{\partial x_1 \dots \partial x_n} \quad (2.12)$$

#### 2.4.2 กระบวนการสุ่มแบบเกาส์

ในทฤษฎีสื่อสารกระบวนการสุ่มที่นำมาใช้กันมากคือ กระบวนการสุ่มแบบเกาส์ (Gaussian Random Process) [17] ให้  $X(t)$  เป็นกระบวนการสุ่มที่ประกอบด้วยตัวแปรสุ่มจำนวน  $n$  ตัว  $X(t_1), \dots, X(t_n)$  ณ เวลาชั่วขณะ  $n$  คือ  $t_1, \dots, t_n$  และกำหนดเวกเตอร์สุ่ม (Random Vector) มีขนาดเมตริกซ์  $n \times 1$  และนิยามเป็น

$$X = [X(t_1) \dots X(t_n)]^T \quad (2.13)$$

เมื่อ  $T$  หมายถึง ทรานสโพสเมตริกซ์ (Transpose Matrix)

กำหนดให้  $X$  เป็นเวกเตอร์ขนาด  $n \times 1$  และมีนิยามเป็น

$$x = [x_1 \dots x_n]^T \quad (2.14)$$

ดังนั้น เหตุการณ์ของ  $[X(t_1) \leq x_1, \dots, X(t_n) \leq x_n]$  สามารถเขียนได้เป็น  $\{X \leq x\}$  และ  $X(t)$  จะถูกเรียกว่าเป็นกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ ก็ต่อเมื่อฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น ของทุกๆ ตัวแปรสุ่มมีการกระจายแบบเกาส์ นั่นคือ

$$f_x(x) = \frac{1}{(2\pi)^{n/2} |\det C|^{1/2}} e^{-\frac{1}{2}(x-\mu)^T C^{-1}(x-\mu)} \quad (2.15)$$

$\mu$  คือ เวกเตอร์ค่าเฉลี่ย (Vector Means) มีค่าเป็น

$$\mu = E[X] = [\mu_1 \dots \mu_n]^T = [E[X(t_1)] \dots E[X(t_n)]]^T$$



C คือ โควาเรียนซ์เมทริกซ์ (Covariance Matrix) มีค่าเป็น

$$C = \begin{pmatrix} C_{11} & \cdots & C_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{m1} & \cdots & C_{mn} \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

เมื่อ  $C_{ij} = C_{XX}(t_i, t_j) = R_{XX}(t_i, t_j) - \mu_i \mu_j$  (2.17)

และ  $\det C$  คือ ค่าดีเทอร์มิแนนท์ (Determinant) ของเมทริกซ์  $C$

คุณสมบัติสำคัญของกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ มีดังต่อไปนี้ คือ

กระบวนการสุ่ม  $X(t)$  จะถูกกำหนดอย่างเบ็ดเสร็จในตัวเองด้วยค่าเฉลี่ยและออคโตริเลชัน คือ

$$\mu_i = E[X(t_i)] \quad i=1, \dots, n \quad (2.18)$$

และ

$$R_{XX}(t_i, t_j) = E[X(t_i)X(t_j)] \quad i, j=1, \dots, n$$

ถ้ากลุ่มของตัวแปรสุ่ม  $X(t_i)$  เมื่อ  $i=1, \dots, n$  ไม่มีความสัมพันธ์กัน (Uncorrelated) คือ สมาชิกของโควาเรียนซ์เมทริกซ์  $C_{ij}$  โดย  $i \neq j$  จะมีค่าเป็นศูนย์ นั่นคือ

$$C_{ij} = 0, i \neq j \quad (2.19)$$

ถ้ากระบวนการสุ่มแบบเกาส์มีลักษณะเป็นไวด์เซนส์สเตชันนารี WSS (Wide Sense Stationary) แล้วก็จะ เป็น SSS (Strict Sense Stationary) ด้วยเสมอ

ถ้าอินพุทของระบบเชิงเส้นไม่แปรตามเวลา LTI (Linear Time Invariant) เป็นกระบวนการสุ่มแบบเกาส์แล้ว เอาท์พุทของระบบเชิงเส้นไม่แปรตามเวลา ก็จะต้องเป็นกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ด้วยเช่นกัน

## 2.5 ค่าที่ใช้ในการวัดสมรรถนะของระบบสื่อสาร

สัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนในระบบสื่อสารทำให้ประสิทธิภาพของระบบสื่อสารลดลงโดยทั่วไปจะใช้อัตราส่วนกำลังของสัญญาณต่อกำลังของ สัญญาณแทรกสอดบวกสัญญาณรบกวนหรือ SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio) เป็นพารามิเตอร์เพื่อบ่งบอกถึงประสิทธิภาพของการสื่อสาร ว่ามีโอกาสได้รับสัญญาณที่มีความผิดเพี้ยนน้อยที่สุด ในขณะที่มี

สัญญาณแทรกสอดและรบกวนเข้ามาด้วย จำเป็นต้องใช้ความน่าจะเป็นและสถิติ(Probabilities and Statistics) มาคำนวณ ซึ่งสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนเป็นสิ่งที่คาดการณ์ได้ยาก ดังนั้นขนาดและเฟสของมันจะเป็นไปแบบสุ่ม(Random) ตามเวลา ในวิทยานิพนธ์นี้ จะแสดงผลด้วยค่าความน่าจะเป็นของสัญญาณขาดหาย(Outage Probability) และ ความน่าจะเป็นของความผิดพลาด (Probability Error) โดยตัดผลกระทบจากสัญญาณรบกวน ด้วยเหตุผลสำหรับระบบสื่อสารที่ถูกจำกัดโดยสัญญาณแทรกสอดเป็นหลัก

### 2.5.1 ความน่าจะเป็นของสัญญาณขาดหาย (Outage Probability)

ค่าที่ใช้วัดประสิทธิภาพของระบบคือ ความน่าจะเป็นของสัญญาณขาดหาย ซึ่งมีนิยามว่า

$$P_0 = P[\text{SINR ที่ได้รับ} < \text{SINR ต่ำสุดที่ยอมรับได้}]$$

SINR คือค่าอัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อกำลังของสัญญาณแทรกสอดบวกสัญญาณรบกวนสามารถเขียนแทนได้ด้วย

$$P_0(t) = \int_0^t f_\gamma(\gamma) d\gamma, \quad (2.20)$$

เมื่อ  $f_\gamma(\gamma)$  คือความหนาแน่นความน่าจะเป็นของ SINR ช่วงหนึ่ง

$\gamma$  คือ ค่า SINR ช่วงหนึ่งที่ค่า เทรชโฮลด์  $t$

### 2.5.2 ความน่าจะเป็นของการตรวจพบ (Probability of detection)

การตรวจวัดพลังงาน เป็นวิธีการหนึ่งที่มีความเหมาะสมในการตรวจหาสัญญาณ หลังจากทำการเลือกความถี่พาห์และแบนวิดท์ที่สนใจ พลังงานของสัญญาณที่ตรวจวัดคือ

$$E = \int_{-T/2}^{T/2} s^2(t) dt \quad (2.21)$$

เมื่อ  $E$  คือพลังงานของสัญญาณที่ได้รับ  $s(t)$  แต่ละเวลาในช่วงเวลา  $T$  สัญญาณ  $s(t)$  นั้นสามารถแบ่งออกเป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์  $n(t)$  หรือสัญญาณข้อมูลรวมกับสัญญาณรบกวน ดังนั้นการตรวจวัดจะมีความหมายในทางสถิติเป็นไปตามสมมติฐาน

$$\begin{aligned} H_0 : y(t) &= n(t) \\ H_1 : y(t) &= s(t) + n(t) \end{aligned} \quad (2.22)$$

สมรรถนะของอัลกอริทึมที่ใช้ในการตรวจวัดสามารถกำหนดได้เป็นค่าความน่าจะเป็น 2 แบบ คือ ความน่าจะเป็นของการตรวจพบ (Probability of detection :  $P_d$ ) และความน่าจะเป็นของการ

เตือนผิดพลาด (Probability of false alarm : $P_f$ ) ค่า  $P_d$  คือ ความน่าจะเป็นของการตรวจพบสัญญาณที่มีผู้ชื้ออยู่ในแถบความถี่ ดังนั้นสามารถเขียนได้ในรูปของสมการ

$$P_d = \Pr[E > \eta | H_1] \quad (2.23)$$

$P_f$  คือความน่าจะเป็นของจากตัดสินใจว่าแถบความถี่นั้นไม่มีผู้ครอบครองแต่ในความเป็นจริงมีผู้ใช้งานแถบความถี่นั้นอยู่ สามารถเขียนได้เป็น

$$P_f = \Pr[E > \eta | H_0] \quad (2.24)$$

ในการใช้หลักการตรวจวัดพลังงานเพื่อค้นหาการใช้งานแถบความถี่ ค่า  $P_d$  ควรจะมีค่าสูงเนื่องจากเป็นตัวแทนของความถูกต้องในการตรวจพบการใช้งานแถบความถี่และค่า  $P_f$  ควรจะมีค่าต่ำมาก เนื่องจากเป็นค่าความผิดพลาดของการตัดสินใจ ส่วนค่าเริ่มเปลี่ยนของการตัดสินใจ (The decision threshold;  $\eta$ )  $\eta$  หมายถึง ระดับของพลังงานที่กำหนด ดังรูปที่ 2.12 สามารถกำหนดให้เกิดความเหมาะสมระหว่างค่า  $P_d$  และ  $P_f$  อย่างไรก็ตามปัญหาของการสื่อสารไร้สายคือพลังงานของสัญญาณนั้นมีความไม่แน่นอนสูง สาเหตุหนึ่งในปัจจัยนั้นเกิดจากสภาพแวดล้อมและอากาศ จึงเป็นการยากที่จะกำหนดค่าจุดเริ่มเปลี่ยนที่เหมาะสมโดยพิจารณาจากกำลังของสัญญาณ



รูปที่ 2.12 วิธีการตัดสินใจแบบดั้งเดิมโดยกำหนดค่าเริ่มเปลี่ยน  $\eta$

# บทที่ 3

## การจำลองและวิเคราะห์ระบบ

ไดเวอร์ซิตีเทคนิคจะถูกนำมาใช้เพื่อเพิ่มโอกาสในการรับสัญญาณและตรวจวัดสัญญาณให้ดียิ่งขึ้น โดยเงื่อนไขในการจำลองช่องสัญญาณจะใช้กระบวนการสุ่มที่ไม่ใช่การแจกแจงแบบเกาส์และการตรวจวัดสัญญาณด้วยค่าความน่าจะเป็นในการตรวจวัด การวิเคราะห์ค่าความน่าจะเป็นของสัญญาณขาดหายและค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาด ด้วยไดเวอร์ซิตีเทคนิค (Diversity Techniques) จากผลกระทบของการเดินทางหลายเส้นทาง สายอากาศแต่ละชุดจะเกิดการลดทอนของสัญญาณหลายเส้นทางที่ไม่เหมือนกัน โดยอาจแตกต่างกันในขนาด เวลา หรือ เฟส เพราะระยะทางและตำแหน่งของสายอากาศแตกต่างกัน โดยในงานวิจัยนี้ ใช้เม็กซ์ิมัลไดเวอร์ซิตี (Maximal Ratio Combining Diversity) ในการวิเคราะห์แบบจำลองระบบสื่อสารไร้สายในช่องสัญญาณการกระจายตัวแบบ นาคากามิ เอ็ม (Nakagami m Distribution)

### 3.1 แบบจำลองช่องสัญญาณแบบนาคากามิ

ในช่องสัญญาณการลดทอนแบบนาคากามิ ค่าฟังก์ชันความหนาแน่นของอัตราส่วนกำลังสัญญาณข้อมูลต่อสัญญาณแทรกสอดชั่วขณะใดขณะหนึ่ง ( $f_{\gamma_i}(\gamma_i)$ ) และ  $\gamma_i$  คือ ค่าเฉลี่ยกำลังสัญญาณข้อมูลต่อสัญญาณแทรกสอด สามารถเขียนได้ตามสมการ

$$f_{\gamma_i}(\gamma_i) = \frac{\left(\frac{m_i}{\gamma_i}\right)^{m_i}}{\Gamma(m_i)} \gamma_i^{m_i-1} e^{-\frac{m_i \gamma_i}{\gamma_i}}, \gamma_i \geq 0 \quad (3.1)$$

เมื่อ  $m_i \geq 1/2$  และฟังก์ชันกำเนิดโมเมนต์ (Moment generating function) ของ  $\gamma_i$  สามารถเขียนได้เป็น

$$M_{\gamma_i}(t) = \frac{\left(\frac{m_i}{\gamma_i}\right)^{m_i}}{\Gamma(m_i)} \int_0^{\infty} e^{-xt} x^{m_i-1} e^{-\frac{m_i x}{\gamma_i}} dx \quad (3.2)$$

จากความสัมพันธ์

$$e^{(-x)} = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \Gamma(-s) x^s ds$$

เมื่อ  $j = \sqrt{-1}$  เขียนสมการที่ (3.2) ได้ใหม่เป็น

$$M_{\gamma_i}(t) = \frac{1}{\Gamma(m_i)} \left( \frac{m_i}{\gamma_i t} \right)^{m_i} \frac{1}{2\pi j} \int_C \Gamma(-s) \Gamma(m_i + s) \left( \frac{m_i}{\gamma_i t} \right)^s ds \quad (3.3)$$

$$M_{\gamma}(t) = \prod_{i=1}^L M_{\gamma_i}(t) = \left[ \prod_{i=1}^L \frac{1}{\Gamma(m_i)} \left( \frac{m_i}{\gamma_i t} \right)^{m_i} \right] \left( \frac{1}{2\pi j} \right)^L \int_{C_1} \int_{C_2} \dots \int_{C_L} \left\{ \prod_{i=1}^L \Gamma(-s_i) \Gamma(m_i + s_i) \left( \frac{m_i}{\gamma_i t} \right)^{s_i} \right\} ds_1 ds_2 \dots ds_L \quad (3.4)$$

จากผลการแปลงลาปลาซ (Laplace Transform) [24], [25]

$$f_{\gamma}(\gamma) = \frac{1}{2\pi j} \int_C M_{\gamma}(t) e^{\gamma t} dt \quad (3.5)$$

แทนค่า สมการ (3.4) ด้วย สมการ (3.5) จะได้

$$f_{\gamma}(\gamma) = \left[ \prod_{i=1}^L \frac{1}{\Gamma(m_i)} \left( \frac{m_i}{\gamma_i} \right)^{m_i} \right] \left( \frac{1}{2\pi j} \right)^L \int_{C_1} \int_{C_2} \dots \int_{C_L} \left\{ \prod_{i=1}^L \Gamma(-s_i) \Gamma(m_i + s_i) \left( \frac{m_i}{\gamma_i} \right)^{s_i} \right\} \times \left( \frac{1}{2\pi j} \int_C \int_t e^{-\sum_{i=1}^L (m_i + s_i) t} e^{\gamma t} dt \right) ds_1 ds_2 \dots ds_L \quad (3.6)$$

จากนั้นทำการเปลี่ยนตัวแปร  $y = -\gamma t$  และใช้สมการ 8-315.1 [26]

$$f_{\gamma}(\gamma) = \frac{1}{\Gamma\left(\sum_{i=1}^L m_i\right)} \left[ \prod_{i=1}^L \left( \frac{m_i}{\gamma_i} \right)^{m_i} \right] \times \gamma^{\left(\sum_{i=1}^L m_i\right)^{-1}} \left( \frac{1}{2\pi j} \right)^L \int_{C_1} \int_{C_2} \dots \int_{C_L} \frac{\Gamma\left(\sum_{i=1}^L m_i\right)}{\Gamma\left(\sum_{i=1}^L (m_i + s_i)\right)} \times \left\{ \prod_{i=1}^L \Gamma(-s_i) \frac{\Gamma(m_i + s_i)}{\Gamma(m_i)} \left( \frac{m_i \gamma}{\gamma_i} \right)^{s_i} \right\} ds_1 ds_2 \dots ds_L \quad (3.7)$$

สามารถเขียนสมการที่ (3.7) ในรูปแบบอนุกรม ได้

$$f_{\gamma}(\gamma) = \frac{1}{\Gamma\left(\sum_{i=1}^L m_i\right)} \left[ \prod_{i=1}^L \left(\frac{m_i}{\gamma_i}\right)^{m_i} \right] \gamma^{\left(\sum_{i=1}^L m_i\right)-1} \sum_{n_1=0}^{\infty} \dots \sum_{n_L=0}^{\infty} \frac{\left[ \prod_{i=1}^L (m_i)_{n_i} \left(-\frac{m_i \gamma}{\gamma_i}\right)^{n_i} \frac{1}{n_i!} \right]}{\left(\sum_{i=1}^L m_i\right)_{n_T}} \quad (3.8)$$

เมื่อ  $n_T = \sum_{i=1}^L n_i$  และ Pochhammer นิยามด้วย  $(\alpha)_k = \Gamma(\alpha+k)/\Gamma(\alpha)$ , โดยที่  $\Gamma(0) = 1$

จากสมการที่ (3.8) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของไฮเปอร์จีโอเมตริกฟังก์ชันหลายตัวแปร (Multi-Variate Hyper Geometric Function) [26], [27]

$$f_{\gamma}(\gamma) = \frac{1}{\Gamma\left(\sum_{i=1}^L m_i\right)} \left[ \prod_{i=1}^L \left(\frac{m_i}{\gamma_i}\right)^{m_i} \right] \gamma^{\left(\sum_{i=1}^L m_i\right)-1} \times \phi_2^{(L)}\left(m_1, m_2, \dots, m_L; \sum_{i=1}^L m_i; -\frac{m_1}{\gamma_1} \gamma, -\frac{m_2}{\gamma_2} \gamma, \dots, -\frac{m_L}{\gamma_L} \gamma\right), \gamma \geq 0 \quad (3.9)$$

สมการที่ (3.9) คือ ฟังก์ชันความหนาแน่น ของสัญญาณข้อมูลต่อสัญญาณรบกวนที่เอาท์พุทของ MRC ในช่องสัญญาณแบบการลดทอนแบบนาคากามิ

พิจารณาสมรรถนะของระบบสื่อสารด้วยค่าความน่าจะเป็นของสัญญาณขาดหาย

$$P_o(\gamma_{th}) = \int_0^{\gamma_{th}} f_{\gamma}(x) dx = \frac{1}{\Gamma\left(1 + \sum_{i=1}^L (m_i)\right)} \left[ \prod_{i=1}^L \left(\frac{m_i \gamma_{th}}{\gamma_i}\right)^{m_i} \right] \times \phi_2^{(L)}\left(m_1, m_2, \dots, m_L; 1 + \sum_{i=1}^L m_i; -\frac{m_1}{\gamma_1} \gamma_{th}, -\frac{m_2}{\gamma_2} \gamma_{th}, \dots, -\frac{m_L}{\gamma_L} \gamma_{th}\right) \quad (3.10)$$

พิจารณาสมรรถนะของระบบสื่อสารดิจิทัลด้วยความน่าจะเป็นของความผิดพลาด

$$\overline{P_E} = \int_0^{\infty} P_E(\gamma) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (3.11)$$

$$P_E(\gamma) = \frac{\Gamma(b, a\gamma)}{2\Gamma(b)} \quad (3.12)$$

เมื่อสมการที่ (3.12) คือ เงื่อนไขของค่า BER ในช่องสัญญาณ AWGN (Additive White Gaussian Noise) [28]

$$a = \begin{cases} 1, & BPSK \\ 1/2, & BFSK \end{cases}$$

$$b = \begin{cases} 1, & NFSK / DPSK \\ 1/2, & CFSK / CPSK \end{cases}$$

- BPSK = Binary Phase Shift Keying  
 BFSK = Binary Frequency Shift Keying  
 NFSK = Non-Coherent Frequency Shift Keying  
 CFSK = Coherent Frequency Shift Keying  
 DPSK = Differential Phase Shift Keying  
 CPSK = Coherent Phase Shift Keying

และ ค่า  $\Gamma(\alpha, x) = \int_x^\infty t^{\alpha-1} e^{-t} dt$  เรียกว่า Complementary Incomplete Gamma Function [26]

แทนค่าสมการที่ (3.8) และ (3.12) ลงในสมการที่ (3.11) จะได้

$$\overline{P_E} = \frac{\Gamma\left(b + \sum_{i=1}^L m_i\right)}{2\Gamma(b)\Gamma\left(1 + \sum_{i=1}^L m_i\right)} \left[ \prod_{i=1}^L \frac{\binom{L}{m_i} m_i^{m_i}}{a\gamma_i} \right] \sum_{n_1=0}^{\infty} \dots \sum_{n_L=0}^{\infty} \frac{\left(b + \sum_{i=1}^L m_i\right)_{n_T} \prod_{i=1}^L \frac{\binom{L}{m_i} n_i}{n!} \left(\frac{-m_i}{a\gamma_i}\right)^{n_i}}{\left(1 + \sum_{i=1}^L m_i\right)_{n_T}} \quad (3.13)$$

จัดรูปสมการที่ (3.13) ใหม่ได้

$$\overline{P_E} = \frac{\Gamma\left(b + \sum_{i=1}^L m_i\right)}{2\Gamma(b)\Gamma\left(1 + \sum_{i=1}^L m_i\right)} \left[ \prod_{i=1}^L \left(\frac{m_i}{a\gamma_i}\right)^{m_i} \right] \times F_D^{(L)}\left(b + \sum_{i=1}^L m_i, m_1, \dots, m_L; 1 + \sum_{i=1}^L m_i; -\frac{m_1}{a\gamma_1}, \dots, -\frac{m_L}{a\gamma_L}\right) \quad (3.14)$$

หรือ

$$\overline{P_E} = \frac{\Gamma\left(b + \sum_{i=1}^L m_i\right)}{2\Gamma(b)\Gamma\left(1 + \sum_{i=1}^L m_i\right)} \left[ \prod_{i=1}^L \left(\frac{m_i}{m_i + a\gamma_i}\right)^{m_i} \right] \times F_D^{(L)}\left(1 - b, m_1, \dots, m_L; 1 + \sum_{i=1}^L m_i; \frac{m_1}{m_1 + a\gamma_1}, \dots, \frac{m_L}{m_L + a\gamma_L}\right) \quad (3.15)$$

จาก สมการที่ (3.15) เมื่อแทน  $b=1$  (non coherent)

$$\overline{P_E} = \frac{1}{2} \prod_{i=1}^L \left( \frac{m_i}{m_i + a\gamma_i} \right)^{m_i} \quad (3.16)$$

### 3.2 การตรวจวัดระดับสัญญาณของสายอากาศที่มีจุดรับสัญญาณเดียว (Single Antenna CR Receiver)

เริ่มพิจารณาเกี่ยวกับปัญหาของการตรวจจับสัญญาณผ่านช่องสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ ให้  $s(t)$  เป็นสัญญาณของผู้ใช้ระดับปฐมภูมิที่ส่งผ่านช่องสัญญาณกับจำนวนที่เพิ่มขึ้น  $h$  และเพิ่มจากศูนย์ถึงค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์  $n(t)$  ให้  $w$  แสดงถึงช่วงสัญญาณความถี่ และ  $T$  แสดงถึงเวลาจากการสังเกตจากการรวบรวมสัญญาณตัวอย่าง ดังนั้นผลคูณของช่วงเวลากับช่วงความถี่ คือ

$$\Lambda = TW \text{ เป็นจำนวนเต็ม}$$

จุดมุ่งหมาย ก็คือ ไม่ว่าจะแสดงให้เห็นสัญญาณ(ข้อสมมุติฐาน  $H_1$ ) หรือไม่ (ข้อสมมุติฐาน  $H_0$ ) ภายใต้ 2 ข้อสมมุติฐานนี้ โดยแสดงการรับสัญญาณ

$$\begin{aligned} H_1 : r(t) &= hs(t) + n(t) \\ H_0 : r(t) &= n(t) \end{aligned} \quad (3.17)$$

โดย  $r(t)$  คือ สัญญาณที่รับได้  
 $s(t)$  คือ สัญญาณที่ส่งของผู้ใช้ระดับปฐมภูมิ  
 $h$  คือ อัตราการขยายของช่องสัญญาณ  
 $n(t)$  คือ ค่าเฉลี่ยต่ำสุดของสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์

พิจารณาเครื่องตรวจสอบพลังงานที่ดัดแปลงแล้วที่แตกต่างกันระหว่างข้อสมมุติฐาน  $H_1$  และ  $H_0$  โดยอาศัยหลักการของจำนวนปกติ  $E = E_r / N_0$  เมื่อ  $E_r$  คือพลังงานของสัญญาณที่ได้รับภายใต้ข้อสมมุติฐาน 2 ข้อ ซึ่งสามารถเขียนได้ ดังนี้

$$E = \frac{1}{N_0} \int_0^T n^2(t) dt = \frac{1}{2N_0W} \sum_{i=1}^{2\Lambda} n_i^2, \quad (3.18)$$

โดย  $E$  คือ พลังงานของสัญญาณที่ได้รับ  
 $W$  คือ สัญญาณความถี่



$T$  คือ เวลาจากการสังเกตจากการรวบรวมสัญญาณตัวอย่าง  
 $N_0$  คือ พลังงานของสัญญาณรบกวน

เมื่อ  $n_i$  เป็นตัวอย่างที่ได้มาโดยการสุ่มตัวอย่าง  $n(t)$  ที่ความถี่ในควิซท์  $2W$  จะได้

$$n(t) = \sum_{i=1}^{2\Lambda} n_i \sin c(2Wt-i), 0 < t < T, \text{ or } n_i = n(i/(2W))$$

โดย  $n_i \sim N(0, 2N_0W)$  ภายใต้สมมติฐาน  $H_0, E$  มีจุดรวมการกระจายแบบโคสแควร์กับค่า  $2\Lambda$  ที่เป็นอิสระ ในทำนองเดียวกัน ภายใต้สมมติฐาน  $H_1, E$  ไม่เป็นจุดรวมการกระจายแบบโคสแควร์กับค่า  $2\Lambda$  ที่เป็นอิสระ และไม่มีการรวมค่าตัวแปร  $2\rho$  เมื่อ  $\rho$  คือค่า SNR ดังนั้น

$$\begin{aligned} H_1 : E &\sim X_{2\Lambda}^2(2\rho) \\ H_0 : E &\sim X_{2\Lambda}^2 \end{aligned} \quad (3.19)$$

โดย  $\Lambda$  คือ ผลคูณของช่วงเวลากับช่วงความถี่ สำหรับเครื่องตรวจสอบพลังงานที่เปลี่ยนแปลงแล้วกับค่า  $\eta$  ที่เริ่มต้นการตรวจจับค่าความน่าจะเป็นของการตรวจพบ ( $P_d$ ) และค่าความน่าจะเป็นของสัญญาณผิดพลาด ( $P_f$ ) โดยกำหนดให้

$$P_d = \text{Prob}[E > \eta | H_1], \quad (3.20)$$

$$P_f = \text{Prob}[E > \eta | H_0] \quad (3.21)$$

ดังนั้น ใช้สมการที่ 3.19 สามารถหาได้จากรูปแบบที่แน่นอนใน [29], [34] จากสมการที่ 3.20 และสมการที่ 3.21

$$P_d = Q_\Lambda(\sqrt{2\rho}, \sqrt{\eta}), \quad (3.22)$$

$$P_f = \Gamma(\Lambda, \eta/2)/\Gamma(\Lambda), \quad (3.23)$$

เมื่อ  $\Gamma(.,.)$  เป็นแกมมาฟังก์ชันที่ไม่สมบูรณ์ โดยกำหนดให้

$$\Gamma(a, b) = \int_b^\infty e^{-t} t^{a-1} dt (\text{Re}(a) > 0),$$

และ  $\Gamma(a, 0) = \Gamma(a)$ .  $Q_\Lambda(a, b)$  สรุปว่าเป็นฟอร์มมาร์คัม Q ฟังก์ชัน โดยกำหนดให้

$$Q_\Lambda(a,b) = \frac{1}{a^{\Lambda-1}} \int_b^\infty x^\Lambda e^{-\frac{x^2+a^2}{2}} I_{\Lambda-1}(dx)dx, \quad (3.24)$$

ที่  $I(\cdot)$  คือเบสเซลฟังก์ชันที่แปลงค่าของชั้นตอนแรก

ช่องสัญญาณการจางหายแบบราเลย์ (Rayleigh Fading)

ได้พิจารณาช่องสัญญาณการจางหายแบบราเลย์  $h$  เป็นกระจายสัญญาณตามแบบราเลย์ ให้  $\rho$  ภายใต้โครงการกับ  $\bar{\rho}$  เป็นค่าเฉลี่ย SNR ที่ SNR  $\rho$  มีลักษณะเป็นฟังก์ชันความน่าจะเป็นของความหนาแน่น

$$f(\rho) = \frac{1}{\bar{\rho}} e^{-\frac{\rho}{\bar{\rho}}}, \rho \geq 0 \quad (3.25)$$

การหาค่าความน่าจะเป็น  $\bar{P}_{d,SA}$  ที่ได้มาโดยการหาค่าเฉลี่ยจากสมการที่ 3.22

$$\bar{P}_{d,SA} = \int_0^\infty Q_\Lambda(\sqrt{2\rho}, \sqrt{\eta}) \frac{1}{\bar{\rho}} e^{-\frac{\rho}{\bar{\rho}}} d\rho$$

และ

$$\bar{P}_{d,SA} = J(\Lambda, \bar{\rho}, 1, \eta) \quad (3.26)$$

จากการพิจารณาค่า  $P_f$  ในสมการที่ 3.21 คือค่าอิสระของ SNR  $\rho$  และผลที่แสดงออกมายังคงไม่มีการเปลี่ยนแปลงจากการพิจารณาการจางหาย

### 3.3 การตรวจวัดระดับสัญญาณของสายอากาศที่มีจุดรับสัญญาณหลายจุด (Multiple Antenna CR Receivers)

ได้พิจารณาเกี่ยวกับวิทยุรู้คิดกับสายอากาศหลายจุดที่ฝ่ายผู้รับ โดยยอมให้มีสายอากาศ  $M$  ที่ผู้รับ ช่องสัญญาณระหว่างเครื่องส่งสัญญาณผู้ใช้ระดับปฐมภูมิ และสายอากาศ  $i$ -th ของผู้รับวิทยุรู้คิดเป็นการจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบราเลย์ที่ระดับเดียวกับการเพิ่มของ  $h_i$  กับ  $h_i$  เป็นตัวแปรสุ่มกับหนึ่งหน่วยการเปลี่ยนแปลง เมื่อผลสำเร็จนั้นเป็นเครื่องส่งสัญญาณระดับปฐมภูมิ  $s(t)$  เป็นสัญญาณที่ได้รับจาก  $i$ -th ของสายอากาศผู้รับผ่านช่องสัญญาณ  $h_i$  และเพิ่มสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์  $n(t)$  สัญญาณที่ได้รับจาก  $i$ -th ของสายอากาศ สามารถนำมาเขียนได้ ดังนี้

$$r_i(t) = h_i s(t) + n(t) \quad (3.27)$$

- โดย  $r_i(t)$  คือ สัญญาณที่ได้รับ  
 $h_i$  คือ ค่าการสุ่มตัวแปรต่อหน่วยการเปลี่ยนแปลง  
 $s(t)$  คือ สัญญาณที่ส่งระดับปฐมภูมิ  
 $n(t)$  คือ สัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์

สัญญาณที่ได้รับ  $r_i(t)$  เป็นไปตามกระบวนการโดยทางเทคนิคได้ผลในการส่งสัญญาณออก  $y(t)$  ซึ่งรวมไปถึงการตรวจจับพลังงานที่แน่นอน ก่อนให้  $E$  แสดงถึงพลังงานสัญญาณ(ของ  $y(t)$ ) ที่ปกติโดย  $N_0$  และสังเกตการกระจายที่แตกต่างกันขึ้นอยู่กับข้อสมมุติฐาน  $H_1$  หรือ  $H_0$

พิจารณาตามกระบวนการ 2 ผู้รับและแสดงการได้รับจากความน่าจะเป็นของการตรวจพบและความน่าจะเป็นของสัญญาณผิดพลาดในแต่ละปัญหาจากการสื่อสารไร้สายของช่องสัญญาณการจางหายแบบราเลย์ การจะเข้าใจลึกซึ้งแรกได้รับความน่าจะเป็นของการตรวจพบและความน่าจะเป็นของสัญญาณผิดพลาดจากช่องสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์ และแสดงการใช้ที่ได้รับเหมือนกับแสดงภายใต้สัญญาณการจางหายแบบราเลย์

### 3.3.1 กระบวนการอัตราส่วนสูงสุด (Maximum Ratio Processing)

ความคิดในทางเทคนิคใช้การรวมสัญญาณแบบเชิงเส้นที่สอดคล้องกัน คือ  $h_i$  ที่มีช่องสัญญาณที่เพิ่มขึ้นที่ส่งออก  $y(t)$  จะได้

$$y(t) = \sum_{i=1}^M h_i^* r_i(t) \quad (3.28)$$

กับค่า  $\rho_i$  ที่ SNR บน  $i$ -th ของสายอากาศ ที่ผลลัพธ์ของ SNR  $\rho_{MRP}$  เป็นผลรวมอย่างง่ายของ SNRs ของผู้รับสายอากาศเฉพาะ [31]

$$\rho_{MRP} = \sum_{i=1}^M \rho_i \quad (3.29)$$

สังเกตจากภายใต้  $H_1, E$  คือผลรวมของ  $M$  ที่ไม่เป็นจตุรรวมของตัวแปรการกระจายแบบโคสแควร์ กับค่า  $2\Lambda$  เป็นค่าอิสระ และไม่เป็นจตุรรวมของตัวแปร  $2\rho_i$  และดังนั้น  $X^2$  ไม่เป็นจตุรรวมของการกระจาย กับค่า  $2M\Lambda$  เป็นค่าอิสระ และไม่เป็นจตุรรวมของตัวแปร  $2 \sum_{i=1}^M \rho_i = 2\rho_{MRP}$  ดังนั้นในแต่ละช่องสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์ (จาก ของข้อสมมุติฐานค่า  $h_i$ ) ใช้การพิสูจน์ในส่วนที่ 2 สามารถเขียนอย่างง่ายได้จาก

$$P_d = Q_{M\Lambda}(\sqrt{2\rho_{MRP}}, \sqrt{\eta}) \quad (3.30)$$

คือ ค่าของฟังก์ชันความน่าจะเป็นของความหนาแน่นของค่า  $\rho_{MRP}$  จาก [35]

$$f_{MRP}(\rho) = \frac{1}{(m-1)!} \frac{\rho^{M-1}}{\rho^{-M}} e^{-\frac{\rho}{\rho}} \quad (3.31)$$

การแสดงค่าจากการหาค่าผลลัพธ์ของความน่าจะเป็นกับสัญญาณการจางหายแบบราเลย์ ได้รับค่าเฉลี่ย จากสมการที่ 3.30 ผ่านสมการที่ 3.31

$$\bar{P}_{d,MRP} = \int_0^\infty Q_{M\Lambda}(\sqrt{2\rho}, \sqrt{\eta}) \frac{1}{(M-1)!} \frac{\rho^{M-1}}{\rho^{-M}} e^{-\frac{\rho}{\rho}} d\rho$$

หรือสามารถเขียนได้เป็น

$$\bar{P}_{d,MRP} = J(M\Lambda, M\bar{\rho}, M, \eta) \quad (3.32)$$

เมื่อ

$$J(\Lambda, \bar{\rho}, m, \eta) = \int_0^\infty Q_\Lambda(\sqrt{2\rho}, \sqrt{\eta}) \frac{\rho^{m-1}}{(m-1)!} \left(\frac{m}{\rho}\right)^m e^{-\frac{m\rho}{\rho}} d\rho$$

ภายใต้สมมติฐาน  $H_0$

$$y(t) = \sum_{i=1}^M h_i^* n_i(t),$$

และได้ผลลัพธ์

$$E = \frac{1}{2N_0W} \sum_{k=1}^{2\Lambda} y_k^2 = \frac{1}{2N_0W} \sum_{k=1}^{2\Lambda} \left( \sum_{i=1}^M h_i^* n_{ik} \right)^2$$

ให้  $n_{ik}$  มีการกระจาย  $N(0, 2N_0W)$  ที่ตัวแปรสุ่ม  $\sum_{i=1}^M h_i^* n_{ik} \sim N(0, 2N_0W\alpha_h^2)$  เมื่อ  $\alpha_h^2 = \sum_{i=1}^M |h_i|^2$  โดยค่าฟังก์ชันความน่าจะเป็นของความหนาแน่นของค่า  $E$  ที่กำหนดให้

$$f_E(y) = \frac{1}{\alpha_h^{2\Lambda} 2^\Lambda \Gamma(\Lambda)} y^{\Lambda-1} e^{-\frac{y}{2\alpha_h^2}}, y \geq 0, \quad (3.33)$$

และค่าฟังก์ชันความน่าจะเป็นของการกระจายของ  $E$  โดยแสดงให้

$$\begin{aligned}
F_E(y) &= \int_0^y \frac{1}{\alpha_h^{2\Lambda} 2^\Lambda \Gamma(\Lambda)} u^{\Lambda-1} e^{-\frac{y}{2\alpha_h^2} u} du \\
&= 1 - \frac{\Gamma(\Lambda, y/(2\alpha_h^2))}{\Gamma(\Lambda)}
\end{aligned} \tag{3.34}$$

ผลลัพธ์ที่ได้จากความน่าจะเป็นของสัญญาณผิดพลาดจากช่องสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ โดยมีค่า

$$P_f = 1 - F_E(\eta) = \frac{\Gamma(\Lambda, \eta/(2\alpha_h^2))}{\Gamma(\Lambda)} \tag{3.35}$$

แสดงยกกำลังสองของค่าสมบรูณ์ของตัวแปรสุ่มการกระจายแบบราเลย์ที่มีการกระจายเลขยกกำลัง  $\alpha_h^2$  เป็นการกระจายแกมมา โดยแสดงให้เห็น

$$f_{\alpha_h^2}(\alpha) = \frac{\alpha^{M-1} e^{-\alpha}}{\Gamma(M)} \tag{3.36}$$

ค่าเฉลี่ยความน่าจะเป็นของสัญญาณผิดพลาดนอกจากนี้สามารถได้มาโดยการรวมกันของ  $P_f$  ในสมการที่ 3.35 ผ่านค่าฟังก์ชันความน่าจะเป็นของความหนาแน่นที่คิดไว้ ถึงแม้ว่าการแสดงรูปแบบที่แน่นอนดูเหมือนจะดีไปถึงการได้มาที่ยาก ค่าของตัวแปรเริ่มต้น  $\eta$  ต้องการทำให้ค่า  $P_f$  สำเร็จแน่นอนสามารถได้รับการรวมกันเป็นตัวเลข

### 3.3.2 กระบวนการคัดเลือก (Selection Processing)

ในเทคนิคกระบวนการนี้ สัญญาณ SNR ที่มีค่ามากเป็นการคัดเลือกและเพิ่มกระบวนการภายใต้ปัญหาซึ่งเป็นผลจาก SNR  $\rho_{SP} \rho_{\max}$  เป็นค่าอย่างง่าย ค่าของฟังก์ชันความน่าจะเป็นของความหนาแน่นของ  $\rho_{\max}$  (หรือ  $\rho_{SP}$ ) โดยเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned}
f_{SP}(\rho) &= \frac{M}{\rho} e^{-\frac{\rho}{\rho}} (1 - e^{-\frac{\rho}{\rho}})^{M-1} \\
&= M \sum_{i=0}^{M-1} C_i^{M-1} \frac{(-1)^i}{i+1} \frac{1}{\rho/(i+1)} e^{-\frac{\rho}{\rho/(i+1)}}
\end{aligned} \tag{3.37}$$

ค่า  $C_k^n$  แสดงถึงตัวคูณ  $C_k^n = \frac{n!}{(n-k)!k!}$  การตรวจพบความน่าจะเป็น  $\bar{P}_d, SP$  ได้รับโดยค่าเฉลี่ยในสมการที่ 3.22 บนค่าของฟังก์ชันความน่าจะเป็นของความหนาแน่นในสมการที่ 3.37 จะใช้ผลลัพธ์ของ สมการที่ 3.10 เป็นผลของการตรวจพบความน่าจะเป็น  $\bar{P}_d, SP$  ในปัญหานี้ สามารถได้ดังนี้

$$\bar{P}_{d,SP} = M \sum_{i=0}^{M-1} C_i^{M-1} \frac{(-1)^i}{i+1} J(\Lambda, \frac{\bar{\rho}}{i+1}, 1, \eta) \quad (3.38)$$

จากการได้รับค่าความน่าจะเป็นของสัญญาณผิดพลาด การสังเกตครั้งแรกค่าฟังก์ชันความน่าจะเป็นของการกระจายของ  $E$  ภายใต้  $H_0$  สามารถแทนค่าสมการที่ 3.19 และโดยเขียนได้เป็น

$$F_E(x) = 1 - \frac{\Gamma(\Lambda, x/2)}{\Gamma(\Lambda)} \quad (3.39)$$

ภายใต้กระบวนการคัดเลือกค่าฟังก์ชันความน่าจะเป็นของการกระจายของ  $E$  ภายใต้  $H_0$  โดยแสดงให้เห็น

$$F_{E,SP}(x) = \left[ 1 - \frac{\Gamma(\Lambda, x/2)}{\Gamma(\Lambda)} \right]^M \quad (3.40)$$

ค่าเฉลี่ยความน่าจะเป็นของสัญญาณผิดพลาดภายใต้กระบวนการคัดเลือกจะได้

$$\begin{aligned} \bar{P}_{f,SP} &= 1 - F_{E,SP}(\eta) \\ &= 1 - \left[ 1 - \frac{\Gamma(\Lambda, \eta/2)}{\Gamma(\Lambda)} \right]^M \end{aligned} \quad (3.41)$$

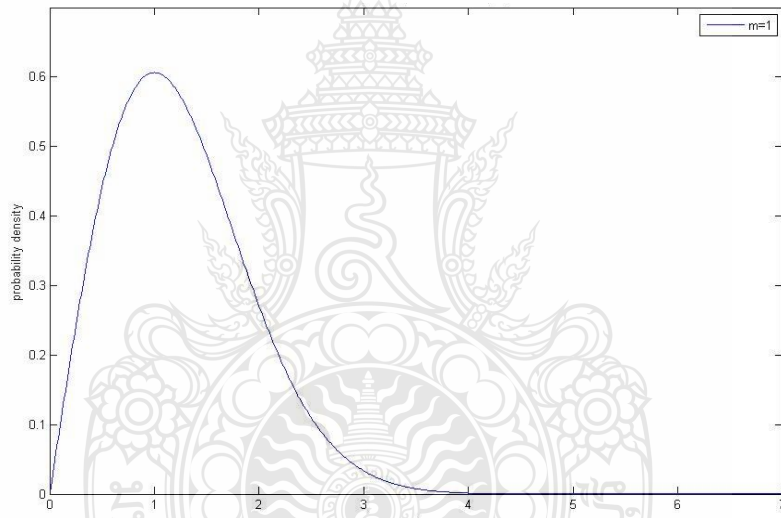
# บทที่ 4

## ผลการทดสอบ

### 4.1 เปรียบเทียบการกระจายตัวของช่องสัญญาณ

#### 4.1.1 การกระจายตัวแบบเรเลย์ (Rayleigh Distribution)

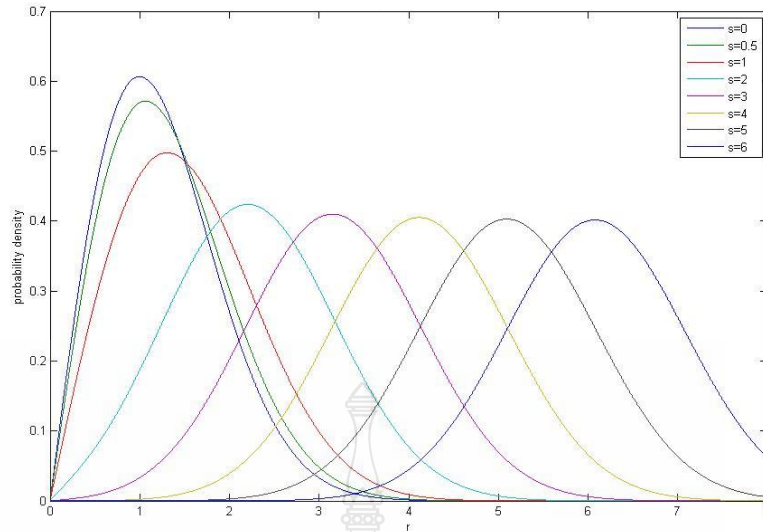
การกระจายตัวแบบเรเลย์ ถูกใช้เป็นแบบจำลองในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบสื่อสารโดยทั่วไป มักจะใช้ในแบบจำลองของการจางหายแบบหลายเส้นทางที่ไม่มีเส้นทางสัญญาณตรง (Line of Sight) แบบจำลองนี้จะไม่มีการจางหายหลัก มีแต่สัญญาณในเส้นทางสะท้อน สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 Probability Density Function ของช่องสัญญาณ Rayleigh

#### 4.1.2 การกระจายตัวแบบไรเซิน (Rice Distribution)

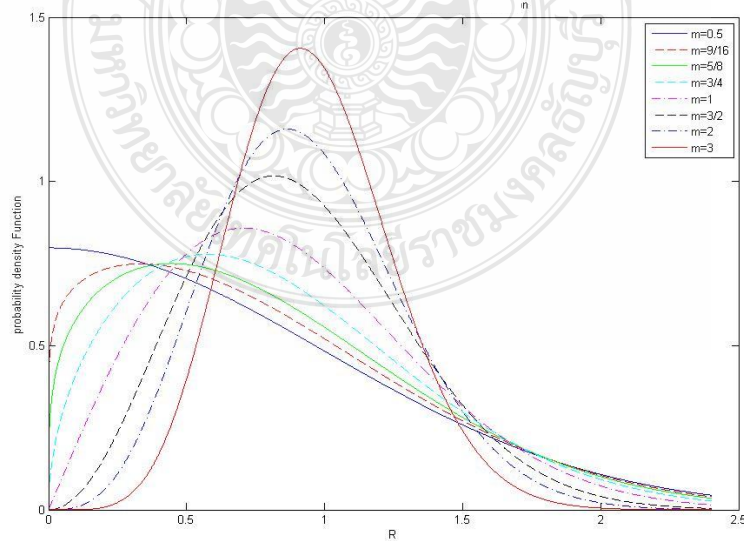
การจางหายแบบไรเซิน มักใช้ในแบบจำลองที่ประกอบด้วยสัญญาณแนวสายตา (Line of Sight) ซึ่งจะมีช่วงอยู่ระหว่างการจางหายแบบเรเลย์ ( $s=0$ ) ไปจนถึงไม่เกิดการจางหายซึ่งหมายถึงค่าแอมพลิจูดคงที่ ( $s=\infty$ ) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 Probability Density Function ของช่องสัญญาณ Rice

#### 4.1.3 การกระจายตัวแบบ นาคากามิ เอ็ม (Nakagami m Distribution)

การกระจายตัวแบบ นาคากามิ เอ็ม (Nakagami m Distribution) สามารถเขียนเป็นการกระจายตัวได้หลายรูปแบบ เช่น ตัวแปรเสริมการจางหายมีค่า  $m=1/2$  หมายถึง การกระจายตัวแบบเกาส์เซียน (Gaussians) ข้างเดียว และการกระจายตัวแบบเรเลย์ Rayleigh ( $m=1$ ) ในทำนองเดียวกัน ก็สามารถความสัมพันธ์เช่นเดียวกันระหว่างตัวแปรเสริม  $m$  และ  $s$  โดยประมาณให้ใกล้เคียงกับการกระจายตัวแบบไรเซชัน (Rice Distribution) แสดงได้ดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 Probability Density Function ของช่องสัญญาณ Nakagami



จากความสัมพันธ์ของสมการฟังก์ชันการแจกแจงแบบนาคากามิในบทที่ 3 และผลของการจำลองฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น ดังรูปที่ 4.1 – 4.3 แสดงให้เห็นว่า การแจกแจงแบบเรเลย์ และ ไรซ์ เป็นกรณีพิเศษของการแจกแจงแบบนาคากามิ เมื่อทำการเปลี่ยนค่าตัวแปร  $m$  ดังนั้น การแจกแจงแบบนาคากามิจึงมีความยืดหยุ่นในการใช้งานสูงกว่า เนื่องจากเป็นตัวแทนของสภาวะการจางหายของสัญญาณได้หลายสถานการณ์ทั้งในกรณีที่เกิดการจางหายรุนแรงที่สุดและกรณีที่มีการจางหายของสัญญาณไม่รุนแรง การแจกแจงแบบนาคากามิจึงมีความเหมาะสมที่จะนำไปประยุกต์ใช้ในทางปฏิบัติ

## 4.2 เปรียบเทียบอัตราการผิดพลาดบิตของการมอดูเลชันแบบ BPSK กับ BFSK

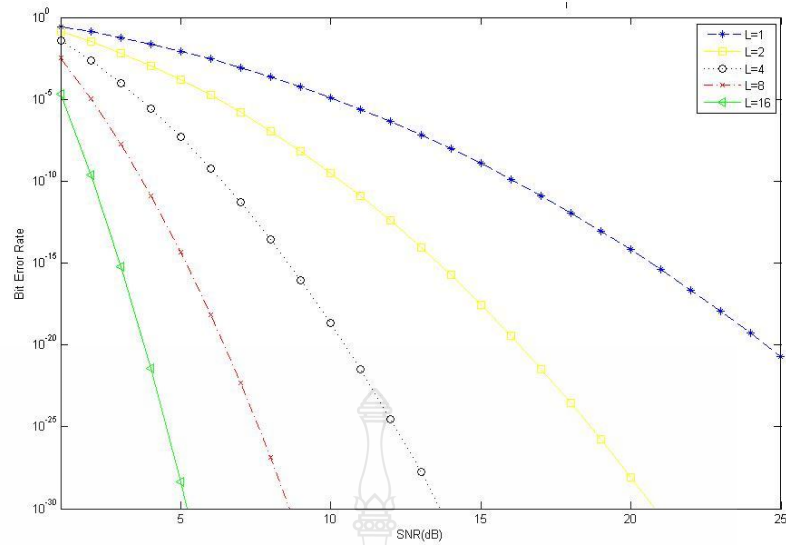
พิจารณาอยู่ 2 กรณี คือ

- กรณีที่ 1 ทดสอบโดยการเพิ่มจุดรับสัญญาณ
- กรณีที่ 2 ทดสอบโดยการเพิ่มค่าตัวแปรเสริมการจางหาย

โดยทำการจำลองทั้งสองกรณีโดยกำหนดจุดรับสัญญาณตั้งแต่ 1,2,4,8,16 จุด และ เปลี่ยนค่าตัวแปรเสริมการจางหายตั้งแต่ 0.5,1, 2,3

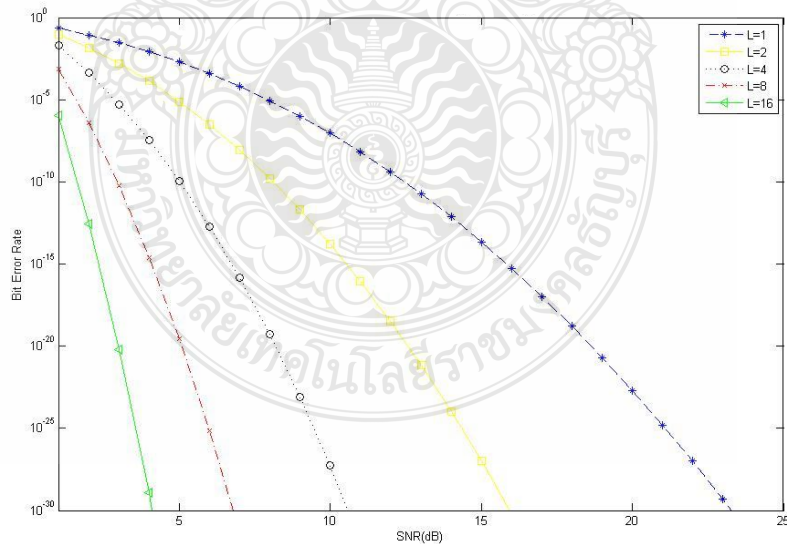
### 4.2.1 ทดสอบเพื่อหาค่าอัตราผิดพลาดบิตของการมอดูเลชันแบบ BPSK

จากการวิเคราะห์สามารถสร้างแบบจำลองเพื่อหาค่าอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER) ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหายช่องสัญญาณ นาคากามิ-เอ็ม (Nakagami  $m$ -Fading) และแมกซ์ิมัลไดเวอร์ซิตี (Maximal Ratio Combining Diversity) โดยให้ค่า  $a=1$  (กำหนดให้เป็นการมอดูเลชันแบบ BPSK) ,  $m=0.5$  (ค่าตัวแปรเสริมการจางหาย),  $L=1,2,4,8,16$  (จุดรับสัญญาณ) สามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 BER ของ Nakagami แบบ BPSK เมื่อ  $m=0.5$

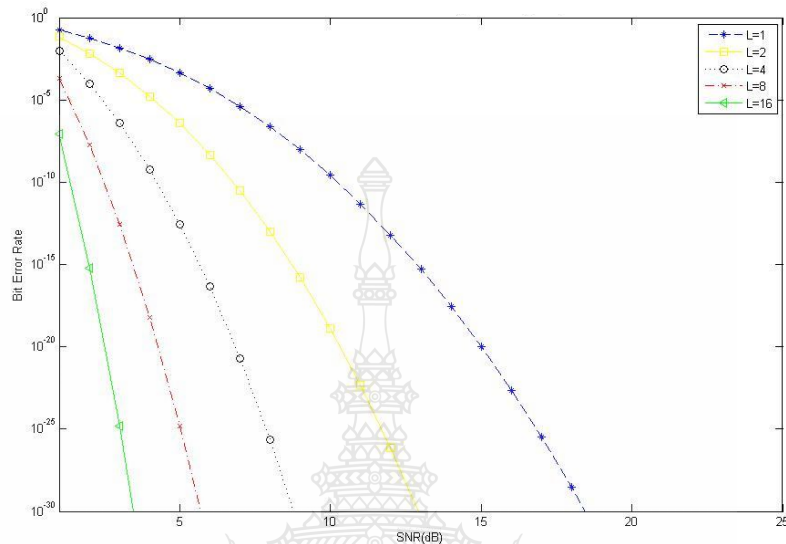
จากการวิเคราะห์สามารถสร้างแบบจำลองของค่าอัตราความผิดพลาดบิต(Bit Error Rate: BER) ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหายช่องสัญญาณ นาคากามิ-เอ็ม (Nakagami  $m$ -Fading) และแม็กซ์ิมัล ไซเวอร์ซิตี (Maximal Ratio Combining Diversity) โดยให้ค่า  $a=1$  (กำหนดให้เป็นการมอดูเลชันแบบ BPSK),  $m=1$  (ค่าตัวแปรเสริมการจางหาย),  $L=1,2,4,8,16$  (จุดรับสัญญาณ) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 BER ของ Nakagami แบบ BPSK เมื่อ  $m=1$

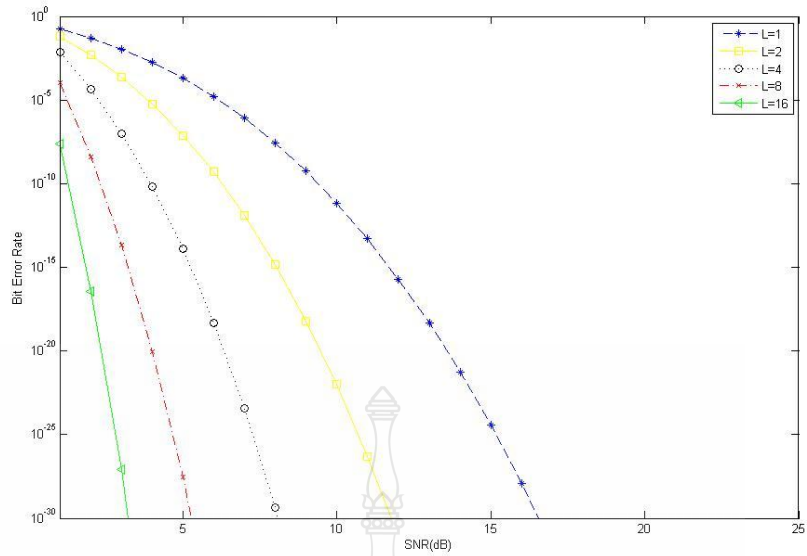
จากการวิเคราะห์สามารถสร้างแบบจำลองของค่าอัตราความผิดพลาดบิต(Bit Error Rate: BER) ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหายช่องสัญญาณ นาคากามิ-เอ็ม (Nakagami  $m$ -Fading)

และเม็กซิมัลดไคเวอร์ซิดี (Maximal Ratio Combining Diversity) โดยให้ค่า  $a=1$  (กำหนดให้เป็นการมอดูเลชันแบบ BPSK) ,  $m=2$  (ค่าตัวแปรเสริมการจางหาย),  $L=1,2,4,8,16$  (จุดรับสัญญาณ) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 BER ของ Nakagami แบบ BPSK เมื่อ  $m=2$

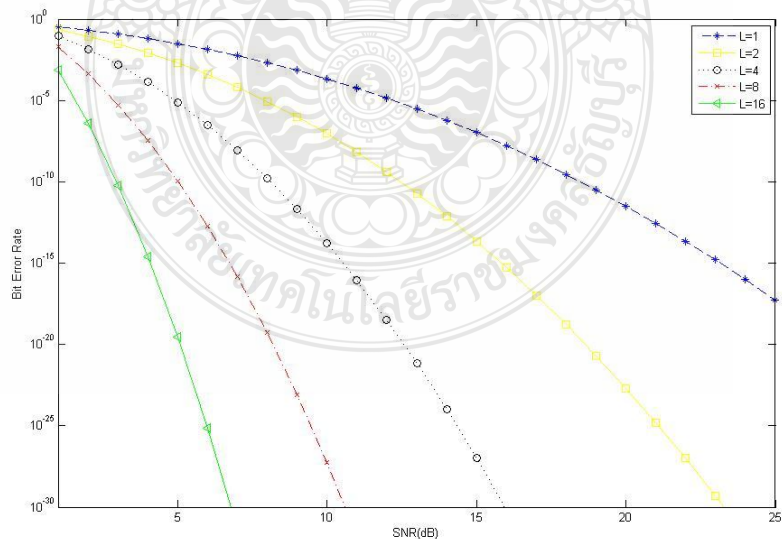
จากการวิเคราะห์สามารถสร้างแบบจำลองของค่าอัตราความผิดพลาดบิต(Bit Error Rate: BER) ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหายของสัญญาณ นาคากามิ-เอ็ม (Nakagami m-Fading) และเม็กซิมัลดไคเวอร์ซิดี (Maximal Ratio Combining Diversity) โดยให้ค่า  $a=1$  (กำหนดให้เป็นการมอดูเลชันแบบ BPSK) ,  $m=3$  (ค่าตัวแปรเสริมการจางหาย),  $L=1,2,4,8,16$  (จุดรับสัญญาณ) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 BER ของ Nakagami แบบ BPSK เมื่อ  $m=3$

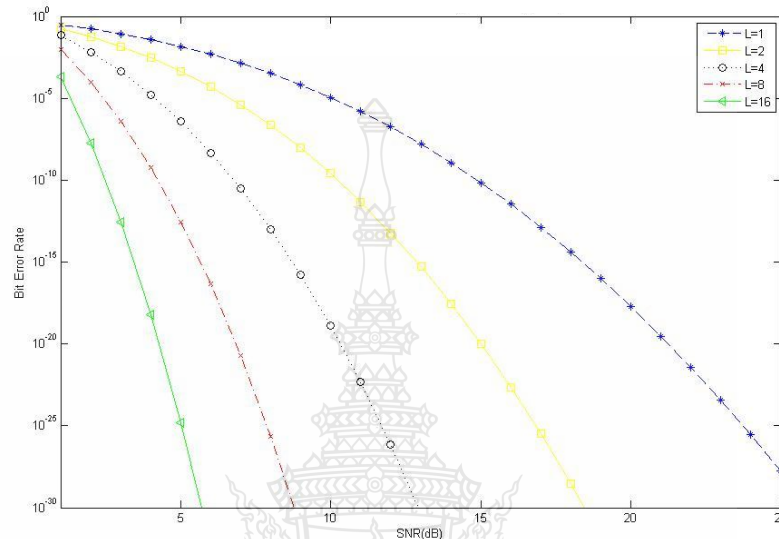
#### 4.2.2 ทดสอบเพื่อหาค่าอัตราผิดพลาดบิตของการมอดูเลชันแบบ BFSK

จากการวิเคราะห์ที่สามารถสร้างแบบจำลองของค่าอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER) ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหายช่องสัญญาณ นากาามิ-เอ็ม (Nakagami  $m$ -Fading) และเม็กซ์ิมัลโคเวอรัซิติ (Maximal Ratio Combining Diversity) โดยให้ค่า  $a=0.5$  (กำหนดให้เป็นการมอดูเลชันแบบ BFSK),  $m=0.5$  (ค่าตัวแปรเสริมการจางหาย),  $L=1,2,4,8,16$  (จุดรับสัญญาณ) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.8



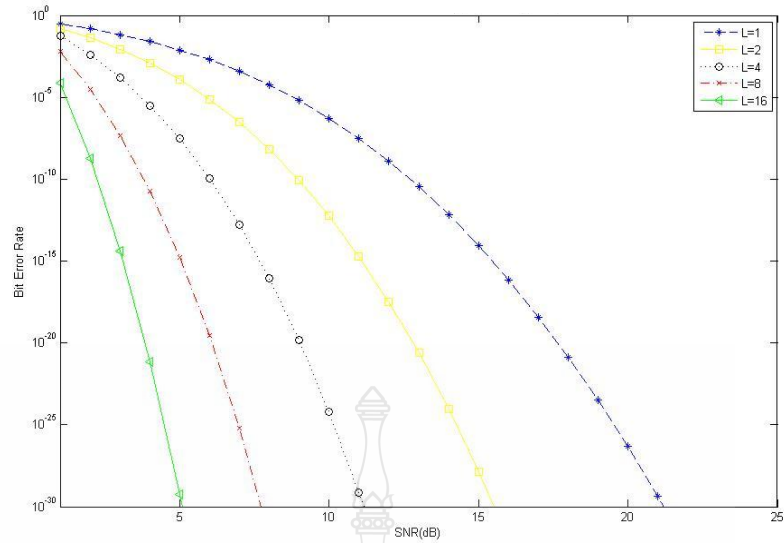
รูปที่ 4.8 BER ของ Nakagami แบบ BFSK เมื่อ  $m=0.5$

จากการวิเคราะห์ที่สามารถสร้างแบบจำลองของค่าอัตราความผิดพลาดบิต(Bit Error Rate:BER) ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหายของสัญญาณ นาคากามิ-เอ็ม(Nakagami m-Fading) และแม็กซ์ิมัล ไดเวอร์ซิตี (Maximal Ratio Combining Diversity) โดยให้ค่า  $a=0.5$  (กำหนดให้เป็นการมอดูเลชันแบบ BFSK) ,  $m=1$  (ค่าตัวแปรเสริมการจางหาย),  $L=1,2,4,8,16$  (จุดรับสัญญาณ) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.9



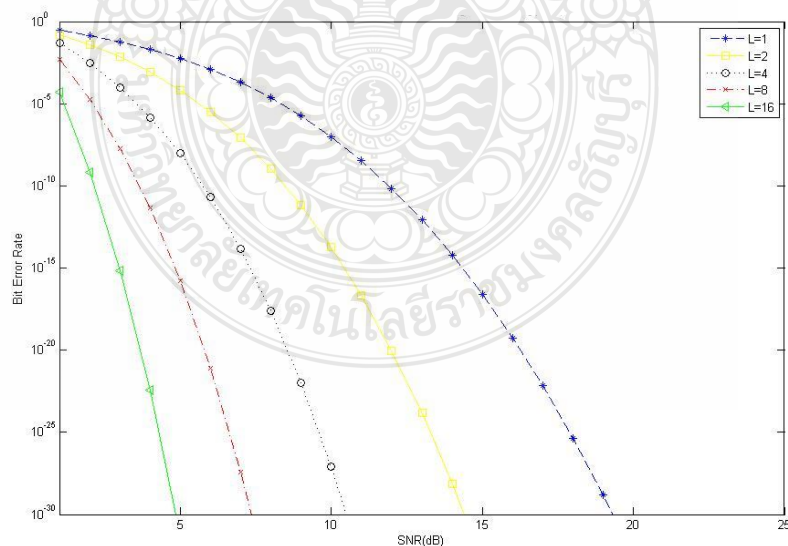
รูปที่ 4.9 BER ของ Nakagami แบบ BFSK เมื่อ  $m=1$

จากการวิเคราะห์ที่สามารถสร้างแบบจำลองของค่าอัตราความผิดพลาดบิต(Bit Error Rate:BER) ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหายในช่องสัญญาณสัญญาณ นาคากามิ-เอ็ม (Nakagami m-Fading) และแม็กซ์ิมัล ไดเวอร์ซิตี (Maximal Ratio Combining Diversity) โดยให้ค่า  $a=0.5$  (กำหนดให้เป็นการมอดูเลชันแบบ BFSK),  $m=2$  (ค่าตัวแปรเสริมการจางหาย),  $L=1,2,4,8,16$  (จุดรับสัญญาณ) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 BER ของ Nakagami แบบ BFSK เมื่อ  $m=2$

จากการวิเคราะห์สามารถสร้างแบบจำลองของค่าอัตราความผิดพลาดบิต(Bit Error Rate:BER) ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหายในช่องสัญญาณ นาคากามิ-เอ็ม (Nakagami  $m$ -fading) และแม็กซ์ิมัลไดเวอร์ซิตี (Maximal Ratio Combining Diversity) โดยให้ค่า  $a=0.5$  (กำหนดให้เป็นการมอดูเลชันแบบ BFSK),  $m=3$  (ค่าตัวแปรเสริมการจางหาย),  $L=1,2,4,8,16$  (จุดรับสัญญาณ) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 BER ของ Nakagami แบบ BFSK เมื่อ  $m=3$

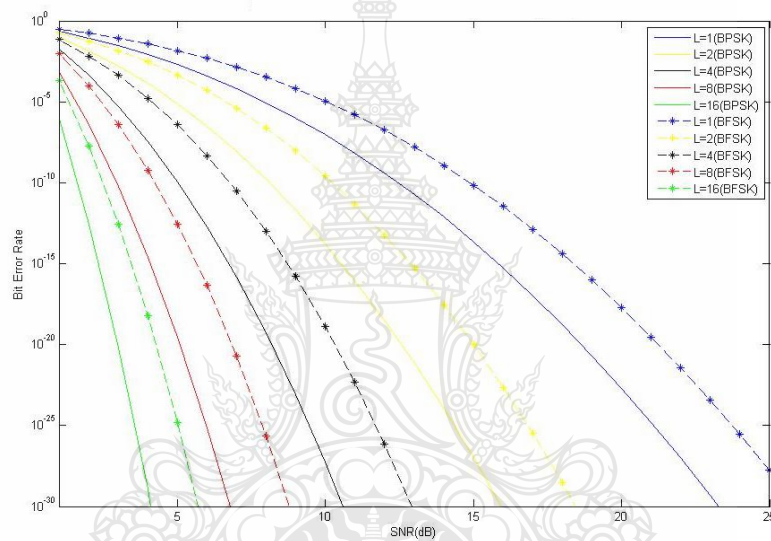
### 4.2.3 วิเคราะห์ผลเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิต

จากการทดสอบสามารถเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตของการมอดูเลชันแบบ BPSK และ BFSK ได้ดังนี้

#### ก. ทดสอบ โดยการเพิ่มจุดรับสัญญาณ

เมื่อเพิ่มจำนวนจุดรับสัญญาณ ทำให้โอกาสที่วงจรดีเทคชั่นของภาครับสัญญาณ มีค่าอัตราผิดพลาดบิตเพิ่มมากขึ้น หรือ ทำให้รับสัญญาณ ได้ ดี ขึ้น

เมื่อทดสอบระบบแบบ BPSK กับ BFSK พบว่าระบบ BPSK มีค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่น้อยกว่าระบบ BFSK ดังรูปที่ 4.12

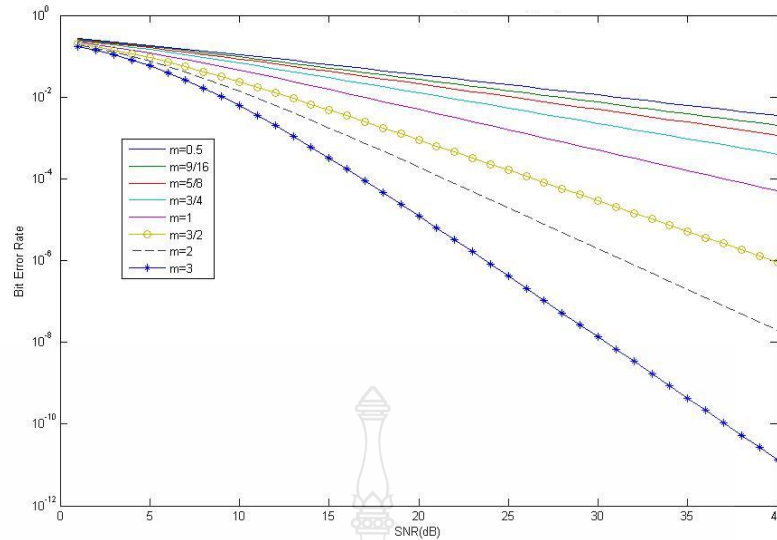


รูปที่ 4.12 เปรียบเทียบระบบ BPSK กับ BFSK ในกรณีที่เพิ่มจุดรับสัญญาณ

#### ข. ทดสอบ โดยการเพิ่มค่าตัวแปรเสริมการจางหาย

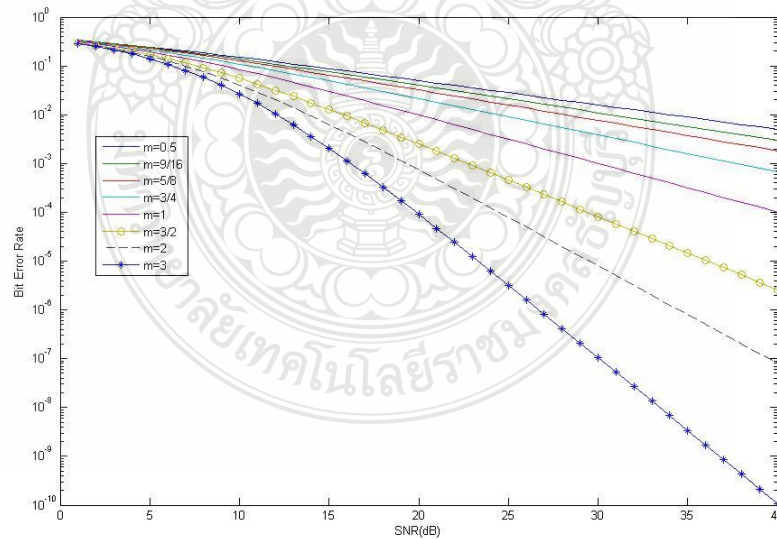
เมื่อเพิ่มค่าตัวแปรเสริมการจางหาย ทำให้โอกาสที่วงจรดีเทคชั่นของภาครับสัญญาณ มีค่าอัตราผิดพลาดบิตเพิ่มมากขึ้น หรือ ทำให้รับสัญญาณ ได้ ดี ขึ้น

เมื่อทดสอบระบบแบบ BPSK พิจารณาตัวแปรเสริมการจางหายช่องสัญญาณ นาคากา มิ-เอ็ม (Nakagami m-fading) และเม็กซ์ิมัล ไรโรวอร์ซิติ (Maximal Ratio Combining Diversity) โดยให้ค่า  $a=1$  (กำหนดให้เป็นการมอดูเลชันแบบ BPSK),  $m=0.5, 9/16, 5/8, 3/4, 1, 3/2, 2, 3$  (ค่าตัวแปรเสริมการจางหาย),  $L=2$  (จุดรับสัญญาณ) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 BER ของระบบ BPSK ในกรณีที่เพิ่มค่าตัวแปรเสริมการจางหาย

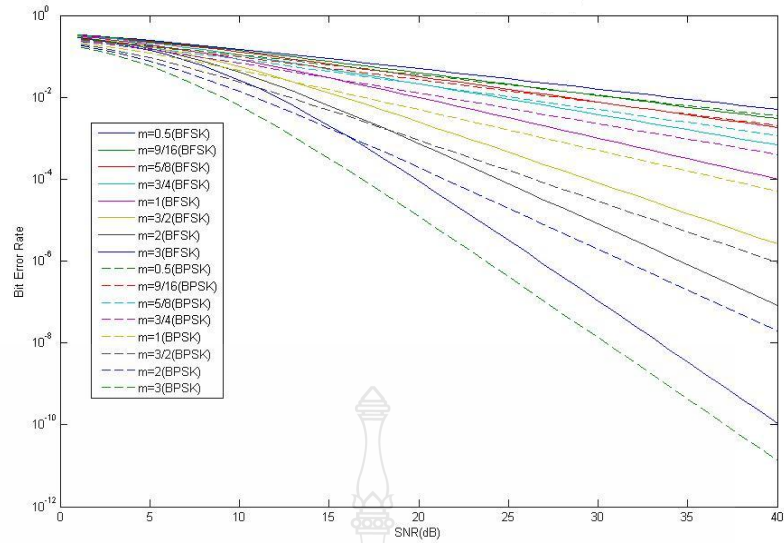
เมื่อทดสอบระบบแบบ BFSK พิจารณาตัวแปรเสริมการจางหายช่องสัญญาณ นาคากา มิ-เอ็ม (Nakagami m-fading) และเม็กซ์มีล ไคเวอร์ซิติ (Maximal Ratio Combining Diversity) โดยให้ค่า  $a=0.5$  (กำหนดให้เป็นการมอดูเลชันแบบ BFSK),  $m=0.5, 9/16, 5/8, 3/4, 1, 3/2, 2, 3$  (ค่าตัวแปรเสริมการจางหาย),  $L=2$  (จุดรับสัญญาณ) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 BER ของระบบ BFSK ในกรณีที่เพิ่มค่าตัวแปรเสริมการจางหาย

เมื่อทดสอบระบบแบบ BPSK กับ BFSK พบว่าระบบ BPSK มีค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่น้อยกว่าระบบ BFSK ดังรูปที่ 4.15





รูปที่ 4.15 เปรียบเทียบระบบ BPSK กับ BFSK ในกรณีที่เพิ่มค่าตัวแปรเสริมการจางหาย

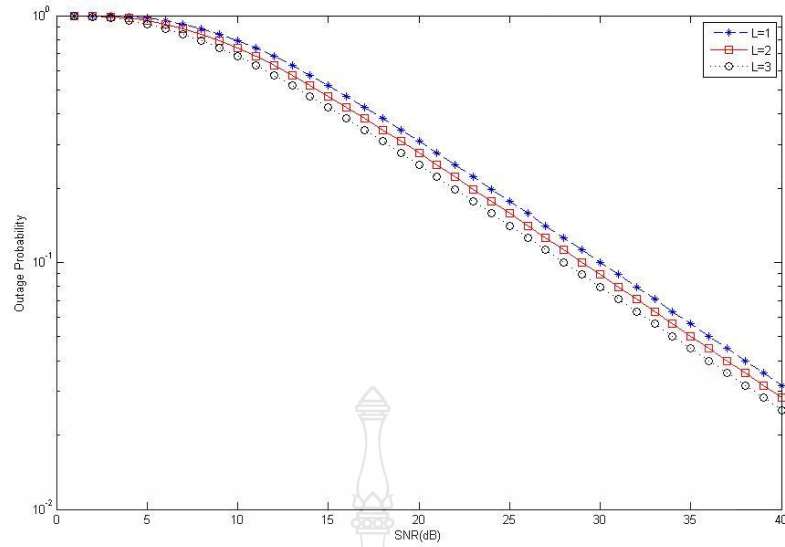
#### 4.3 เปรียบเทียบค่าความน่าจะเป็นของสัญญาณขาดหายในระบบ

เราจะพิจารณาอยู่ 2 กรณี คือ

- กรณีที่ 1 ทดสอบ โดยการเพิ่มจุดรับสัญญาณ
- กรณีที่ 2 ทดสอบ โดยการเพิ่มค่าตัวแปรเสริมการจางหาย

##### 4.3.1 ค่าความน่าจะเป็นของสัญญาณขาดหายเมื่อเพิ่มจุดรับสัญญาณ

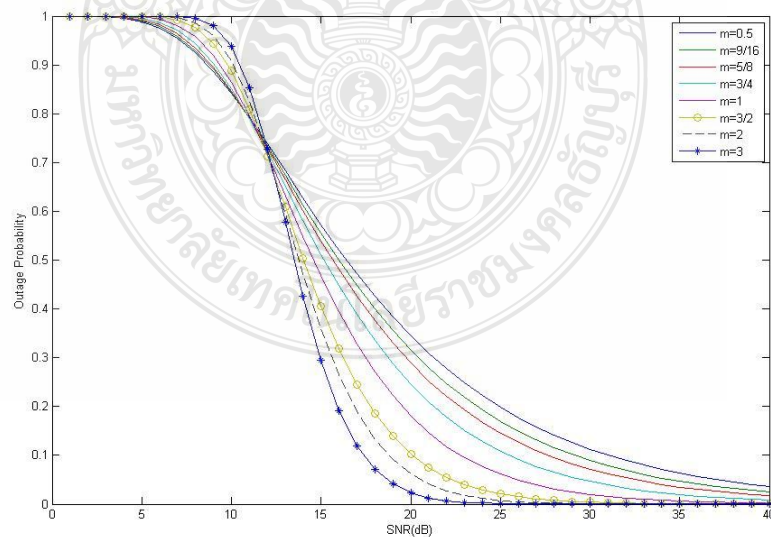
จากกรณีวิเคราะห์สามารถสร้างแบบจำลองของค่าความน่าจะเป็นของสัญญาณขาดหาย (Outage Probability) ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหายช่องสัญญาณ นาคากามิ-เอ็ม (Nakagami-m-Fading) และแม็กซ์ิมัล ไดเวอร์ซิตี (Maximal Ratio Combining Diversity) โดยให้ค่า  $m=0.5$  (ค่าตัวแปรเสริมการจางหาย),  $L=1,2,3$  (จุดรับสัญญาณ) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.16



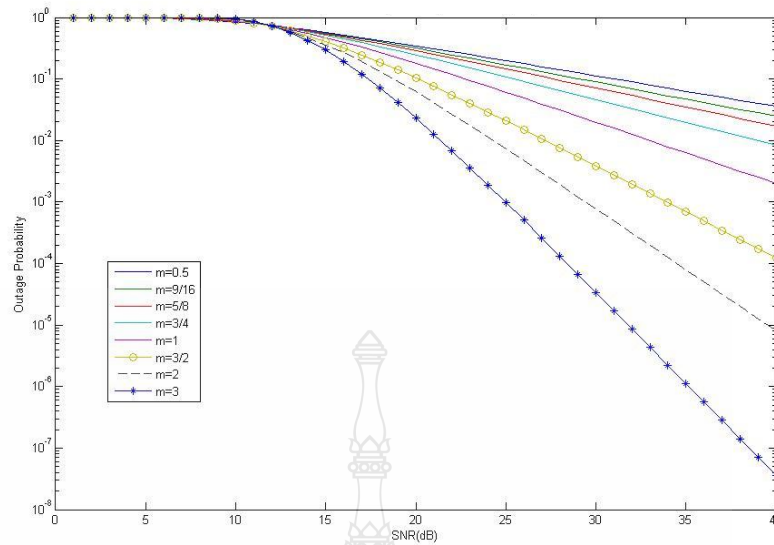
รูปที่ 4.16 Outage Probability ของ Nakagami กรณีที่เพิ่มจตุรับสัญญาณ

#### 4.3.2 ค่าความน่าจะเป็นของสัญญาณขาดหายเมื่อเพิ่มค่าตัวแปรเสริมการจางหาย

จากการวิเคราะห์สามารถสร้างแบบจำลองของค่าความน่าจะเป็นของสัญญาณขาดหาย (Outage Probability) ที่มีการพิจารณาตัวแปรเสริมการจางหายช่องสัญญาณ นาคากามิ-เอ็ม (Nakagami m-Fading) และแม็กซ์ิมัลไดเวอร์ซิตี (Maximal Ratio Combining Diversity) โดยให้ค่า  $m=0.5, 9/16, 5/8, 3/4, 1, 3/2, 2, 3$  (ค่าตัวแปรเสริมการจางหาย),  $L=2$  (จตุรับสัญญาณ) สามารถแสดงได้ ดังรูปที่ 4.17 และรูปที่ 4.18



รูปที่ 4.17 Outage Probability ของ Nakagami กรณีที่เปลี่ยนค่าตัวแปรเสริมการจางหาย



รูปที่ 4.18 Outage Probability กรณีที่เปลี่ยนค่าตัวแปรเสริมการจางหาย (ในสเกล y ที่ละเอียด)

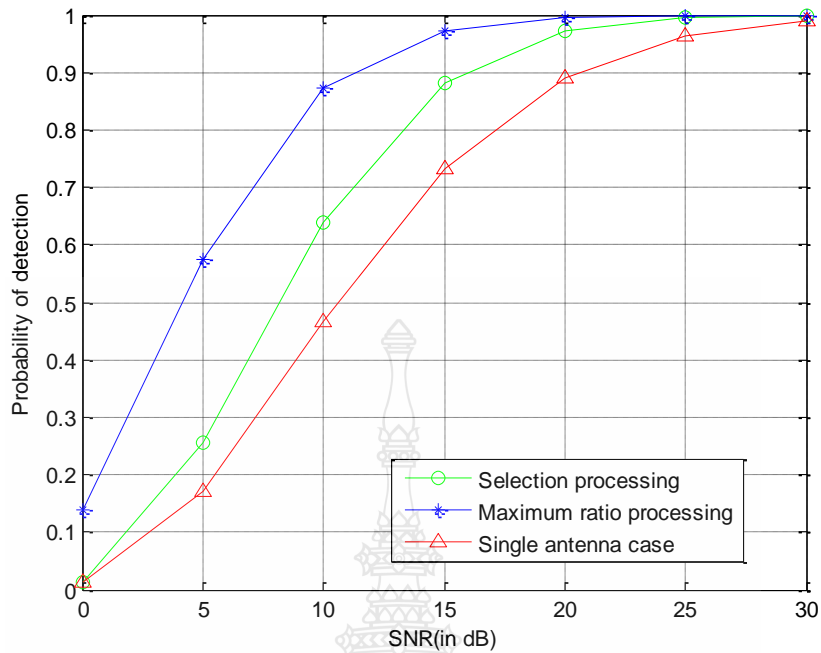
#### 4.4 ผลการทดสอบการตรวจวัดสัญญาณของสายอากาศแบบเดียวกับแบบหลายจุด

จากที่ได้ศึกษาแบบจำลองระบบในบทที่ 3 ในบทนี้จะแสดงผลการทดสอบแบบจำลองระบบเพื่อวิเคราะห์ประสิทธิภาพของสายอากาศที่มีหลายจุดรับสัญญาณ ทำการทดสอบค่าระบบสายอากาศ ( $M$ ) และผลคูณของช่วงเวลากับช่วงความถี่ ( $\Lambda$ )

โดยกำหนดให้ค่า  $P_f = 0.01$  และ  $P_d = 0.001$  แล้วหาค่า  $\eta$  แล้วแทนค่าลงในสมการ เพื่อจะทำการเปรียบเทียบค่าความน่าจะเป็นของการตรวจพบ ( $P_d$ ) จาก SNR ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่า จาก 0 dB ถึง 30 dB

##### 4.4.1 การทดสอบครั้งที่ 1

โดยให้  $P_f = 0.01$   $\Lambda = 6$  และ  $M = 2$  แล้วหาค่า  $\eta$  ของสายอากาศแบบเดี่ยวและสายอากาศแบบหลายจุด ทำการใช้โปรแกรม MATLAB ในการวิเคราะห์ จากรูปที่ 4.19

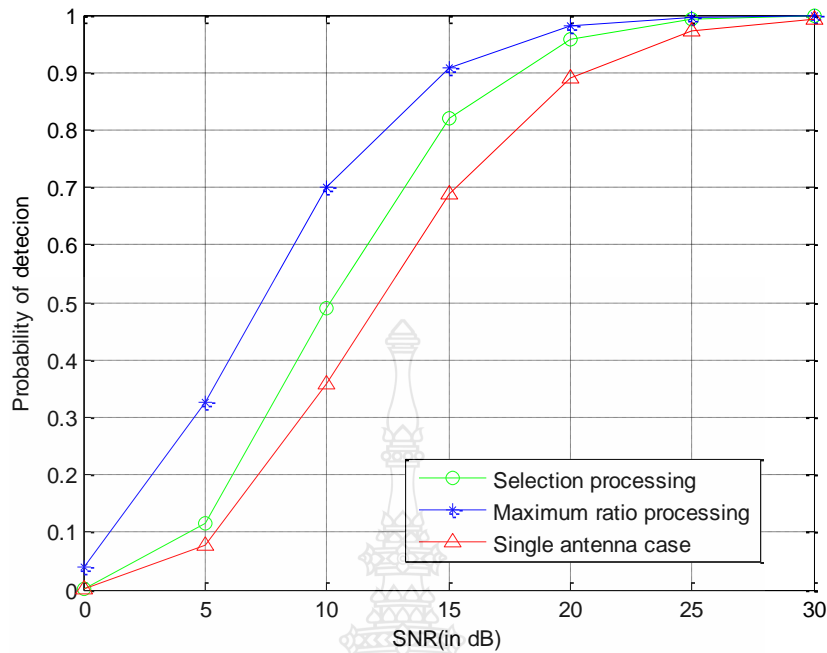


รูปที่ 4.19 วิเคราะห์เปรียบเทียบค่าความน่าจะเป็นของการตรวจพบของสายอากาศแบบเดี่ยวเทียบกับสายอากาศแบบหลายจุด คือ การดำเนินการอัตราส่วนสูงสุดและการดำเนินการคัดเลือก โดยให้  $P_f = 0.01$   $\Lambda = 6$  และ  $M = 2$

ผลจากการทดสอบครั้งที่ 1 โดยให้  $P_f = 0.01$  และ  $\Lambda = 6$  แทนในสมการที่ 3.7 จะได้ค่า  $\eta = 26.21$  แล้วนำค่านี้ไปแทนในสมการที่ 3.12 จะได้กราฟเส้น Single Antenna Case แล้วให้  $P_f = 0.01$  และ  $\Lambda = 6$  แทนในสมการที่ 3.21 จะได้ค่า  $\eta = 31.5$  แล้วนำค่านี้ไปแทนในสมการที่ 3.18 จะได้กราฟเส้น Maximum Ratio Processing และให้  $P_f = 0.01$   $\Lambda = 6$  และ  $M = 2$  แทนในสมการที่ 3.27 จะได้ค่า  $\eta = 14.8$  แล้วนำค่านี้ไปแทนในสมการที่ 3.24 จะได้กราฟเส้น Selection Processing ดังรูปที่ 4.19

#### 4.4.2 การทดสอบครั้งที่ 2

โดยให้  $P_f = 0.001$   $\Lambda = 6$  และ  $M = 2$  แล้วหาค่า  $\eta$  ของสายอากาศแบบเดี่ยวและสายอากาศแบบหลายจุด ทำการใช้โปรแกรม MATLAB ในการวิเคราะห์ จากรูปที่ 4.20

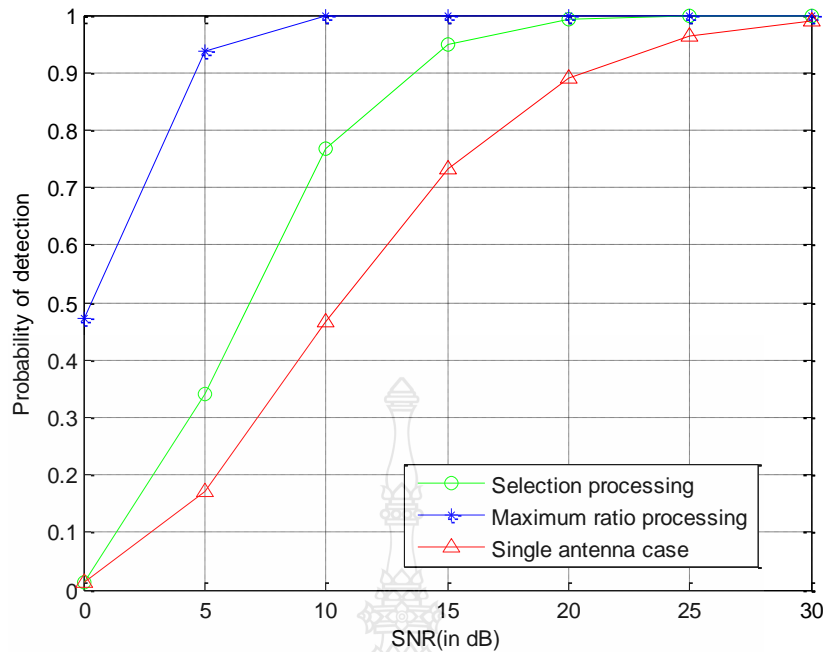


รูปที่ 4.20 วิเคราะห์เปรียบเทียบค่าความน่าจะเป็นของการตรวจพบของสายอากาศแบบเดี่ยวเทียบกับสายอากาศแบบหลายจุด คือ การดำเนินการอัตราส่วนสูงสุดและการดำเนินการคัดเลือก โดยให้  $P_f = 0.001$   $\Lambda = 6$  และ  $M = 2$

ผลจากการทดสอบครั้งที่ 2 โดยให้  $P_f = 0.001$  และ  $\Lambda = 6$  แทนในสมการที่ 3.7 จะได้ค่า  $\eta = 32.9$  แล้วนำค่านี้ไปแทนในสมการที่ 3.12 จะได้กราฟเส้น Single Antenna Case แล้วให้  $P_f = 0.01$  และ  $\Lambda = 6$  แทนในสมการที่ 3.21 จะได้ค่า  $\eta = 37.5$  แล้วนำค่านี้ไปแทนในสมการที่ 3.18 จะได้กราฟเส้น Maximum Ratio Processing และให้  $P_f = 0.01$   $\Lambda = 6$  และ  $M = 2$  แทนในสมการที่ 3.27 จะได้ค่า  $\eta = 21$  แล้วนำค่านี้ไปแทนในสมการที่ 3.24 จะได้กราฟเส้น Selection Processing ดังรูปที่ 4.20

#### 4.4.3 การทดสอบครั้งที่ 3

โดยให้  $P_f = 0.01$   $\Lambda = 6$  และ  $M = 4$  แล้วหาค่า  $\eta$  ของสายอากาศแบบเดี่ยวและสายอากาศแบบหลายจุด ทำการใช้โปรแกรม MATLAB ในการวิเคราะห์ จากรูปที่ 4.21

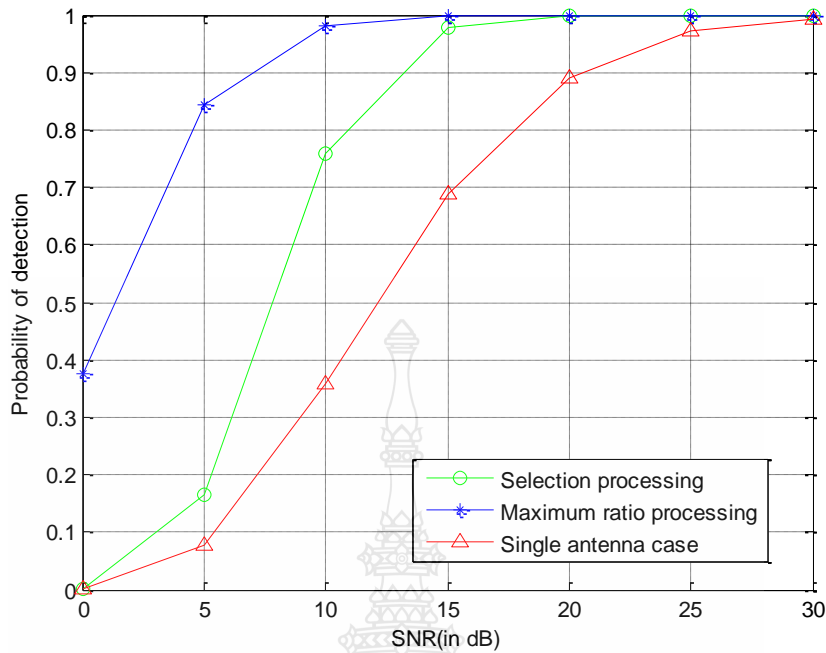


รูปที่ 4.21 วิเคราะห์เปรียบเทียบค่าความน่าจะเป็นของการตรวจพบของสายอากาศแบบเดี่ยวเทียบกับสายอากาศแบบหลายจุด คือ การดำเนินการอัตราส่วนสูงสุดและการดำเนินการคัดเลือก โดยให้  $P_f = 0.01$   $\Lambda = 6$  และ  $M = 4$

ผลจากการทดสอบครั้งที่ 3 โดยให้  $P_f = 0.01$  และ  $\Lambda = 6$  แทนในสมการที่ 3.7 จะได้ค่า  $\eta = 26.21$  แล้วนำค่านี้ไปแทนในสมการที่ 3.12 จะได้กราฟเส้น Single Antenna Case แล้วให้  $P_f = 0.01$  และ  $\Lambda = 6$  แทนในสมการที่ 3.21 จะได้ค่า  $\eta = 48$  แล้วนำค่านี้ไปแทนในสมการที่ 3.18 จะได้กราฟเส้น Maximum Ratio Processing และให้  $P_f = 0.01$   $\Lambda = 6$  และ  $M = 4$  แทนในสมการที่ 3.27 จะได้ค่า  $\eta = 30.6$  แล้วนำค่านี้ไปแทนในสมการที่ 3.24 จะได้กราฟเส้น Selection Processing ดังรูปที่ 4.21

#### 4.4.4 การทดสอบครั้งที่ 4

โดยให้  $P_f = 0.001$   $\Lambda = 6$  และ  $M = 4$  แล้วหาค่า  $\eta$  ของสายอากาศแบบเดี่ยวและสายอากาศแบบหลายจุด ทำการใช้โปรแกรม MATLAB ในการวิเคราะห์ ดังรูปที่ 4.22



รูปที่ 4.22 วิเคราะห์เปรียบเทียบค่าความน่าจะเป็นของการตรวจพบของสายอากาศแบบเดี่ยวเทียบกับสายอากาศแบบหลายจุด คือ การดำเนินการอัตราส่วนสูงสุดและการดำเนินการคัดเลือก โดยให้  $P_f = 0.001$   $\Lambda = 6$  และ  $M = 4$

ผลจากการทดสอบครั้งที่ 4 โดยให้  $P_f = 0.001$  และ  $\Lambda = 6$  แทนในสมการที่ 3.7 จะได้ค่า  $\eta = 32.9$  แล้วนำค่านี้ไปแทนในสมการที่ 3.12 จะได้กราฟเส้น Single Antenna Case แล้วให้  $P_f = 0.01$  และ  $\Lambda = 6$  แทนในสมการที่ 3.21 จะได้ค่า  $\eta = 50.5$  แล้วนำค่านี้ไปแทนในสมการที่ 3.18 จะได้กราฟเส้น Maximum Ratio Processing และให้  $P_f = 0.01$   $\Lambda = 6$  และ  $M = 4$  แทนในสมการที่ 3.27 จะได้ค่า  $\eta = 41.2$  แล้วนำค่านี้ไปแทนในสมการที่ 3.24 จะได้กราฟเส้น Selection Processing ดังรูปที่ 4.22

#### 4.4.5 วิเคราะห์ผลการทดสอบ

จากการทดสอบค่าความน่าจะเป็นของการตรวจพบของสายอากาศแบบเดี่ยวและสายอากาศแบบหลายจุด โดยสายอากาศแบบหลายจุดที่ใช้กระบวนการแมกซ์ิมัลไคเวอร์ซิติ (Maximum Ratio Processing Diversity) และกระบวนการซีเล็คชั่นไคเวอร์ซิติ (Selection Processing Diversity) ถ้าค่า  $\eta$  มีค่ามากจะทำให้ค่าความน่าจะเป็นของการตรวจพบลดลง จะเห็นได้ว่าสายอากาศแบบเดี่ยวจะมีค่าความน่าจะเป็นของการตรวจพบน้อยสุด แสดงว่าสายอากาศแบบหลายจุดจะมีโอกาสที่จะตรวจพบช่องสัญญาณที่ดีได้ดีกว่า โดยที่กระบวนการแมกซ์ิมัลไคเวอร์ซิติ (Maximum Ratio Processing Diversity) กระบวนการที่ให้ค่าความน่าจะเป็นในการตรวจพบช่องสัญญาณที่ระดับ SNR ต่ำได้ดีกว่ากระบวนการซีเล็คชั่นไคเวอร์ซิติ (Selection Processing Diversity)

## บทที่ 5

### สรุปผลและข้อเสนอแนะ

#### 5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาและเสนอการสร้างแบบจำลองของช่องสัญญาณของระบบสื่อสารไร้สายในสภาพแวดล้อมที่เกิดการลดทอนของสัญญาณหลายเส้นทางที่ไม่ใช่การแจกแจงแบบเกาส์ โดยไดเวอร์ซิตีชนิดแมกซ์ิมัลไดเวอร์ซิตี (Maximal Ratio Combining Diversity) วิธีที่นำมาสร้างแบบจำลอง คือ การกระจายตัวแบบ นาคากามิ-เอ็ม (Nakagami-m Distribution) ซึ่งมีคุณสมบัติยืดหยุ่นในการใช้งาน และครอบคลุมกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ เนื่องจากคุณสมบัติของการสื่อสารไร้สาย มีความไม่แน่นอนสูงและไม่สามารถที่จะทำนายได้ล่วงหน้า แบบจำลองทางคณิตศาสตร์เป็นเครื่องมือวัดคุณสมบัติของช่องสัญญาณและสมรรถนะของระบบ ซึ่งจะส่งผลถึงประโยชน์ในการประเมินสมรรถนะที่แม่นยำ

จากผลการวิเคราะห์ที่ได้พบว่าอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER) จะขึ้นอยู่กับจำนวนจุดรับสัญญาณ และ ค่าตัวแปรเสริมการจางหาย ( $m$ ) ของช่องสัญญาณ กรณีที่ 1 พบว่าจำนวนจุดรับสัญญาณที่เพิ่มขึ้นส่งผลให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตมีค่าเพิ่มขึ้น กรณีที่ 2 พบว่าเมื่อพารามิเตอร์  $m$  เปลี่ยนไปจะส่งผลให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตมีค่าเปลี่ยนไป โดยที่การเพดิงของช่องสัญญาณ จะลดลงเมื่อพารามิเตอร์  $m$  มีค่ามากขึ้น ซึ่งจะส่งผลให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตมีค่าเพิ่มขึ้น ระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้น ประสิทธิภาพสำหรับการตรวจหาผู้ใช้แถบความถี่ด้วยสายอากาศหลายจุดมีความน่าจะเป็นเพิ่มสูงขึ้น เมื่อใช้กระบวนการแมกซ์ิมัลไดเวอร์ซิตี

#### 5.2 ข้อเสนอแนะ

จากผลการวิเคราะห์พบว่าการใช้ไดเวอร์ซิตีชนิดเหมาะสมที่สุด (Optimum Combining Diversity) มีความเป็นไปได้ว่าจะมีค่าอัตราความผิดพลาดที่น้อยกว่าวิธีที่ใช้ในงานวิจัยนี้ จึงยังคงมีความน่าสนใจที่จะค้นคว้าต่อไป เพื่อจำลองคุณลักษณะของช่องสัญญาณให้สามารถใช้งานได้มีประสิทธิภาพยิ่งขึ้น ซึ่งในการสร้างแบบจำลองในช่องสัญญาณที่ไม่ใช่การแจกแจงแบบเกาส์ ยังคงมีความซับซ้อนทางคณิตศาสตร์ เป็นวิธีที่น่าสนใจในการพัฒนาในอนาคต



## เอกสารอ้างอิง

- [1] นางอัจฉรา ปัญญาวณิช(บรรณาธิการ),รายงานดัชนีชี้วัดในกิจการโทรคมนาคมของประเทศไทย ประจำปี พ.ศ.2552,สำนักงานคณะกรรมการกิจการโทรคมนาคมแห่งชาติ,2553,หน้า 42.
- [2] Abu-Dayya, A. and Beaulieu, N.C., “Outage Probabilities of Diversity Cellular Systems with Cochannel Interference in Nakakami Fading”, **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, November, Vol. 41, No. 4, 1992, pp. 343-355.
- [3] Annavajjala, R., Chockalingam, A. and Milstein, L.B., “Further Results on Selection Combining of Binary NCFSK Signals in Rayleigh Fading Channels”, **IEEE Transactions on Communications**, June, Vol. 52, No. 6, 2004, pp. 939-952.
- [4] Karagiannidis, G.K., 2003, “Performance Analysis of SIR-Based Dual Selection Diversity Over Correlated Nakagami-m Fading Channels”, **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, September, Vol. 52, No. 5, pp. 1207-1216.
- [5] Sivanesan, K. and Beaulieu, N.C., “Exact BER Analysis of Bandlimited BPSK with EGC and SC Diversity in Cochannel Interference and Nakagami Fading”, **IEEE Communications Letters**, **October**, Vol. 8, No. 10, 2004, pp. 623-625.
- [6] Chen, Y. and Tellambura, C., “Performance Analysis of L-Branch Equal Gain Combiners in Equally Correlated Rayleigh Fading Channels”, **IEEE Communications Letters**, March, Vol. 8, No. 3, 2004, pp. 150-152.
- [7] Shah, A. and Haimovich, A.M., “Performance Analysis of Maximal Ratio Combining and Comparison with Optimum Combining for Mobile Radio Communications with Co-channel Interference”, **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, July, Vol. 49, No. 4, 2000, pp. 1454-1463.
- [8] Chayawan, C. and Aalo, V.A., “Performance Study of MRC Systems with Multiple Cochannal Interferers in a Non-Gaussian Multipath Fading Environment”, **IEEE Vehicular Technology Conference**, September, Vol. 3, 2002, pp. 1720-1724.
- [9] Song, Y., Blostein, S.D. and Cheng, J., “Exact Outage Probability for Equal Gain Combining with Cochannel Interference in Rayleigh Fading”, **IEEE Transactions on Wireless Communications**, September, Vol. 2, No. 5, 2003, pp. 865-870.
- [10] J. Mitola III, “Cognitive radio for flexible mobile multimedia communications,” **IEEE International Workshop on Mobile Multimedia Communications**, Nov. 1999, pp. 3-10.

- [11] J. Mitola III, "Cognitive Radio: an integrated agent architecture for software defined radio," **Ph.D. dissertation**, Royal Institute of Technology (KTH), Stockholm, Sweden, 2000.
- [12] H. Urkowitz, "Energy Detection of Unknown Deterministic Signals," **Proc. IEEE**, Vol. 55, April, 1967, pp. 523-531.
- [13] F. Digham, M. Alouini and M. Simon, "On Energy Detection of Unknown Signals Over Fading Channels", **IEEE Transactions on Commun.**, Vol. 55, No. 1, Jan. 2007, pp. 21-24.
- [14] S. Tang, "Some physical layer issues of wide-band cognitive radio systems," **Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks**, Baltimore, Maryland, USA, Nov. 2005, pp. 151-159.
- [15] T. Yucek and H. Arslan, "Spectrum characterization for opportunistic cognitive radio systems", **Proc. IEEE Military Commun. Conf.**, Washington, D.C., USA, Oct. 2006, pp. 1-6.
- [16] A. V. Dandawate and G. B. Giannakis, "Statistical Tests for Presence of Cyclostationarity," **IEEE Trans. Signal Processing**, Vol. 42, Sep. 1994, pp. 2355-2369.
- [17] J. Lunden, V. Koivunen, A. Huttunen and H.V. Poor, "Spectrum Sensing in Cognitive Radios Based on Multiple Cyclic Frequencies", **Proc. 2<sup>nd</sup> Int. Conf on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications**, Orlando, FL, USA, Jul. 31-Aug. 3, 2007.
- [18] Haykin, S., **Digital Communications**, John Wiley & Sons, New Jersey, 1988, p. 36.
- [19] Haykin, S., **Communication Systems**, 3<sup>rd</sup> ed., John Wiley & Sons, New York, 1994, pp. 412-465.
- [20] Annamalai, A., Tellambura, C. and Bhargava, V.K., "Equal Gain Diversity Receiver Performance in Wireless Channels", **IEEE Transactions on Communications**, October, Vol. 48, No. 10, 2000, pp. 1732-1745.
- [21] Winter, J.H., "Optimum Combining in Digital Mobile Radio with Co-channel Interference", **IEEE Journal Selected Areas Communications**, SAC-2, 1984, pp. 528-539.
- [22] Winter, J.H., "Optimum Combining in Digital Mobile Radio with Co-channel Interference", **IEEE Transactions on Communications**, Vol. COM-35, 1987, pp. 1222-1230.
- [23] Dennis, H. and Ramesh, R., "Iterative Channel and Parameter Estimation for Noise with Non-Gaussian Distributions", **IEEE Global Telecommunications Conference**, Vol. 5, 2003, pp. 2426-2431.
- [24] Peebles, P.Z., Probability, **Random Variables and Random Signal Principles**, 4<sup>th</sup> ed., McGraw-Hill, Singapore, 2001, pp.201-203.

- [25] Perters, W.S. and Summers, G.W., **Statistical Analysis for Business Decisions**, Prentice Hall, New Jersey, 1962, p. 162.
- [26] Whitney, D.R., **Elements of Mathematics Statistics**, Henry Holt and Company, Inc., New York, 1959, p. 45.
- [27] Gradshteyn, I.S. and Ryzhik, I.M., **Tables of Integrals, Series and Product**, 5<sup>th</sup> ed., CA:Academic, San Diego, 1994, pp. 365-1087.
- [28] Andrews, L.C., **Special Functions for Engineers and Applied Mathematicians**, Macmillian, New York, 1985, pp. 272-332.
- [29] Wojnar, A., "Unknown Bounds on Performance in Nakagami Channels", **IEEE Transactions on Communications**, January, Vol. 34, No. 1, 1986, pp. 22-24.
- [30] J. Marcum. "A statistical theory of target detection by pulsed radar" **IEEE Transactions on Information Theory**, Apr., 1960, pp 59-267.
- [31] J. Mitola, III, "Cognitive radio for flexible mobile multimedia communications", **IEEE International Workshop on Mobile Multimedia Communications**, Nov., 1999, Pp 3-10.
- [32] Molisch, A., **Wireless Communications**, Wiley-IEEE Press, 2005.
- [33] Nuttall, A. H., "Some integrals involving the  $Q_{SI}$  functions" **IEEE Transactions on Information Theory**. Jan 1975. pp 95-96.
- [34] Papoudis, A. and Pillas, S.U., **Probability, Random Variables and Stochastic Process**, McGraw-Hill, 2001.
- [35] Simon, M. K. and Alouini, M. S., **Digital Communication over Fading Channels A Unified Approach to Performance Analysis**, New York Wiley, 2000.
- [36] Urkowitz, H., "Energy detection of unknown deterministic signals" **Proceedings of the IEEE**, PP 523-531, Apr 1967.

**ภาคผนวก**  
**ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่**



หน้าปกบทความวิชาการที่นำเสนอ

● ● ● | **JICTEE-2010**  
**Programs and**  
**Abstracts**



Copyright.. JICTEE-2010

## รายชื่อผู้พิจารณาบทความที่นำเสนอ

### List of Reviwers

Name	Affrication
C. Chantrapornchai	Silpakorn Unversity
Canasai Kruengkrai	TCL/NICT
Charnyote Pluempitiwiriyawej	Mahidol University
Chiranut Sa-ngiamsak	KKU
Choochart Haruechaiyasak	NECTEC
chuchart pintavirooj	KMITL
Chutima Prasartkaew	RMUTT
Damras Wongsawang	Mahidol University
Jirawat Panklang	KMITL
Jumpol-Polvichai	KMUTT
Jun-ichi Takada	Tokyo Institute of Technology
Kasin Vichienchom	KMITL
Komkrit Chomsuwan	KMUTT
Kosin Chamnongthai	KMUTT
Mognkolnavin	Chulalongkorn University
Montri Karnjanadecha	Prince of Songkla University
Napat Triroj	Khon Kaen University
Nipon Theera-Umpon	CMU
Noppadol Maneerat	KMITL
Nuttapol Prayongpun	KMUTNB
Pakorn Kaewtrakulpong	KMUTT
Peerapon Siripongwutikorn	KMUTT
Poj Tangamchit	KMUTT
Prakasit Tunti-a-longkarn	KMUTNB THAILAND
Pramote Wardkien	KMITL
Priyakorn Pusawiro	KMUTT
Rardchawadee Silapunt	KMUTT
Sekson Timakul	KMITL
Shingo Yoshizawa	Hokkaido University
SOMCHAI SALEEKAW	KMUTNB
Somsak Choomchuay	KMITL
Songphol Kanjanachuchai	Chulalongkorn University
Suksan Wangsathitwong	KMUTNB Thailand
Suphakant Phimoltares	Chulalongkorn University
Surapan Airphaiboon	KMITL
Thanate KHAORAPAPONG	PSU
thumrongrat amornraksa	KMUTT
Tiranee Achalakul	KMUTT
Toshio Wakabayashi	Tokai University
Varakorn Kasemsuwam	KMITL
Werapon Chiracharit	KMUTT
Wuttipong Kumwilaisak	KMUTT
Yongyuth Permpoontanalarp	KMUTT
Yutana Kidjudure	KMITL

## ดัชนีบทความที่น่าสนใจ



Luang Prabang, Laos.

Thaweewong Akkaralaertsest	66
Theerasak Chanwimalueang	24
Thitikarn Okowat	24, 72
Thitiporn Pramoun	18
Thumrongrat Amornraksa	18
Thumrongrat Amornraksa	13
Thurdsak Leauhatong	29
Tomohito Nakamura	2
Tosapol Bumrongchoke	7
Tosapol Bumrungchoke	8
Toshio Iijima	60
Toshio Wakabayashi	35, 51

Author	Page
U. Thianworakij	50

U

Author	Page
Vacharee Prashyanusorn	94
Varavut Pirom	92
Verapat Jantanayingyong	24
Virote Pirajnanchai	28
Vithaya Chamnanphrai	62

V

Author	Page
W. Kueathaweekun	56, 86
Wanchai Pijitrojana	40, 93
Wanlop Surakampontorn	16
Wanlop Surakumpontorn	81
Waraporn Nacharee	99
Warawut Buachoom	54
Wasana Kwannimit	43
Wasit Terajetagun	62
Wason Tanjaroen	81
Watchara Chatwiriya	59, 69, 71
Weera Rattanangam	8, 54
Weerayuth Khunrattanasiri	58
Weraphan Tipaphong	112
Werapon Chiracharit	76
Werapon Chiracharit	39
Wilaiporn Lee	21
Wilawan Boonsoon	61
Winadda Wongwiriyanan	93

W



**ID: 5155**

**Performance Detection of Multi-antenna for Next  
Wireless Communications**

**Thaweewong Akkaralaertsest#1, Surin Ngaemngam#2,  
Narongrit Mekloi\*3**

*#Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering  
Rajamangala University of Technology Thanyaburi*

*\* Department of Electrical and Telecommunication Engineering,  
Faculty of Engineering Rajamangala University of Technology  
Krungthep*

---

**Abstract:**

The appearing demand for high spectral efficiency and wireless applications are the key drives for the evolution in wireless architectures. Given the limitations of the natural frequency spectrum, it becomes obvious that the current static frequency allocation schemes cannot accommodate the requirements of an increasing number of higher data rate devices. We discuss the basic elements of wireless systems that utilize radio spectrum space in our analysis. We present a multiple antenna processing power based sensor. In this method, we consider two antenna processing and analyze their sensing performance. Closed form expression for the detection probability is derived. Finally, some numerical results the potential improvement in secondary users (unlicensed users) feasibility in smart radio based energy detection is shown.



## Performance Detection of Multi-antenna for Next Wireless Communications

Thaweewong Akkaralaertse<sup>#1</sup>, Surin Ngaemngam<sup>#2</sup>, Narongrit Mekloi<sup>\*3</sup>

<sup>#</sup>Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering  
Rajamangala University of Technology Thanyaburi

<sup>1</sup>thaweewong.a@rmutk.ac.th

<sup>2</sup>surin.n@en.rmutt.ac.th

<sup>\*</sup>Department of Electrical and Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering  
Rajamangala University of Technology Krungthep

<sup>3</sup>narongrit.m@rmutk.ac.th

**Abstract**— The appearing demand for high spectral efficiency and wireless applications are the key drives for the evolution in wireless architectures. Given the limitations of the natural frequency spectrum, it becomes obvious that the current static frequency allocation schemes cannot accommodate the requirements of an increasing number of higher data rate devices. We discuss the basic elements of wireless systems that utilize radio spectrum space in our analysis. We present a multiple antenna processing power based sensor. In this method, we consider two antenna processing and analyze their sensing performance. Closed form expression for the detection probability is derived. Finally, some numerical results the potential improvement in secondary users (unlicensed users) feasibility in smart radio based energy detection is shown.

**Keywords**— Unlicensed users, Smart radio, Detection probability, False alarm probability

### I. INTRODUCTION

The appearing demand for high spectral efficiency and wireless multimedia applications are the key drives for the evolution in wireless architectures. Recently, several advancements have been introduced for 3G wireless communications to further improve the data rate and the system performance. However, due to the increase of wireless applications and services, it is clear that 3G wireless systems will not be able to comply with its ever increasing demand. The next generation wireless communications are expected to sustain much higher data rate services compared to evolving 3G systems. Radio spectrum resource is one of fundamental importance in wireless communications. Hence it has become to find suitable spectrum bands to meet the demand of future services. The most promising way to significantly improve spectral efficiency is to give opportunistic access of frequency bands to a group of users for whom the band has not been licensed, which is referred to cognitive radio [1]. The term cognitive radio describes the evolution of radios to highly adaptive systems. Since most of the spectrum is already assigned, the important challenge is to share the licensed spectrum without interfering with the transmission of other licensed users as illustrated in Figure 1.1[2].

To make this possible, smart radios have also to be aware about interference reduction and must have powerful

capability of sensing its spectrum environment. Due to the progress in digital signal processing, strategies for interference mitigation become applicable.

Energy detector base sensing is sup-optimal method for signal detection. After selecting the bandwidth of interest, the energy in the signal defined as

$$E = \int_{-T/2}^{T/2} s^2(t) dt$$

when, E is the energy of the input signal  $s(t)$  at any time over the interval  $T$  in the past. The input signal  $s(t)$  consists either of noise alone or a signal plus noise. Thus, detection means the test of the following hypothesis:

$$\mathcal{H}_0 : y(t) = n(t)$$

$$\mathcal{H}_1 : y(t) = s(t) + n(t)$$

Afterwards, a free or used decision is made. Of course, processing gain can be improved as the observation time is increased. Another benefit of a longer observation time is the fact that the noise level is decreased, thus increasing the signal-to-noise ratio. In spite of these advantages, including a simple implementation, the energy detector owns some drawbacks. Since an energy detector is not able to differentiate between thermal noise and modulated signals, there is no possibility to cancel interferers by using signal processing techniques [3].

Cyclostationarity based sensing, cyclostationarity feature detection is a method for detecting primary user transmissions by exploiting the cyclostationarity features of the received signals. Cyclostationary features are caused by the periodicity in the signal or in its statistics like mean and autocorrelation [4]. This means that their statistics can be described by cyclostationary processes, in spite of merely being stationary in nature. This cyclostationary can be exploited in the receiver for parameter estimation (e.g., pulse timing). This method allows the detection of specific modulated signals in environments of other modulated signals and noise. Normally, the analysis of stationary signals is based on the autocorrelation function and the power spectral density. However, the power spectral density is a one-dimensional function of frequency. When cyclostationary behavior can be exploited, a related function named spectral correlation

function can be expressed. In general, the spectral correlation function is a complex-valued, two-dimensional function [5], [6].

**Matched-Filter.** A matched filter can be characterized by the formula [7]  $h_k(t) = \alpha \cdot s(T-t)$ , where  $s(t)$  is the transmit signal,  $T$  is the symbol rate, and  $\alpha$  is a factor that characterizes the amplitude. A matched filter maximizes the signal-to-noise ratio at the receiver [3]. Thus, it is the optimal choice for signal detection. One drawback of a matched filter is that it requires a priori knowledge of the transmitted signal for demodulation. This knowledge contains, e.g., the modulation scheme and the order of modulation such as bandwidth, operating frequency, modulation type and order, pulse shaping, and frame format. This means for a CDMA system that the receiver must know the dedicated spreading codes and synchronization channels. Another disadvantage of match filtering is large power consumption as various receiver algorithms need to be executed for detection.

The organization of the rest of this paper is as follows: In Section II, we give the system model and formulate the issue as an optimization problem. We discuss this problem in detail and indicate a numerical algorithm in Section III. In Section IV, numerical results in different situations are analyzed. Finally, our conclusion will be presented in Section V.

## II. SYSTEM MODEL

We considered a single and multiple antennas at the receiver side. Let  $s(t)$  be the primary user signal that is transmitted over a channel with gain  $h$  and additive zero-mean white Gaussian noise  $n(t)$ . Let  $W$  denote the signal bandwidth, and  $T$  be the observation time over which signal samples are collected, so chosen that the time-bandwidth product,  $\Lambda = TW$ , is an integer. The goal is to determine whether a signal is present (hypothesis  $\mathcal{H}_1$ ) or not (hypothesis  $\mathcal{H}_0$ ). Under these two hypotheses, the received signal is given by

$$\begin{aligned} \mathcal{H}_0: y(t) &= n(t) \\ \mathcal{H}_1: y(t) &= hs(t) + n(t) \end{aligned} \quad (1)$$

Let  $N_0$  be the two-sided noise psd. We consider a modified energy detector that differentiates between hypotheses  $\mathcal{H}_1$  and  $\mathcal{H}_0$  based on the normalized quantity,  $E = E_r / N_0$ , where  $E_r$  is the energy of the received signals under the two hypotheses. Under  $\mathcal{H}_0$ ,

$$E = \frac{1}{N_0} \int_0^T n^2(t) dt = \frac{1}{2N_0W} \sum_{i=1}^{2\Lambda} n_i^2, \quad (2)$$

where  $n_i$  are the samples obtained by sampling  $n(t)$  at the Nyquist frequency  $2W$ . Note that since  $n_i \sim \mathcal{N}(0, 2N_0W)$ , under  $\mathcal{H}_0$ ,  $E$  has a central chi-squared distribution with  $2\Lambda$  degrees of freedom. Similarly, under  $\mathcal{H}_1$ ,  $E$  has a non-central

chi-squared distribution with  $2\Lambda$  degrees of freedom and non-centrality parameter  $2\rho$ , where  $\rho$  is the SNR. Thus,

$$\begin{aligned} \mathcal{H}_0: E &\sim X_{2\Lambda}^2 \\ \mathcal{H}_1: E &\sim X_{2\Lambda}^2(2\rho) \end{aligned} \quad (3)$$

For the modified energy detector, with  $\eta$  as the detection threshold, the probability of detection,  $P_d$ , and probability of false-alarm,  $P_f$ , are defined by the probability of detection is the probability to decide  $\mathcal{H}_1$  and  $\mathcal{H}_1$  is true. Thus, the large detection probability is desired. It can be formulated as

$$P_d = \Pr[E > \eta | \mathcal{H}_1] \quad (4)$$

where  $P_d$  is the probability of detection and  $\eta$  as the detection threshold. The false alarm probability that the test incorrectly decides that the probability to decide  $\mathcal{H}_1$  but  $\mathcal{H}_0$  is true and it can be written as

$$P_f = \Pr[E > \eta | \mathcal{H}_0] \quad (5)$$

where,  $P_f$  is the false alarm probability.  $P_f$  should be kept as small as possible. The decision threshold  $\lambda$  can be selected for finding an optimum balance between  $P_d$  and  $P_f$ . However, this requires knowledge of noise and detected signal powers. The noise power can be estimated, but the signal power is difficult to estimate as it changes depending on ongoing transmission characteristics and the distance between the cognitive radio and primary user. Then, using (3), we can obtain the following closed-form express [8], [9] for (4) and (5),

$$P_d = Q_\Lambda(\sqrt{2\rho}, \sqrt{\eta}), \quad (6)$$

$$P_f = \Gamma(\Lambda, \eta/2) / \Gamma(\Lambda), \quad (7)$$

where  $\Gamma(\cdot, \cdot)$  is the incomplete Gamma function, defined by

$$\Gamma(a, b) = \int_b^\infty e^{-t} t^{a-1} dt \quad (\text{Re}(a) > 0),$$

and  $\Gamma(a, 0) = \Gamma(a) \cdot Q_\Lambda(a, b)$  is the generalized Marcum-Q function defined by

$$Q_\Lambda(a, b) = \frac{1}{a^{\Lambda-1}} \int_b^\infty x^\Lambda e^{-\frac{x^2+a^2}{2}} I_{\Lambda-1}(dx) dx, \quad (8)$$

where  $I(\cdot)$  is the modified Bessel's function of the first kind.

## III. DETECTION PERFORMANCE

We now consider a Rayleigh fading channel, i.e.  $h$  follows a Rayleigh distribution. Under this scenario, with  $\rho$  being the average SNR, the SNR  $\rho$  has the pdf

$$f(\rho) = \frac{1}{\rho} e^{-\frac{\rho}{\rho}}, \rho \geq 0 \quad (9)$$

The detection probability,  $\bar{P}_{d,SA}$  is then obtained by averaging (6) over the fading realizations (9) and is given by

$$\bar{P}_{d,SA} = \int_0^\infty Q_\Lambda(\sqrt{2\rho}, \sqrt{\eta}) \frac{1}{\rho} e^{-\frac{\rho}{\rho}} d\rho$$

Observe that  $P_f$  in (5) is independent of the SNR  $\rho$ , and hence this expression remains unchanged under fading considerations. We now consider two receivers processing schemes and obtain the expressions for the probabilities of detection and false-alarm in each case for Rayleigh fading wireless channels. Our approach will be to first derive the probabilities of detection and false-alarm for an AWGN channel, and then use these expressions to derive the corresponding expressions under Rayleigh fading. The idea in this technique is to linearly combine signals coherently. That is, with  $h_i$  being the channel gain, the output  $y(t)$  is given by

$$\rho_{MRC} = \sum_{i=1}^M \rho_i \quad (10)$$

Note that, under  $\mathcal{H}_1$ ,  $E$  is a sum of  $M$  i.i.d. non-central chi-squared distributed variables, with  $2\Lambda$  degrees of freedom and non-centrality parameter  $2\rho_i$ , and hence has a non-central  $\chi^2$  distribution with  $2M\Lambda$  degrees of freedom and non-centrality parameter  $2\sum_{i=1}^M \rho_i = 2\rho_{MRC}$ . Then, in the case of an AWGN channel, using the arguments on above, it is easy to see that

$$P_d = Q_{M\Lambda}(\sqrt{2\rho_{MRC}}, \sqrt{\eta}) \quad (11)$$

It is well known that the pdf of  $\rho_{MRC}$  is given by [10, eq.9.5]

$$f_{MRC}(\rho) = \frac{1}{(M-1)!} \frac{\rho^{M-1}}{\rho^M} e^{-\frac{\rho}{\rho}} \quad (12)$$

The expression for the resulting detection probability with Rayleigh fading is derived by averaging (11) over the fading realizations distributed according to (12),

$$\bar{P}_{d,MRC} = \int_0^\infty Q_{M\Lambda}(\sqrt{2\rho}, \sqrt{\eta}) \frac{1}{(M-1)!} \frac{\rho^{M-1}}{\rho^M} e^{-\frac{\rho}{\rho}} d\rho$$

Given that  $n_{ik}$  are i.i.d. and have distribution  $\mathcal{N}(0, 2N_0W)$ , the random variable  $\sum_{i=1}^M h_i^* n_{ik} \sim \mathcal{N}(0, 2N_0W\alpha_h^2)$ , where the pdf of  $E$  is then given by

$$f_E(y) = \frac{1}{\alpha_h^2 \Gamma(\Lambda)} y^{\Lambda-1} e^{-\frac{y}{2\alpha_h^2}}, y \geq 0, \quad (13)$$

and the cdf of  $E$  is given by

$$F_E(y) = \int_0^y \frac{1}{\alpha_h^2 \Gamma(\Lambda)} u^{\Lambda-1} e^{-\frac{u}{2\alpha_h^2}} du = 1 - \frac{\Gamma(\Lambda, y/(2\alpha_h^2))}{\Gamma(\Lambda)} \quad (14)$$

As a result, the probability of false-alarm for the AWGN channel is given by

$$P_f = 1 - F_E(\eta) = \frac{\Gamma(\Lambda, \eta/(2\alpha_h^2))}{\Gamma(\Lambda)} \quad (15)$$

Given that the square of the absolute value of a Rayleigh distributed random variable has exponential distribution,  $\alpha_h^2$  has a Gamma distribution given by

$$f_{\alpha_h^2}(\alpha) = \frac{\alpha^{M-1} e^{-\alpha}}{\Gamma(M)} \quad (16)$$

The average probability of false-alarm can then be obtained by integrating  $P_f$  in (15) over the pdf above. Although an elegant closed-form expression appears to be difficult to obtain, the value of the threshold parameter  $\eta$  that needs to be set to achieve a certain  $P_f$  can be obtained using numerical integration. For the selection processing technique, the receiver branch with the highest SNR is chosen, and processed further. Under this case, the resultant SNR,  $\rho_{SP}$ , is simply  $\rho_{\max}$ . It is well known that the pdf of  $\rho_{\max}$  (or  $\rho_{SP}$ ) is given by [10, eq.9.326]

$$f_{SP}(\rho) = \frac{M}{\rho} e^{-\frac{\rho}{\rho}} (1 - e^{-\frac{\rho}{\rho}})^{M-1} = M \sum_{i=0}^{M-1} C_i^{M-1} \frac{(-1)^i}{i+1} \frac{1}{\rho^{i+1}} e^{-\frac{\rho}{\rho(i+1)}} \quad (17)$$

Here  $C_k^n$  denotes the binomial coefficient,  $C_k^n = \frac{n!}{(n-k)!k!}$ .

The detection probability,  $\bar{P}_{d,SP}$  is then obtained by averaging (6) over the pdf in (17). The resulting detection probability  $\bar{P}_{d,SP}$  in this case can be written as

$$\bar{P}_{d,SP} = M \sum_{i=0}^{M-1} C_i^{M-1} \frac{(-1)^i}{i+1} J(\Lambda, \frac{\bar{\rho}}{i+1}, 1, \eta) \quad (18)$$

To obtain the probability of false-alarm, first note that the cdf of  $E$  under  $\mathcal{H}_0$  can be derived from (3) and is given by

$$F_E(x) = 1 - \frac{\Gamma(\Lambda, x/2)}{\Gamma(\Lambda)} \quad (19)$$

Under selection processing, the cdf of  $E$  under  $\mathcal{H}_0$  is then given by

$$F_{E,SP}(x) = \left[ 1 - \frac{\Gamma(\Lambda, x/2)}{\Gamma(\Lambda)} \right]^M \quad (20)$$

#### IV. NUMERICAL RESULTS

We illustrate the efficacy of the multiple antenna processing techniques through the detection probability for a pre-specified probability of false-alarm,  $P_f$ , at given SNR.

We considered a four-antenna system ( $M=2$ ) with the processing techniques described earlier in Section 2, and the single antenna system in Section II. For a fixed value of the time-bandwidth product,  $\Lambda = 6$ , we considered two cases corresponding to different  $P_f$ : (a)  $P_f = 0.01$  and (b)  $P_f = 0.001$ . We then compared the achieved  $P_d$  as SNR was varied from 0 dB to 30 dB, for given  $P_f$  and  $\Lambda$ . Figure 1 shows comparisons of the achieved detection probability with varying SNR for the single antenna against the two multiple antenna processing techniques described: maximum ratio processing and selection processing. The improvement in detection achieved through the diversity gains offered by multiple antennas processing in energy detection is evident. There is more than an order of magnitude improvement in detection performance with the use of maximum ratio antenna processing and selection processing.

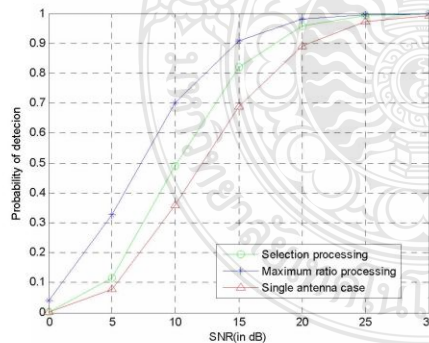


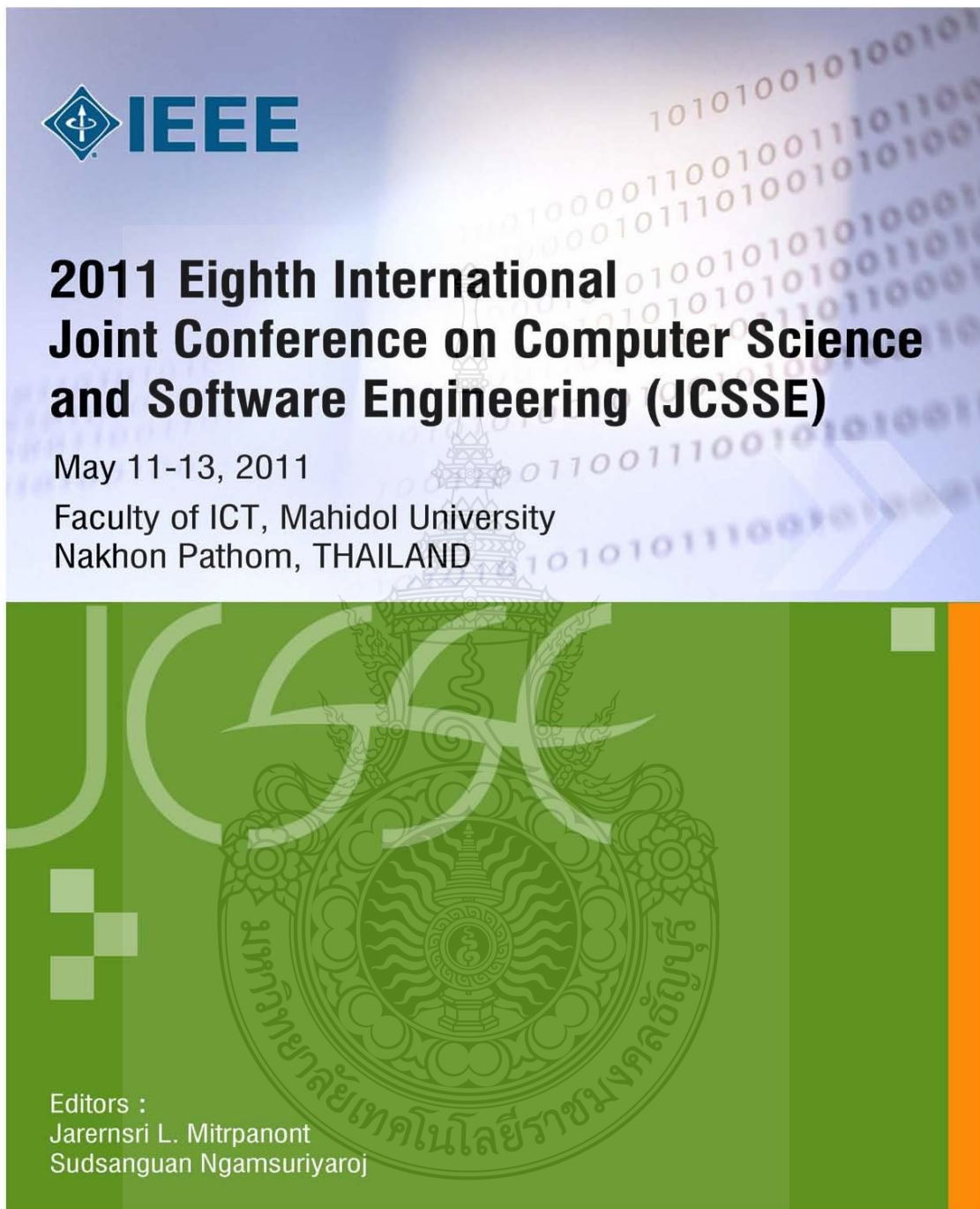
Fig. 1 Detection performance with multiple antenna processing

#### V. CONCLUSIONS

We considered the potential use of multiple antennas in a smart radio for primary user detection by analysing a few receiver signal processing schemes. We showed that by proper combination of a multiple antenna processing scheme with energy detection, it is possible to achieve high probabilities of detection even at low to moderate SNRs. In particular, we derived closed-form expressions for the probability of detection and expressions for the probability of false-alarm for each multiple antenna processing based energy detection scheme to analyse the detection performance gain as compared to a single antenna energy detection scheme. The detection performance gain using multiple antenna processing is obtained by exploiting the micro-diversity offered by the wireless channel. The maximum ratio processing based energy detection scheme in particular gives an upper bound on the detection performance of such multiple antenna processing based energy detectors since it utilizes perfect channel information and employs optimum coherent combining.

#### VI. REFERENCES

- [1] S. M. Metev and V. P. Veiko, *Laser Assisted Microtechnology*, 2nd ed., R. M. Osgood, Jr., Ed. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 1998.
- [2] J. Breckling, Ed., *The Analysis of Directional Time Series: Applications to Wind Speed and Direction*, ser. Lecture Notes in Statistics. Berlin, Germany: Springer, 1989, vol. 61.
- [3] S. Zhang, C. Zhu, J. K. O. Sin, and P. K. T. Mok, "A novel ultrathin elevated channel low-temperature poly-Si TFT," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 20, pp. 569-571, Nov. 1999.
- [4] M. Wegmuller, J. P. von der Weid, P. Oberson, and N. Gisin, "High resolution fiber distributed measurements with coherent OFDR," in *Proc. ECOC'00*, 2000, paper 11.3.4, p. 109.
- [5] R. E. Sorace, V. S. Reinhardt, and S. A. Vaughn, "High-speed digital-to-RF converter," U.S. Patent 5 668 842, Sept. 16, 1997.
- [6] (2002) The IEEE website. [Online]. Available: <http://www.ieee.org/>
- [7] M. Shell, (2002) IEEEtran homepage on CTAN. [Online]. Available: [http://www.ctan.org/text-archive/macros/latex/contrib/supported/IEEEtran/FLEXChip\\_Signal\\_Processor\(MC68175-D\).Motorola, 1996](http://www.ctan.org/text-archive/macros/latex/contrib/supported/IEEEtran/FLEXChip_Signal_Processor(MC68175-D).Motorola, 1996).
- [8] *FLEXChip Signal Processor (MC68175-D)*, Motorola, 1996.
- [9] "PDCA12-70 data sheet," Opto Speed SA, Mezzovico, Switzerland.
- [10] A. Karnik, "Performance of TCP congestion control with rate feedback: TCP/ABR and rate adaptive TCP/IP," M. Eng. thesis, Indian Institute of Science, Bangalore, India, Jan. 1999.
- [11] J. Padhye, V. Firoiu, and D. Towsley, "A stochastic model of TCP Reno congestion avoidance and control," Univ. of Massachusetts, Amherst, MA, CMPSCI Tech. Rep. 99-02, 1999.
- [12] *Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specification*, IEEE Std. 802.11, 1997.



IEEE Catalog Number : CFP1132P-PRT  
ISBN : 978-1-4577-0684-4



## รายชื่อผู้พิจารณาบทความที่นำเสนอ

### Reviewers

Adisorn Leelasantitham	University of the Thai Chamber of Commerce
Akrapong Patchararoungrueng	Kasetsart University
Amnart Pohthong	Prince of Songkla University
Anan Phonphoem	Kasetsart University
Ananta Srisuphab	Mahidol University
Annupan Rodtook	Ramkhamhaeng University
Anongnart Srivihok	Kasetsart University
Apirak Jirayusakul	Ramkhamhaeng University
Atchara Mahaweerawat	Ubon Ratchathani University
Benchaphon Limthanmaphon	King Mongkut University of Technology North Bangkok
Bhume Bhumiratana	King Mongkut's University of Technology Thonburi
Boonlert Watjatrakul	Assumption University
Boonsit Yimwadsana	Mahidol University
Bunyarit Uyyanonvara	Thammasat University
Chaiporn Jaikao	Kasetsart University
Chaiyachet Saivichit	Chulalongkorn University
Chakchai So-In	Khon Kaen University
Chalernpol Chamsripinyo	NECTEC
Chantana Phongpensri	Silpakorn University
Chamchai Pluempitiwiriyaewj	Chulalongkorn University
Charnyote Pluempitiwiriyaewj	Mahidol University
Chatchawin Namman	Ubon Ratchathani University
Chatchawit Aporn Dewan	Chulalongkorn University
Chavalit Srisathapo	Kasetsart University
Cholatip Yawut	King Mongkut University of Technology North Bangkok
Chomtip Pornpanomchai	Mahidol University
Choochart Haruechaiyasak	NECTEC
Chotipat Pomavalai	King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Chularat Tanprasert	NECTEC
Damras Wongsawang	Mahidol University
Darun Kesarat	Assumption University
Dirk Thissen	RWTH Aachen University
Duangkaew Sawamiphakdi	Thammasat University
Ekasit Kijisiponse	NECTEC
Hutchatai Chanlekha	Kasetsart University
James Brucker	Kasetsart University
Janjira Payakpate	Naresuan University
Jaratsri Rungrattanaubol	Naresuan University
Jarernsri Mitranont	Mahidol University
Jaruloj Chongstitvatana	Chulalongkorn University
Jatuporn Chinrungrueng	NECTEC
Jidtima Sunkhamani	Walailak University
Jiradej Poonsawat	Khon Kaen University
Jirarat Sitthiworachart	Walailak University
Jittat Fakcharoenphol	Kasetsart University
Jumpol Polvichai	King Mongkut's University of Technology Thonburi
Kai Jakobs	RWTH Aachen University

Kanda Runapongsa Saikeaw	Khon Kaen University
Karn Patanukhom	Chiang Mai University
Kasidit Chanchio	Thammasat University
Keiichi Kaneko	Tokyo University of Agriculture and Technology
Khamron Sunat	Khon Kaen University
Kitt Tientanopajai	Khon Kaen University
Kohta Ohshima	Tokyo University of Agriculture and Technology
Krerk Piromsopa	Chulalongkorn University
Krisana Chinnasarn	Burapha University
Kultida Rojviboonchai	Chulalongkorn University
Ladda Preechaveerakul	Prince of Songkla University
Luck Charoenwatana	Ubon Ratchathani university
Maleerat Sodanil	King Mongkut University of Technology North Bangkok
Monchai Sopitkamom	Kasetsart University
Montri Karnjanadecha	Prince of Songkla University
Nakornthip Prompoon	Chulalongkorn University
Namfon Assawamekin	University of the Thai Chamber of Commerce
Narathip Tiangtae	Chiang Mai University
Narongrit Waraporn	King Mongkut's University of Technology Thonburi
Naruemon Wattanapongsakorn	King Mongkut's University of Technology Thonburi
Nittida Elz	Prince of Songkla University
Nongluk Covavisaruch	Chulalongkorn University
Nualsawat Hiransakolwong	King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Nucharee Premchaiswadi	Dhurakij Pundit University
Nuengwong Tuaycharoen	Dhurakij Pundit University
Nuttanart Facundes	King Mongkut's University of Technology Thonburi
Olam Wongwirat	King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Pagaporn Pengsart	Mahidol University
Pakaket Wattuya	Kasetsart University
Pakorn Watanachaturaporn	King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Panita Pongpaibool	NECTEC
Panuchart Bunyakiati	University of the Thai Chamber of Commerce
Paramate Horkaew	Suranaree University of Technology
Pathomthat Chiradeja	Srinakharinwirot University
Pattara Leelaprute	Kasetsart University
Pattarasinee Bhattarakosol	Chulalongkorn University
Pattarawit Polpinit	Khon Kaen University
Pavadee Sompagdee	Thammasat University
Peerapon Siripongwutikorn	King Mongkut's University of Technology Thonburi
Peraphon Sophatsathit	Chulalongkorn University
Pichayotai Mahathanapiwat	Suranaree University of Technology
Pirawat Watanapongse	Kasetsart University
Pizzanu Kanongchaiyos	Chulalongkorn University
Pornchai Mongkolnam	King Mongkut's University of Technology Thonburi
Pornsiri Muenchaisri	Chulalongkorn University
Pradit Mittrapiyanuruk	Srinakharinwirot University
Prasong Pranectpolgrang	Sripatum University
Preecha Kocharoen	Sripatum University
Pruet Boonma	Chiang Mai University

Pudsadee Boonrawd	King Mongkut University of Technology North Bangkok
Punnee Sittidech	Naresuan University
Putchong Uthayopas	Kasetsart University
Rachada Kongkachandra	Thammasat University
Rajalida Lipikorn	Chulalongkorn University
Rangsipan Marukatat	Mahidol University
Rawesak Tanawongsuwan	Mahidol University
Rungrat Wiangsripanawan	King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Sakchai Thipchaksurat	King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Samerkae Somhom	Chiang Mai University
Sangsuree Vasupongayya	Prince of Songkla University
Sansanee Auephanwiryakul	Chiang Mai University
Sanun Srisuk	Mahanakorn University of Technology
Saowaluk Watanapa	Thammasat University
Saowapak Thongvigitmance	NECTEC
Sarun Intakosum	King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Sasipa Panthuwadeethorn	Chulalongkorn University
Sasiphan Nitayaprapha	University of the Thai Chamber of Commerce
Sathit Nakkrasae	Ramkhamhaeng University
Sethavidh Gertphol	Kasetsart University
Silada Intarasothonchun	Khon Kaen University
Sirapat Boonkrong	King Mongkut University of Technology North Bangkok
Sirapat Chiewchanwattana	Khon Kaen University
Siripun Sanguansintukul	Chulalongkorn University
Siriwhaddhanah Pongpadpinit	Assumption University
Somsak Walairacht	King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Somsak Choomchuy	King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Songrit Maneewongvatana	King Mongkut's University of Technology Thonburi
Songsakdi Rongviriyapanish	Thammasat University
Songsri Tangsripairoj	Mahidol University
Songyot Nakariyakul	Thammasat University
Sornthep Vannarat	NECTEC
Srisupa Palakvangsa Na Ayudhya	Mahidol University
Sudsangan Ngamsuriyaroj	Mahidol University
Sukanya Phongsuphap	Mahidol University
Sukanya Ratanotayanon	Thammasat University
Sukree Sinthupinyo	Chulalongkorn University
Sukumal Kitisin	Kasetsart University
Sunee Pongpinigpinyo	Silpakorn University
Sunee Raksakietisak	Srinakharinwirot University
Sunisa Rimcharoen	Burapha University
Supakorn Kungpisdan	Mahanakorn University of Technology
Supaporn Kaittisin	University of the Thai Chamber of Commerce
Suparerk Janjarasjitt	Ubon Ratchathani University
Supatana Auethavekiat	Chulalongkorn University
Suphakant Phimoltares	Chulalongkorn University
Suphamit Chittayasothorn	King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Supon Phrommaphan	Sripatum University
Supot Nitsuwat	King Mongkut University of Technology North Bangkok



Surapong Auwatanamongkol	NIDA
Surasak Mungsing	Sripatum University
Suratose Tritilanunt	Mahidol University
Suree Funilkul	King Mongkut's University of Technology Thonburi
Suthathip Maneevongvatana	King Mongkut's University of Technology Thonburi
Suwanna Rasmeequan	Burapha University
Takano Ryousei	Nara Institute of Science and Technology (NAIST)
Taratip Suwannasart	Chulalongkorn University
Thanwadee Sunetnanta	Mahidol University
Thitinan Tantidham	Mahidol University
Thitiwan Srinark	Kasetsart University
Thumrongrat Amornraksa	King Mongkut's University of Technology Thonburi
Tossaporn Joochim	Ubon Ratchathani university
Twittie Senivongse	Chulalongkorn University
Umaporn Supasitthimethee	King Mongkut's University of Technology Thonburi
Usa Sammapun	Kasetsart University
Vajirasak Vanijja	King Mongkut's University of Technology Thonburi
Vasaka Visoottiviseth	Mahidol University
Veera Boonjing	King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Virach Somlertlamvanich	NECTEC
Vishnu Kotrajaras	Chulalongkorn University
Vorapoj Patanavijit	Assumption University
Wanida Kanarkard	Khon Kaen University
Wanida Putthividhya	Thammasat University
Wansuree Massagram	Naresuan University
Waralak Siricharoen	University of the Thai Chamber of Commerce
Wararat Rungworawut	Khon Kaen University
Warin Suwanwisoot	Khon Kaen University
Wasara Rodhetbhai	Silpakorn University
Wichian Chutimaskul	King Mongkut's University of Technology Thonburi
Wiphada Wettayaprasit	Prince of Songkla University
Wiroj Taweepworadej	Khon Kaen University
Witcha Feungchan	Khon Kaen University
Wongkot Sriurai.	Ubon Ratchathani university
Worasit Choochaiwattana	Dhurakij Pundit University
Worawan Diaz Carballo	Thammasat University
Yaowadee Temtanapat	Thammasat University
Yodthong Rodkaew	University of the Thai Chamber of Commerce
Yongyuth Permpoontanalarp	King Mongkut's University of Technology Thonburi

## ดัชนีบทความที่น่าสนใจ

Passive Monitoring Method for Analysis Quantum Key Distribution Performance Statistics.....	46
<i>Montida Pattaranantakul, Kanyalag Phodong, Chavee Issariyapat, Paramin Sangwongngam and Rachada Kongkachandra</i>	
Performance Evaluation of Antenna Arrays for Wireless Digital Communications .....	50
<i>Thaweewong Akkaralaertsest, Surin Ngaemngam and Narongrit Mekloi</i>	
Performance Improvement of Cloud Storage using a Genetic Algorithm based Placement.....	54
<i>Kanatorn Jindarak and Puchong Uthayopas</i>	
Personal Cloud Filesystem: A Distributed Unification Filesystem for Personal Computer and Portable Device.....	58
<i>Smith Dhumbumroong and Krerk Piromsopa</i>	
Security Analysis of the TMN Protocol by Using Coloured Petri Nets : On-the-fly Trace Generation Method and Homomorphic Property.....	63
<i>Yongyuth Permpoontanalarp and Apichai Changkhanak</i>	
Transforming State Tables to Coloured Petri Nets for Automatic Verification of Internet Protocols.....	69
<i>San Choosang and Steven Gordon</i>	
Wi-Fi Access Point Discovery System for Mobile Users.....	75
<i>Yuto Nakai, Kohta Ohshima, Koji Tajima and Matsuaki Terada</i>	

### Track 2 : Computational Intelligence

3D Shot Course Estimation System for Tactics Analysis Support of Handball Games.....	83
<i>Ayako Abe and Ikuko Shimizu</i>	
A Model of Ontology Driven Case-Based Reasoning for Electronic Issue Management Systems.....	87
<i>Thitiphob Pangiitt and Thanwadee Sunetnanta</i>	
A Novel Approach for Spam Detection Using Boosting Pages.....	91
<i>Chakrit Likithajorn, Athasit Surarerks and Arnon Rungsawang</i>	
A Web - Based Decision Support System For Eco Tourism Planning: A Case Study of National Park In Chiangmai Province.....	96
<i>Phruksa Sinleunam, Kanat Poolsawad and Suratose Tritilanunt</i>	
Automatic Extraction of Retinal Vessels Based on Gradient Orientation Analysis.....	102
<i>Danu Onkaew, Rashmi Turior, Bunyarit Uyyanonvara and Toshiaki Kondo</i>	

## Performance Evaluation of Antenna Arrays for Wireless Digital Communications

Thaweewong Akkaralaertsest<sup>1</sup> and Surin Ngaemngam  
Department of Electrical Engineering  
Rajamangala University of Technology Thanyaburi  
Pathum-Thani, Thailand  
thaweewong.a@rmutk.ac.th<sup>1</sup>, surin.n@rmutt.ac.th

Narongrit Mekloi  
Department of Electronic and Telecommunication  
Rajamangala University of Technology Krungthep  
Bangkok, Thailand  
narongrit.m@rmutk.ac.th

**Abstract**— Minimum mean square error (MMSE), also known as optimum combining, is already mentioned to be a good matched technique for suppressing the multipath fading and reducing the effect of co-channel interference in wireless communications. It has been used for either Gaussian fading channels and non-Gaussian fading channels for different conditions and purposes. In this paper, the performance evaluation of wireless digital communication systems for linear minimum mean square error diversity is investigated, for the case where the desired user undergoes Rician fading. A closed form expression for the exact distribution of the output signal to interference ratio is derived. The number of interferers in the derivation is larger than the number of antennas. Powers of all interferers are assumed to be equal. The modulation type for data transmission is binary phase shift keying (BPSK). We present both the new closed-form expression of BER and the preliminary numerical results using computer simulation.

**Keywords**— Minimum mean square error, Rician fading, Probability of error.

### I. INTRODUCTION

In the area of communication, it is well known that commonly implement the antenna array technique can be employed at base station receivers to suppress the effect of multipath fading and reduce the effect of co-channel interference. The multipath fading is usually modeled by the envelope distribution of Gaussian quadrature components such as Rayleigh or Rice distribution which are based on the assumption of infinite randomly scattering signal at received antenna yielding the use of central limit theorem. There are several techniques such as antenna arrays processing and diversity combining has recently attracted great interest in digital wireless cellular systems. It combines the outputs of the reception branches in an optimum way and achieves the maximum output signal to interference plus noise ratio (SINR) [1]. The optimum combining schemes give outstanding performance by maximizing the SINR. Its performance, however, is difficult to analyze.

For wireless communication systems where both the desired-user and interferer channels undergo Rician or Nakagami distribution as it was considered in [2-5]. In [3], the

desired signal is modeled as Rician-faded, while the co-channel interferers are modeled as Rayleigh faded. This model is based on the assumption that a direct line of sight (LOS) signal components exist during cell transmission. The interference signals are assumed to be Rayleigh faded because a direct LOS path between nearby cells is unlikely to exist. Closed-form outage probability expressions of wireless communication system are derived for both single and multiple Rayleigh interferers [4-6]. In [4], a closed form expression of outage performance in case of a Rayleigh desired signal with a single Rician interferer was derived. The Rician interference signal model addresses the case of spectrum sharing with competing microcellular communication services as well as with other microwave users in the same band [2]. Many propagation measurements characterize the microcellular environments as composing of path loss, log-normal shadowing, and fast Rician fading components [5] and [6]. Outage probability for wireless channels including all these effects is presented in [5]. The desired signal is modeled as Rician faded and lognormally shadowed, while the interferers are Rayleigh-faded and lognormally shadowed. In [6], a closed form outage probability expression for the case of Rician fading among Rician interferers is derived. However, these previously published have been restricted to cellular system without optimum diversity capability.

The outage probability of smart antenna system is investigated in [7]. The expression of the closed form solution is obtained, when the desired signal is subject to Rician-type fading and interfering signal exhibits Rayleigh fading. Their analytical framework considers the condition, where the numbers of interferers exceed or is equal to the number of antenna element. However, BER performance, which is one of the most important parameters in determining the performance of wireless system, is not derived in their work. Therefore, in this paper, we will focus on the derivation of BER performance of the optimum diversity under Rician/Rayleigh fading environment.

The remainder of this paper is organized as follows. In Section 2, the system and channel models are described. The performance analysis is presented in Section 3. The numerical

results are discussed in Section 4. Finally, Section 5 provides some concluding remarks.

## II. SYSTEM MODEL

In a cellular radio environment, the signals received by an  $L$ -element antenna array operating in the presence of  $N_I$  interferences can be written as

$$\mathbf{r} = \sqrt{P_S} \mathbf{c}_S + \sqrt{P_I} \sum_{k=1}^{N_I} c_k \mathbf{s}_k. \quad (1)$$

$N_I$  is the number of interferers. Assume that the desired signal and the co-channel interference are subject to Rician fading and independent identically distributed (i.i.d.) Rayleigh fading, respectively. Moreover, we suppose that our system has limited number of co-channel interferers. The co-channel interferers have equal short-term average power, where  $P_S$  and  $P_I$  are short term average powers of desired user and interferers, respectively. Suppose  $\mathbf{c}$  and  $c_k$  denote the  $L \times 1$  channel gain vectors for the desired user and for the  $k^{\text{th}}$  interferer, respectively.  $s$  and  $s_k$  are transmitted BPSK signals of the desired user and the  $k^{\text{th}}$  interferer, respectively.

The weight vector maximizing SIR at the output of antenna array can be obtained by [8]

$$\mathbf{w} = \alpha \mathbf{R}^{-1} \mathbf{c}, \quad (2)$$

where

$$\mathbf{R} = P_I \sum_{k=1}^{N_I} c_k c_k^H, \quad (3)$$

which is the correlation matrix of interference signal. This weight vector will be applied to corresponding individual co-channel interference signal at the receiver. Note that constant  $\alpha$  does not affect the SIR at the array output. The output SIR is well known to be given by [7]

$$\mu = P_S c^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{c}. \quad (4)$$

The output SIR can be written as

$$\mu = \frac{P_S}{P_I} c^H (c_I c_I^H)^{-1} c, \quad (5)$$

where  $c_I$  is the  $L \times N_I$  matrix given by  $c_I = [c_1 \ c_2 \ \dots \ c_{N_I}]$

## III. PERFORMANCE ANALYSIS

In this paper, computation of the bit error requires to determine the distribution of the interference at the array output. We assume that the probability density function of the output SIR can be expressed as [7].

$$f_\mu(\mu) = e^{-\mu} {}_1F_1[N_I+1, L, D(1+\Lambda)^{-1}] \times \frac{\Gamma(N_I+1)}{\Gamma(L)\Gamma(N_I+1-L)} (\Lambda)^{N_I+L} \cdot \frac{\mu^{L-1}}{(\Lambda+\mu)^{N_I+L}}, \quad \mu > 0, 1 \leq N \leq L. \quad (6)$$

$\Lambda$  is a power ratio between the power of desired and interfering signal. Note that this ratio is the same for every interferer because the powers of the interference are equal. The parameter  $D$  can be expressed in terms of Rician factor  $K_D$  of the desired user by  $D = K_D L$ .  ${}_1F_1(\cdot; \cdot; \cdot)$  is the confluent hypergeometric function [9]. The average BER can be written in terms of (6) as

$$P_e = \frac{1}{2} \int_0^\infty \text{erfc}(\sqrt{\mu}) f_\mu(\mu) d\mu. \quad (7)$$

$\text{erfc}(x)$  is the complementary error function [10]. By substituting (6) into (7) and using [10, eq. (8.352.1)] and [11, eq. (6.5.2)], we can obtain the average BER as

$$P_e = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N_I+L-1} \frac{\Gamma(N_I+1) D^k}{\Gamma(N_I+1-L)\Gamma(L+k)} \left( \frac{P_I}{P_I+P_D} \right)^k \binom{N_I+1-L}{k} \times e^{-\frac{D}{P_D+P_I} \mu} \int_0^\infty \text{erfc}(\sqrt{\mu}) \frac{\mu^{L+k-1}}{(\mu+\Lambda)^{N_I+k-1}} d\mu. \quad (8)$$

Use the below relation [9]

$$\text{erfc}(\sqrt{\mu}) = \frac{\mu^{-1/4}}{\sqrt{\pi}} e^{-\mu/2} W_{-\frac{1}{4}, \frac{1}{4}}(\mu). \quad (9)$$

Then, substitute (9) in (8) to obtain

$$P_e = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N_I+L-1} \frac{\Gamma(N_I+1) D^k}{\Gamma(N_I+1-L)\Gamma(L+k)} \left( \frac{P_I}{P_I+P_D} \right)^k \binom{N_I+1-L}{k} \times e^{-\frac{D}{P_D+P_I} \mu} \int_0^\infty \frac{\mu^{L+k-5/4}}{\sqrt{\pi} (\mu+\Lambda)^{N_I+k-1}} e^{-\mu/2} W_{-\frac{1}{4}, \frac{1}{4}}(\mu) d\mu. \quad (10)$$

$W_{p,q}(\cdot)$  is the Whittaker function of the second kind and can be written as

$$W_{p,q}(x) = \frac{x^p e^{-(x/2)}}{\Gamma(q-p+1/2)} \int_0^\infty e^{-t} t^{(q-p-1/2)} \left(1 + \frac{t}{x}\right)^{(q+p-1/2)} dt, \quad q-p+1/2 > 0. \quad (11)$$

Deduce the asymptotic series by relation [9]

$$W_{p,q}(x) = e^{-x/2} x^p \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (q-p+1/2)_n (1/2-q-p)_n}{n! x^n}, \quad x \rightarrow \infty.$$

Then, we can compute the probability of bit error in closed form using the equations given [9], [10] as

$$P_b = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \sum_{k=0}^{N_f+L} \frac{\binom{N_f+1-L}{k} D^k \times e^{-\frac{P_b}{P_b+1}}}{\Gamma(N_f+1-L)\Gamma(L+k)} \left(\frac{\Lambda}{\Lambda+1}\right)^{-1/4} G_{2,3}^{3,1} \left( \frac{\Lambda}{\Lambda+1} \left| \begin{matrix} -L + \frac{5}{4}, \frac{5}{4} \\ N_f - L + \frac{5}{4}, \frac{3}{4}, \frac{1}{4} \end{matrix} \right. \right) \quad (12)$$

where  $G_{p,q}^{m,n}(\cdot)$  is the Meijer  $G$ -function [10, eq. 9.303]

$$G_{p,q}^{m,n} \left( x \left| \begin{matrix} a_1, \dots, a_p \\ c_1, \dots, c_p \end{matrix} \right. \right) = \sum_{k=1}^m \frac{\prod_{j=1}^m \Gamma(c_j - c_k) \prod_{j=1}^n \Gamma(1 + c_k - a_j) x^{c_k}}{\prod_{j=m+1}^q \Gamma(1 + c_k - c_j) x^{c_k} \prod_{j=n+1}^p \Gamma(a_j - c_k) x^{c_k}} \cdot {}_pF_{q-1}(1 + c_k - a_1, \dots, 1 + c_k - a_p; 1 + c_k - c_1, \dots, *, \dots, 1 + c_k - c_q; (-1)^{p-m-n} x) \quad (13)$$

${}_pF_q(\cdot; \cdot; \cdot)$  is called generalized hypergeometric function.

The prime in the product symbol  $\prod'$  denotes the omission of the term when  $j=k$ . Also, the parameter set of  ${}_pF_{q-1}$  corresponding to  $1 + c_k - c_k$  (indicated by \*) is to be omitted. Lastly, an empty product is interpreted as unity. Substituting (13) into (12), the BER becomes to (14).

$$P_b = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \sum_{k=0}^{N_f+L} \frac{\binom{N_f+1-L}{k} D^k e^{-\frac{P_b}{P_b+1}}}{\Gamma(N_f+1-L)\Gamma(L+k)} \times \left[ \frac{\Lambda^{N_f+1-L} \Gamma(L-N_f-\frac{1}{2})}{L-N_f-1} {}_2F_2(N_f+1, N_f+1-L; N_f+\frac{3}{2}-L, N_f+2-L; \Lambda) + \frac{\Lambda^{L/2} \Gamma(N_f-L+\frac{1}{2})}{\sqrt{\pi}} (-2\sqrt{\pi}) {}_2F_2(L+\frac{1}{2}, \frac{1}{2}; L+\frac{1}{2}-N_f, \frac{3}{2}; \Lambda) + \sqrt{\pi} \Gamma(N_f+1-L) \Gamma(L) \right] \quad (14)$$

#### IV. NUMERICAL RESULTS

Some numerical results for the output SIR performance of optimum diversity operating over Rician/Rayleigh fading environment are simulated and studied. The results are compared with corresponding derived mathematical equations. (14) is numerically evaluated and the results are illustrated in Figs. 1 and 2. In Fig. 1, the bit error rate of optimum diversity versus average SIR is shown. The number of antennas element  $L$  is set as a parameter. The Rician factor  $K_D$  is set to be six in the presence of equal power interferers ( $\Lambda = 10$  dB) for  $N_f = 10$ . As expected, the system performance is improved significantly when the number of antenna elements is increased. Fig. 2 shows the bit error rate plotted versus SIR for  $L = 8$  and with  $N_f$  as a variable. Fig. 2 suggests that when the number interferers increase, the probability of bit error tends to be higher. Fig. 3 shows the probability of error versus the Rician factor  $K$  when the number of antenna elements is equal to  $L$  as a variable. The average SIR is assumed to be five dB. We observe that BER decreases as the Rician factor increases due to the presence of stronger LOS components between the mobile unit and the base station.

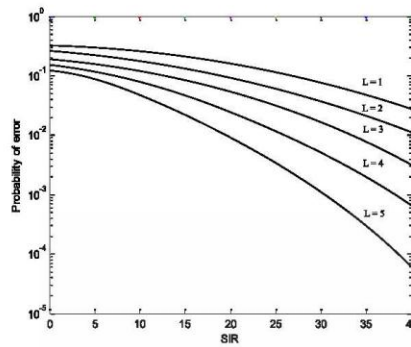


Figure 1. Probability of bit error versus SIR with the number of antenna elements  $L$  as a variable and the number of interferer  $N_I$  is equal to 10.

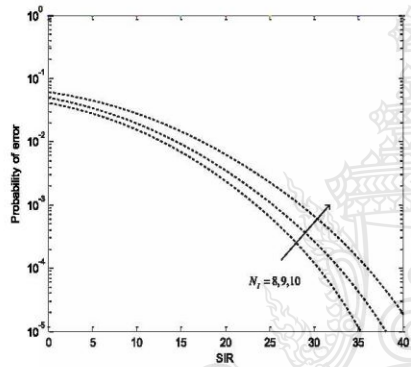


Figure 2. Probability of bit error versus SIR with the number of interferers  $N_I = 8, 9$  and 10 as parameter and number of antennas element  $L$  is equal to 8.

### V. CONCLUSIONS

This paper has presented an analytical framework for optimum diversity in presence of co-channel interference under a Rician/Rayleigh fading environment. We derived a closed-form expression of the probability of error. The modulation of the transmitted data is BPSK. The desired signal experiences the Rician fading whereas the interferers experience the Rayleigh fading. The derivation was under the assumptions that system is "interference-limited" and the interferers have equal average powers. The numerical results from computer simulation showed that the derived BER

performance can be used as a reference for the evaluation of the practical system performance.

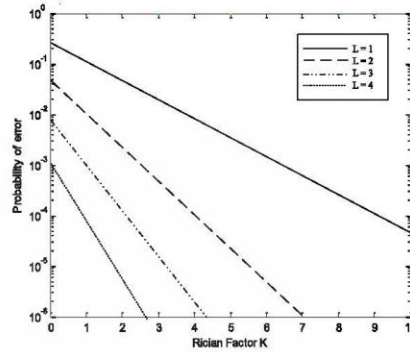


Figure 3. Probability of bit error versus the Rician factor  $K$  with the number of antennas element  $L$  as parameter, when  $N_I = 8$  and average SIR = 5 dB.

### REFERENCES

- [1] J. H. Winters, "Smart antennas for wireless systems," *IEEE Personal Commun. Mag.*, vol. 5, pp. 23–27, Feb. 1998.
- [2] F. Babich and G. Lombardi, "Statistical analysis and characterization of the indoor propagation channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, pp. 455–464, Mar. 2000.
- [3] Y.D. Yao and A. U. H. Sheikh, "Outage probability analysis for microcell mobile radio systems with cochannel interferers in Rician/Rayleigh fading environment," *Inst. Elect. Eng. Electron. Lett.*, vol. 26, pp. 864–866, June 1990.
- [4] J.R. Haug and D.R. Ucci, "Outage probability of microcellular radio systems in Rayleigh/Rician fading environment," in *Conf. Rec. Int. Conf. Comm., ICC '92*, pp. 312.4.1–312.4.5.
- [5] R. Prasad and Kegel, "Effects of Rician faded and log-normal shadowed signal on spectrum efficiency in microcellular radio," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 42, pp. 274–280, Aug. 1993.
- [6] T.T. Tjihung, C.C. Chai and X. Dong, "Outage probability for log-normal-shadowed Rician channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 46, pp. 400–407, May 1997.
- [7] M. Kang, M. S. Alouini, L. Yang, "Outage probability and spectrum efficiency of cellular mobile radio systems with smart antennas," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 1871–1877, Dec. 2002.
- [8] R. A. Monzingo and T. W. Miller, *Introduction to Adaptive Arrays*, New York: Wiley, 1980.
- [9] L. C. Andrews, *Special functions for Engineers and Applied Mathematics*. New York: Macmillan, 1985.
- [10] Gradshteyn and I. R. yzhik, *Table of Integrals, Series and Products*, 5<sup>th</sup> ed. Sandiego, CA: Academic, 1994.
- [11] M., Abramowitz and I. A. Stegan, *Handbook of Mathematical Functions*, 9<sup>th</sup> ed. New York: Dover, 1970.

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – นามสกุล นายทวีวงศ์ อัครเลิศเศรษฐ  
วัน เดือน ปีเกิด 18 กันยายน 2513  
ที่อยู่ เลขที่ 2 ถ.นางลิ้นจี่ แขวงทุ่งมหาเมฆ เขตสาทร กรุงเทพฯ 10120  
ประวัติการศึกษา -สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาวิชาช่างอิเล็กทรอนิกส์ จากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตเทคนิคกรุงเทพฯ เมื่อ พ.ศ. 2534  
-สำเร็จการศึกษาคณะวิศวกรรมบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์-โทรคมนาคม จากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตเทคนิคกรุงเทพฯ เมื่อ พ.ศ. 2541  
-สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล เมื่อ พ.ศ. 2544  
-สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาเอก สาขาวิชาโครงข่ายโทรคมนาคม และคอมพิวเตอร์ จาก มหาวิทยาลัยรังสิต เมื่อ พ.ศ.2549

## ประวัติการทำงาน

พ.ศ. 2534 – พ.ศ.2548 ตำแหน่งอาจารย์ประจำสาขาวิชาช่างอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตเทคนิคกรุงเทพฯ  
พ.ศ. 2548 – ปัจจุบัน ตำแหน่งอาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

## ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่

Thaweewong Akkaralaertsest, Surin Ngaemngam, Narongrit Mekloi, **“Performance Detection of Multi-antenna for Next Wireless Communications”**, JICTEE-2010 Luang Prabang, Lao PRD. Dec 21 - Dec 24, 2010

Thaweewong Akkaralaertsest, Surin Ngaemngam, Narongrit Mekloi, **“Performance Evaluation of Antenna Array for Wireless Digital Communications”**, JCSSE 2011 The 8<sup>th</sup> International Joint Conference on Computer Science and Software Engineering Nakhon Pathom, Thailand May 11 – May 13, 2011