



รายงานฉบับสมบูรณ์

Final Report

การศึกษาและพัฒนาระบบสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4

THE STUDY AND DEVELOPMENT FOR 4G WIRELESS
COMMUNICATION

พิเชฐ ม่วงนวล

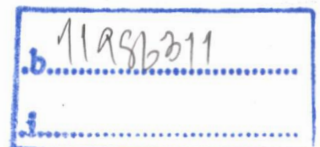
RCH
TK
5103.2
พ 653ก

ห้องปฏิบัติการวิจัย การสื่อสารเคลื่อนที่
สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
กันยายน พ.ศ. 2550

เลขที่.....
เลขทะเบียน..... 83840
วันเดือนปี..... 19 ก.ย. 2551

Mobile Communication Laboratory
Research Center for Communications and Information Technology
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

September 2007



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

โครงการวิจัยนี้ได้รับทุนอุดหนุนจาก สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (Research Center for Communications and Information Technology : ReCCIT) สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ประจำปีงบประมาณ พ.ศ. 2550 วงเงินงบประมาณ 126,439 บาท



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทสรุปย่อ

งานวิจัยฉบับนี้เป็นการศึกษาวิเคราะห์สมรรถนะของวิธีการรับ-ส่งข้อมูลด้วยเทคนิคซีร์ฟมอดูเลชันสเปกตรัมแบบกระจายที่มีช่วงของแถบความถี่กว้าง เพื่อลดปัญหาในสภาพแวดล้อมแบบมัลติพาธของระบบสื่อสารไร้สายยุคที่ 4 และยังสามารถลดความซับซ้อนของวงจร การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบนั้น ได้ทำการจำลองระบบในลักษณะหลายผู้ใช้งานบนช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ พิจารณาปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟ (Doppler shift) ประสิทธิภาพของระบบเมื่อมีจำนวนผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น ภายใต้มาตรฐานการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4

เทคนิคการสเปกตรัมสัญญาณที่มีมอดูเลตด้วยค่าของการซีร์ฟและเฟสที่แตกต่างกัน แสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพที่สูงขึ้น ของระบบและลดผลกระทบที่เกิดจากการแทรกสอด ในการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบแบ่งเป็น 5 ส่วนคือ รูปแบบแรกเป็นการเปลี่ยนแปลงจำนวนของผู้ใช้งานในระบบ จะเห็นได้ว่าเมื่อมีผู้ใช้งานในระบบที่เพิ่มมากขึ้นจะทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยสูงมากขึ้น สมรรถนะของระบบจะต่ำลง แบบที่สองเป็นการเปลี่ยนแปลงค่าอัตราซีร์ฟหรืออัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ พบว่าเมื่ออัตราซีร์ฟที่เพิ่มมากขึ้นช่วยให้ระบบมีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น ส่วนที่สามเป็นการวิเคราะห์ผลเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงเฟส โดยที่ค่าเฟสเริ่มต้นที่มีค่ามากขึ้นส่งผลให้ระบบมีสมรรถนะที่ต่ำลง แต่ต้องคำนึงถึงตัวประกอบอื่น ของระบบที่มีผลกับค่าสหสัมพันธ์ เช่น อัตราซีร์ฟ ส่วนที่สี่เป็นผลจากการวิเคราะห์ของระบบภายใต้ผลกระทบของการจางหายและปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าของตัวแปรเสริมการจางหาย m ของช่องสัญญาณ ในการแบ่งแยกลักษณะของการจางหายแบบต่างๆ ซึ่งสัญญาณซีร์ฟช่วยในการลดผลกระทบจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟที่ส่งผลให้ระบบเกิดความไม่แน่นอนและการรับข้อมูลผิดพลาดจากการจางหายแบบเลื่อนความถี่ ส่วนสุดท้ายเป็นการวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบเมื่อมีการเพิ่มขึ้นของผู้ใช้งาน ซึ่งจะเห็นว่าระบบที่นำเสนอเป็นระบบที่ลดปัญหาการแทรกสอดอันเนื่องจากการเข้าถึงของหลายผู้ใช้งาน (Multiple Access Interference: MAI) ได้ดีที่สุดในทุกส่วน พบว่าระบบ PCMSS ภายใต้การจำลองผลตามมาตรฐานการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 มีประสิทธิภาพที่ดีที่สุด เมื่อทำการเปรียบเทียบสมรรถนะกับระบบเดิม จึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่สามารถนำไปใช้พัฒนาเพื่อสามารถใช้ในการระบบการสื่อสารไร้สายในอนาคต

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอเทคนิคการมอดูเลตโดยการใช้สัญญาณเชิร์ฟเชิงเฟสที่ใช้ในระบบสเปกตรัม เป็นเทคนิคที่ทำการแบ่งแยกการเข้าถึงแบบหลายผู้ใช้งานที่มีความต่างกับแบบทั่วไปคือ โดแรกซีควอนและ ฟรีควอนซีฮอปปีง โดยนำเทคนิคดังกล่าวมาใช้ในการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 ซึ่งต้องการให้อัตราการส่งผ่านของบิตที่สูงและสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานที่มากขึ้น โดยการสเปกตรัมสัญญาณที่มอดูเลตด้วยค่าของการเชิร์ฟและเฟสที่แตกต่างกัน เทคนิคนี้แสดงให้เห็นประสิทธิภาพที่สูงขึ้นของระบบและรวมถึงการลดลงของการแทรกสอด ซึ่งสัญญาณเชิร์ฟช่วยในการลดผลกระทบจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ที่ส่งผลให้ระบบเกิดความไม่แน่นอนและการรับข้อมูลผิดพลาดจากการเฟดดิ้งแบบเลื่อนความถี่

ในงานวิจัยนี้ได้ทำการวิเคราะห์เพื่อเปรียบเทียบค่าความผิดพลาดของบิตและจำนวนผู้ใช้งานระหว่างระบบ PCMSS (Phase Chirp Modulation Spread Spectrum), CMSS (Chirp Modulation Spread Spectrum) และ DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) บนช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิ้งและบนสภาพแวดล้อมของดอปเปลอร์ด้วยการใช้การจำลองและประเมินผลทางสัญญาณ โดยตัวรับที่ใช้เป็นชนิดสหสัมพันธ์และมีเวลาที่โคฮีเรนท์กัน

Abstract

This research propose to use phased chirp modulation technique uses in spread spectrum system that provide an alternative multiple access to direct sequence spread spectrum and frequency-hopping spread spectrum. This technique is the research for 4G wireless applications that expectation of both data rate and support user increase by spreads the modulated signal with difference chirp rates and phases. This method successfully to demonstrate and increasing the performance due to the decrease number of multiple access interference, fluctuation by the Doppler Effect and error at the receiver by frequency selective fading by chirp signals.

This research compared the bit error rate and user capacity of PCMSS (Phase Chirp Modulation Spread Spectrum), CMSS (Chirp Modulation Spread Spectrum) and DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) systems over fading channel and Doppler environment based on signal processing. The correlation receiver structure, the coherence time is used in the order to the bit duration.

สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	I
บทสรุปย่อ	II
บทคัดย่อ.....	III
สารบัญ.....	V
สารบัญรูป.....	IX
คำย่อและสัญลักษณ์.....	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	4
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	4
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	4
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	5
บทที่ 2 เทคนิคเซิร์ฟมอดูเลชันสเปกตรัมสำหรับการสื่อสารไร้สายยุคที่ 4.....	6
2.1 การออกแบบจำลองของระบบมอดูเลชันสเปกตรัมด้วยสัญญาณเซิร์ฟ.....	6
2.1.1 ระบบเซิร์ฟมอดูเลชันสเปกตรัม.....	6
2.1.2 ระบบเฟสเซิร์ฟมอดูเลชันสเปกตรัม.....	7
2.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณการจางหาย.....	12
2.2.1 แบบจำลองของช่องสัญญาณแบบเรย์ลีและไรเซียน.....	12
2.2.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณแบบนาคากามิ-เอ็ม.....	17
บทที่ 3 ผลการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบ	20
3.1 ผลจากการเปลี่ยนแปลงจำนวนผู้ใช้งานในระบบ.....	21
3.2 ผลจากการเปลี่ยนแปลงอัตราเซิร์ฟ.....	22
3.3 ผลจากการเปลี่ยนแปลงเฟส.....	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ v

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.4 ผลการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดของบิตเมื่อพิจารณาผลกระทบจากการจางหายและ ดอปเปลอร์ริฟ.....	26
3.5 ผลการเปรียบเทียบความจุของผู้ใช้งานบนช่องสัญญาณการจางหายที่มีผลกระทบจาก ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ริฟ.....	28
บทที่ 4 สรุปและข้อเสนอแนะ.....	30
4.1 สรุปผลและวิเคราะห์.....	30
4.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา.....	30
เอกสารอ้างอิง.....	32
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก สรุปผลงานภายใต้โครงการ.....	34

สารบัญรูป

	หน้า
2.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบ CMSS.....	7
2.2 บล็อกไดอะแกรมของระบบ PCMSS.....	8
2.3 สัญญาณเซิร์ฟในแกนเวลา-ความถี่ในกรณี M ผู้ใช้งาน.....	10
2.4 กราฟความสัมพันธ์ของค่าสัมประสิทธิ์สัมบูรณ์สูงสุดของสหสัมพันธ์ไขว้ ของสัญญาณเซิร์ฟ.....	11
2.5 กราฟความสัมพันธ์ของค่าผลรวมของค่าสัมประสิทธิ์สัมบูรณ์สูงสุดของ สหสัมพันธ์ไขว้ของสัญญาณเซิร์ฟ.....	11
2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณทางกายภาพ แบบจำลองอ้างอิง และแบบจำลอง กำหนดได้ และค่าที่ได้จากการวัด.....	12
2.7 การหา $\mu_i(t)$ โดยใช้ฟิลเตอร์.....	14
2.8 การหา $\mu_i(t)$ โดยวิธีการไรซ์.....	14
2.9 แบบจำลองของกระบวนการเชิงสถิติ.....	15
2.10 แบบจำลองของกระบวนการกำหนดได้.....	16
2.11 แผนภาพการสร้างช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี.....	16
2.12 แผนภาพการสร้างช่องสัญญาณการจางหายแบบไรเซียน.....	16
2.13 โครงสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม.....	18
3.1 อัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CMSS ในกรณีที่มีจำนวน ผู้ใช้งานในระบบเป็น 8, 16 และ 32 เมื่อไม่มีการจางหายของช่องสัญญาณ.....	21
3.2 อัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS ในกรณีที่มีจำนวน ผู้ใช้งานในระบบเป็น 8, 16 และ 32 เมื่อไม่มีการจางหายของช่องสัญญาณ.....	22
3.3 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CMSS PCMSS และ DSSS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8, 16 และ 32 เมื่อไม่มี การจางหายของช่องสัญญาณ.....	22
3.4 อัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS ในกรณีที่มี จำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 อัตราเฟสเป็น 1.82 และมีการเปลี่ยนแปลงอัตราเซิร์ฟ เท่ากับ 8, 16 และ 32 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบ Rayleigh Fading.....	23

สารบัญรูป(ต่อ)

หน้า

3.5 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CMSS กับระบบ PCMS ในกรณีที่มีผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 อัตราเฟสเป็น 1.82 และมีการเปลี่ยนแปลงอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8, 16 และ 32 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบ Rayleigh Fading.....	24
3.6 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 อัตราเฟสเป็น 1.86 และมีอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ.....	25
3.7 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 อัตราเฟสเป็น 1.94 และมีอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ.....	25
3.8 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 มีอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 การเปลี่ยนแปลงเฟสเท่ากับ 1.82, 1.86 และ 1.94 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบ Nakagami Fading.....	26
3.9 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 มีอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 การเปลี่ยนแปลงเฟสเท่ากับ 1.82 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบราบเรียบและไม่มีปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ซีฟ.....	27
3.10 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 มีอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 การเปลี่ยนแปลงเฟสเท่ากับ 1.82 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบราบเรียบและมีผลกระทบจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ซีฟ.....	27
3.11 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMS กับระบบ CMSS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 มีอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 การเปลี่ยนแปลงเฟสเท่ากับ 1.82 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบ Nakagami ที่ไม่มีผลกระทบจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ซีฟ.....	28
3.12 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMS กับระบบ CMSS กรณีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 อัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 การเปลี่ยนแปลงเฟสเท่ากับ 1.82 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบ Nakagami ที่มีผลกระทบจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ซีฟ	29

คำย่อและสัญลักษณ์

AMPS	Advanced Mobile Phone Service
FDMA	frequency division multiple access
TDMA	Time Division Multiple Access
CDMA	Code Division Multiple Access
σ	ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน (Standard Deviation)
ITU	International Telecommunication Union
GPRS	General Packet Radio Service
CMMA	Chirp Modulation Multiple Access



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ยุคเริ่มต้นของระบบสื่อสารของโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ที่เรียกว่า ยุคที่ 1 หรือ 1G หรือชื่อเต็มๆ คือ First Generation ซึ่งใช้การส่งสัญญาณแบบอนาล็อก ได้แก่ระบบ AMPS (Advanced Mobile Phone Service) โดยใช้ช่วงความถี่ระหว่าง 800MHz ถึง 900MHz โดยมีการใช้เทคโนโลยีการเข้าถึงหลายผู้ใช้ (Multiple Access) แบบ FDMA (frequency division multiple access) ซึ่งเป็นการเข้าถึงแบบแบ่งช่วงความถี่ของแต่ละผู้ใช้งาน จากนั้นได้เปลี่ยนการส่งสัญญาณจากแบบอนาล็อกเดิมไปเป็นแบบดิจิทัลเพื่อเพิ่มจำนวนผู้ใช้งาน ยุค 2G ได้พัฒนามาจากยุค 1G ที่สื่อสารเสียงเพียงอย่างเดียวให้สามารถสื่อสารทั้งเสียงและข้อมูล ซึ่งถือเป็นรูปแบบการสื่อสารข้อมูลแบบดิจิทัลอย่างแท้จริง ระบบโทรศัพท์ในยุคดิจิทัลจะให้เสียงที่คมชัดกว่าเดิม สำหรับความถี่ของระบบโทรศัพท์ในยุค 2G แสดงดังตารางที่ 1.1 จะมีอยู่หลายย่านความถี่ด้วยกันคือ 800,900, 1500 และ 1800 เมกะเฮิร์ตซ์ ในยุค 2G เป็นยุคที่พัฒนาโดยการนำเอาเทคนิคของการเข้าถึงหลายผู้ใช้ทั้ง TDMA (Time Division Multiple Access), FDMA/TDMA และการเข้าถึง CDMA (Code Division Multiple Access) ที่สามารถเพิ่มผู้ใช้ได้ตามอัตราของการเข้ารหัส เป็นต้น

ตารางที่ 1.1 มาตรฐานระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ในยุคที่สอง

	GSM	IS-95(cdmaOne)	PDC
ความถี่ขาขึ้น (MHz)	890-915	824-849	810-830,1429-1453
ความถี่ขาลง (MHz)	935-690	869-894	940-960,1477-1501
ความกว้างช่องสัญญาณ (kHz)	200	1250	25
จำนวนช่องสัญญาณ	1000	~2500	3000
การมอดูเลต	GMSK	BPSK/QPSK	$\pi / 4$ DQPSK
อัตราการบีบอัดเสียง (kbps)	13	1.2-9.6 (เปลี่ยนแปลง)	6.7
อัตราข้อมูลของช่องสัญญาณ (kbps)	270.833	(1.2288 Mchips/s)	42
อัตรารหัสข้อมูล	$\frac{1}{2}$	1/2 (DL) 1/3 (UL)	1/2
การลด ISI/ไคเวอร์ซิตี	อีควอลไลเซอร์	RAKE, SHO	อีควอลไลเซอร์
มัลติเพล็กซ์	TDMA/Slow FH	CDMA	TDMA

ในยุค 2G ได้มีการพัฒนาเป็นยุค 2.5G และ 2.75G ที่เป็นการนำเทคโนโลยีที่การรองรับการสื่อสารข้อมูลทั้งภาพและเสียงที่มีความเร็วที่สูงมากขึ้น เทคโนโลยีที่เป็นที่รู้จักกันก็คือ บริการ GPRS (General Packet Radio Service) ,EDGE (Enhanced Data Rate for Global Evolution) และเทคโนโลยีของ WCDMA/CDMA2000 1x มาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่ 2.5G หรือ 2.75G แม้จะสามารถรองรับการสื่อสารแบบข้อมูลได้ แต่มีข้อจำกัดของเครือข่าย 2G เดิม ไม่ว่าจะเป็นมาตรฐาน GSM หรือ CDMA ทำให้ผู้ใช้บริการเครือข่ายไม่อาจบริหารจัดการทรัพยากรเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้อย่างคล่องตัว เนื่องจากอุปกรณ์ที่มีการติดตั้งใช้งานมาตั้งแต่การเปิดให้บริการในยุค 2G ล้วนเป็นเทคโนโลยีเก่า มีการทำงานแบบ TDMA ซึ่งเป็นเทคโนโลยีเก่า ต้องจัดสรรวงจรให้กับผู้ใช้งานตายตัวไม่สามารถนำทรัพยากรเครือข่ายมาใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพ แม้เมื่อมีการพัฒนาเทคโนโลยี GPRS และ EDGE ซึ่งถือเป็นการเสริมเทคโนโลยีสื่อสารข้อมูลแบบแพ็กเก็ตสวิตซิง (Packet Switching) แต่เทคโนโลยีทั้ง 2 ประเภทนี้ก็ถือว่าเป็นเพียงการต่อยอดบนเครือข่ายแบบเดิม โดยเฉพาะอย่างยิ่งกับการจัดสรรวงจรสื่อสารผ่านคลื่นความถี่วิทยุจากสถานีฐานไปยังเครื่องลูกข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ ทำให้ไม่สามารถเปิดให้บริการการสื่อสารข้อมูล ได้อย่างเต็มรูปแบบ เนื่องจากจะทำให้เกิดผลกระทบต่อวงจรสื่อสารเสียงมากจนเกินไป ทำให้ต้องมีการเปลี่ยนแปลงเทคโนโลยีมาเป็นยุคของ 3G ที่มีความสามารถรองรับการทำงานได้

ITU (International Telecommunication Union) ได้พัฒนามาตรฐาน IMT 2000 (International Mobile Telephone 2000) สำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ในยุคที่สามที่สื่อสารด้วยความเร็วสูงรองรับการใช้งาน เช่น บริการบรอดแบนด์อินเทอร์เน็ตแอกเซส เกมส์และวิดีโอ เป็นต้น ประกอบด้วย 2 มาตรฐานที่แข่งขันกันคือ W-CDMA ที่เสนอโดย 3GPP1 (Third Generation Partnership Project 1) และ cdma2000 ที่เสนอโดย 3GPP2 รายละเอียดดังตารางที่ 1.2

ตารางที่ 1.2 มาตรฐานระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ในยุคที่สาม [Goldsmith, 2005]

มาตรฐาน 3G	cdma2000				W-CDMA		
	1X	1XEV-DO	1XEV-DV	3X	UMTS	FOMA	J-Phone
มาตรฐานย่อย							
แบนด์วิดท์ของสัญญาณ (MHz)	1.25	1.25		3.75	5		
อัตราชิพ (Mchips/s)	1.2288			3.6864	3.84		
อัตราข้อมูลสูงสุด (Mbps)	0.144	2.4	4.8	5-8	2.4 (8-10 ด้วย HSDPA)		
การมอดูเลต	QPSK (DL), BPSK (UL)						
การเข้ารหัส	คอนโวลูชัน (อัตราเร็วต่ำ) เทอร์โบ (อัตราเร็วสูง)						
การควบคุมกำลัง	800 Hz				1500 Hz		

ทั้งสองมาตรฐานจะใช้ CDMA ที่ควบคุมกำลังและเครื่องรับแบบ RAKE แต่มีอัตราการใช้และรายละเอียดทางเทคนิคที่ต่างกัน มาตรฐานที่ 3 TD-SCDMA ที่เสนอโดยประเทศจีนที่ต่างจากมาตรฐาน 3G อื่นๆ สัญญาณเชื่อมโยงขาขึ้นและลงจะใช้ TDD แทน FDD และมีการจัดสรรช่องสัญญาณขาขึ้นและลงต่างกัน

มาตรฐานยุค 4G (Forth Generation) เป็นเทคโนโลยีสื่อสารที่ต้องสามารถรองรับการสื่อสารข้อมูลที่มีอัตราเร็ว 10-100Mbps จนถึง 1 Gbps สูงเหนือกว่า 3G มาก ความโดดเด่นของ 4G คือ ถูกออกแบบมาเพื่อการใช้งานบนเครือข่ายทุกเครือข่ายและได้ทุกพื้นที่ทุกเวลา เทคโนโลยีที่รู้จักกันคือ HSDPA (High Speed Downlink Packet Access), UMTS (Universal Mobile Telecommunication System), Wi-MAX, OFDM, MC-CDMA, UWB และ All IP Network

ความแตกต่างในแต่ละยุคของการสื่อสารไร้สายอาจแบ่งได้เป็นสามส่วน คือ ระบบที่เป็นอนาล็อกในยุคที่ 1 กับในยุคหลังที่เป็นแบบดิจิทัล ส่วนที่สองคือความต่างด้านเทคโนโลยี ในการจัดการข้อมูลและการจัดการเข้าถึงหรือระบบแบนด์แคป (ในยุคที่ 1 และ 2) และแบนด์กว้าง (ในยุคที่ 3 และ 4) ส่วนที่สามเป็นส่วนที่แสดงให้เห็นถึงการแบ่งยุคของข้อมูลอย่างชัดเจนคือ อัตราการส่งข้อมูล (Bit Rate) ซึ่งในตารางการเปรียบเทียบยุคที่ 3 และ 4 แสดงในบทต่อไป

เทคนิคของการจัดการเข้าถึงของหลายผู้ใช้งานในยุคที่ 4 นี้ได้จากเทคนิคที่เราเคยใช้เดิมในยุคแรกๆที่เรารู้จักคือ TDMA, FDMA, CDMA OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access), ระบบแบบ Hybrid และระบบที่เราเสนอ CMMA (Chirp Modulation Multiple Access) ซึ่งเป็นการจัดการเข้าถึงด้วยการใช้สัญญาณเชิร์ฟ

ในการสื่อสารไร้สายยุค 4G เทคนิคที่นิยมนำมาใช้คือการสื่อสารแบบแบนด์กว้าง (Wideband) ก็คือเทคนิคการทำสเปกตรัม (Spread Spectrum) ซึ่งประโยชน์ที่ได้คือ สามารถเพิ่มความจุของระบบหรืออัตราการรับส่งข้อมูลให้สูงขึ้นได้ และลดการใช้พลังงานของระบบ ซึ่งหนึ่งในเทคนิคที่นิยมนำมาใช้คือการมอดูเลตด้วยสัญญาณเชิร์ฟ (Chirp Modulation) เป็นเทคนิคที่นิยมนำไปใช้ในงานด้านเรดาร์ (Radar Application)

ปัญหาอย่างหนึ่งที่เกิดขึ้นบ่อยครั้งในการสื่อสาร กรณีหลายผู้ใช้คือการแทรกสอดเนื่องจากหลายผู้ใช้งาน (Multiple Access Interference) ซึ่งมีสาเหตุมาจากค่านับบางช่วงในชุดรหัส PN ของสองผู้ใช้เกิดบังเอิญมีค่าเท่ากันจึงทำให้ ณ ช่วงเวลานั้นมีการส่งแคว่ความถี่ย่านเดียวกันขึ้นมาใช้งาน จึงไม่สามารถตรวจจับได้ว่าข้อมูลไหนเป็นของผู้ใช้รายใด ผลที่เกิดขึ้นคือความน่าจะเป็นอย่างมากที่จะเกิดความผิดพลาดของข้อมูลที่รับได้ จึงเป็นปัญหาที่มีอิทธิพลกับระบบนี้มาก เพราะเป็นเหตุการณ์ที่เกิดขึ้นอยู่ตลอดเวลา โดยเราต้องการหาประสิทธิภาพของระบบ CMSS ที่สามารถรองรับผู้ใช้งานที่มากขึ้น และอัตราการส่งข้อมูลที่สูงในการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4

ในงานวิจัยฉบับนี้จะทำการวิเคราะห์สมรรถนะของวิธีการรับส่งข้อมูลด้วยเทคนิคซีร์ฟมอดูเลชันสเปกตรัมสเปคตรัมคือมีช่วงของแถบความถี่กว้างทำให้ช่วยลดปัญหาในการพบกับสภาพแวดล้อมแบบมัลติพาร์ทและยังสามารถลดความซับซ้อนของวงจรและค่าใช้จ่ายได้ ซึ่งในการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบนั้นได้ทำการจำลองระบบในลักษณะหลายผู้ใช้งานบนช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ พิจารณาปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟ (Doppler shift) ประสิทธิภาพของระบบเมื่อมีจำนวนผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น ภายใต้มาตรฐานการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษาวิจัย

1.2.1 ศึกษาการทำงานของกรสเปกตรัมสเปคตรัมโดยเทคนิคซีร์ฟมอดูเลชัน

1.2.2 ศึกษาการทำงานของสัญญาณซีร์ฟเมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณการจางหาย ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟ อัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ (Chirp Rate) และการเปลี่ยนแปลง ว่ามีผลอย่างไรต่อระบบ

1.2.3 ศึกษาการทำงานเมื่อมีการเพิ่มจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มมากขึ้นศึกษาการใช้แบบจำลองในการวิเคราะห์ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อใช้งานภายใต้มาตรฐานของการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ประสิทธิภาพของระบบ CMSS (Chirp Modulation Spread Spectrum) และ PCMSS (Phase Chirp Modulation Spread Spectrum) ที่ทำการศึกษา จะเปลี่ยนแปลงเมื่อผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ ซึ่งกระบวนการเฟสซีร์ฟมอดูเลชันสเปกตรัมเมื่อผ่านช่องสัญญาณการจางหายจะทำให้สมรรถนะของระบบลดลงและในทางกลับกันเมื่อเพิ่มอัตราการซีร์ฟเพิ่มมากขึ้นสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของระบบและจำนวนผู้ใช้งานเพิ่มมากขึ้น เมื่อทำการจำลองผลภายใต้มาตรฐานการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

ในระบบการสื่อสารไร้สายยุคที่ 4 ต้องการการส่งข้อมูลที่มีอัตราส่งผ่านที่สูง ถูกต้อง แต่ต้องอยู่ในแบนด์วิดท์จำกัด และเทคนิคที่นิยมนำมาใช้ในระบบแบนด์กว้างคือ การสเปกตรัมสเปคตรัม ซึ่งปัญหาที่เกิดขึ้นมากของเทคนิคนี้คือ การแทรกสอดจากการที่มีจำนวนผู้ใช้เพิ่มมากขึ้น รวมถึงการลดทอนจากการเกิดช่องสัญญาณการจางหาย ซึ่งสามารถแก้ไขปัญหานี้ได้ด้วยการใช้สัญญาณซีร์ฟ โดยเทคนิคการซีร์ฟ เป็นเทคนิคที่มีคุณสมบัติที่น่าสนใจ คือช่วยลดปัญหาการแทรกสอดเนื่องจากการเข้าถึงหลายทางและยังสามารถลดผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดแบบอื่นๆ ได้ดีอีกด้วย (Interference Rejection) โดยแนวคิดหลักของงานวิจัยฉบับนี้คือ นำเทคนิคซีร์ฟมาประยุกต์ใช้ในการสร้างการมอดูเลต ที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเฟส เพื่อการเปลี่ยนแปลงและความถี่ให้แต่ละผู้ใช้มีค่าที่ต่างกัน เพื่อให้แต่ละผู้ใช้มีลักษณะทางเฟส และความถี่ที่แตกต่างกันบนมาตรฐานของการสื่อสารไร้สายยุคที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ 4

1.5 ขอบเขตการวิจัย

ในงานวิจัยฉบับนี้ได้มีขอบเขตการวิจัยดังต่อไปนี้

1.5.1 ศึกษาค้นคว้าวิธีการออกแบบเทคนิคการสเปกตรัมโดยใช้เฟสเชิร์ฟมอดูเลชัน

1.5.2 ทำการจำลองการทำงานของระบบเชิร์ฟมอดูเลชัน (Chirp Modulation) ที่ใช้การมอดูเลตแบบเดิมและการมอดูเลตแบบเฟสเชิร์ฟมอดูเลชัน (Phase Chirp Modulation) เพื่อหาค่าอัตราการผิดพลาดของข้อมูลมาทำกราฟแสดงการเปรียบเทียบกับระบบ Direct Sequence แบบเดิม

1.5.3 ทำการจำลองแบบช่องสัญญาณรบกวนขาว (AWGN) และช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ เพื่อหาค่าอัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้จากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณนั้น เพื่อความหลากหลายที่อาจเกิดขึ้นได้ตามแต่ละภูมิภาค

1.5.4 ทำการจำลองศึกษาผลของตัวแปรเสริมการจางหาย ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟ และอัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ (Chirp Rate) ว่ามีผลอย่างไรต่อระบบ

1.5.5 สรุปผลการศึกษามรรณะของระบบทั้งสองในเงื่อนไขสภาวะต่างๆ



บทที่ 2

เทคนิคเชิร์ฟมอดูเลชันสเปกตรัมสเปคตรัมสำหรับการสื่อสารไร้สายยุคที่ 4

สัญญาณเชิร์ฟ เป็นเทคนิคของการมอดูเลตแบบ Linear Frequency Modulation ซึ่งใช้สำหรับการสื่อสารแบบหลายผู้ใช้งานที่มีพลังงานและแบนด์วิดท์ที่เท่ากัน [11] การวิเคราะห์เพื่อการประมาณค่าของการแทรกสอดจากหลายผู้ใช้งาน และอัตราความผิดพลาดของบิต ของเทคนิค Chirp modulation spread spectrum แบบเดิม เสนอใน [13] เทคนิคการเชิร์ฟนิยมนำมาใช้หลายลักษณะ เช่น ในการสื่อสารโซนาร์ และเรดาร์ เนื่องจาก สัญญาณเชิร์ฟให้ระยะที่แม่นยำในการประมาณค่าเพื่อแก้ไขปัญหาของการเกิดดอปเปลอร์ชิฟดีกว่าพัลซชชนิดอื่น ป้องกันสัญญาณรบกวน ให้ประสิทธิภาพสูงในแบนด์วิดท์ที่จำกัด ไม่ต้องการการซิงโครไนซ์ มีคุณสมบัติอัตโนมัติข้ามด้านลบ (negative cross correlation) มากกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณแบบไซน์ (Sinusoidal) และทนต่อการรบกวนที่เกิดจากช่องสัญญาณการจางหาย และปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟ

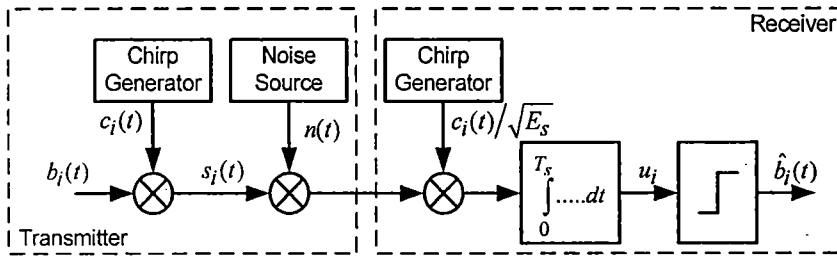
ในการเข้าถึงแบบหลายผู้ใช้งาน เทคนิคของเฟสเชิร์ฟมอดูเลชันที่นำเสนอ จะใช้สัญญาณแบบแอนติโพดอล (Antipodal) ด้วยการเลือกค่าอัตราการเชิร์ฟและเฟสที่เหมาะสม ทำให้ประสิทธิภาพของระบบดีขึ้นในการสื่อสารไร้สายเคลื่อนที่ เมื่อผู้ใช้งานมีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วสูง สัญญาณที่รับได้จะเกิดการแกว่งขึ้นเนื่องจากผลกระทบจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟ และการจางหายแบบเลื่อนความถี่ ส่งให้การตีเทคข้อมูลทางด้านรับเกิดความผิดพลาด ในงานวิจัยฉบับนี้ได้ทำการพัฒนา เทคนิคเฟสเชิร์ฟมอดูเลชันสเปกตรัมสำหรับการใช้งานในการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 เพื่อแก้ปัญหการจางหายและเพิ่มประสิทธิภาพของระบบเดิม โดยได้ทำการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดของบิตของระบบ DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum), CMSS (Chirp Modulation Spread Spectrum) และ PCMSS (Phase Chirp Modulation Spread Spectrum) บนช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างและบนสภาวะที่มีปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟ รวมถึงการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดของบิตกับจำนวนของผู้ใช้งานที่เพิ่มขึ้นด้วย

2.1 การออกแบบจำลองของระบบมอดูเลชันสเปกตรัมสเปคตรัมด้วยสัญญาณเชิร์ฟ

2.1.1 ระบบเชิร์ฟมอดูเลชันสเปกตรัมสเปคตรัม (Chirp Modulation Spread Spectrum)

จากการสเปกตรัมสเปคตรัมด้วยการมอดูเลตโดยใช้สัญญาณเชิร์ฟ (CMSS) แสดงในรูปที่ 2.1 จากรูปเป็นแบบจำลองของระบบสำหรับ M ผู้ใช้งาน

การมอดูเลชันสเปกตรัมสเปคตรัมด้วยการโดยใช้สัญญาณเชิร์ฟเสนอใน [13]. เป็นระบบที่ใช้ในการสื่อสารแสดงดังรูปที่ 2.1 ที่เครื่องส่งสัญญาณทุกผู้ใช้งานจะทำการส่งข้อมูลดังสมการ $b_i(t) \in \{-1, +1 | 0 \leq t \leq T_s\}$ มีกำลังงานส่ง $P_i, i=1,2,\dots,M$ โดย T_s เป็นค่าช่วงเวลาของบิต กำหนดให้ทุกผู้ใช้งานใช้กำลังงานของบิตที่เท่ากันคือ $P_i = P_v i$ ระบบนี้จะเป็นการส่งสัญญาณแบบบิตซึ่งง่ายในการพัฒนาเป็นการส่งแบบสัญลักษณ์ อย่างไรก็ตามสัญญาณที่ส่งนั้นใช้ในการเรียนการสอนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ 6



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบ CMSS

(Symbol) ต่อไป การสเปรดดิ้งและการแปลงความถี่แคเรียร์ f_c ทำได้โดยการคูณด้วยสัญญาณ chirp จะได้สัญญาณส่งดังนี้

$$s_i(t) = b_i(t)c_i(t) \quad (2.1)$$

ทุกผู้ใช้งานมีค่าสัญญาณ chirp ที่แตกต่างกันในชุดของสัญญาณการสเปรด เมื่อสัญญาณส่งคือ

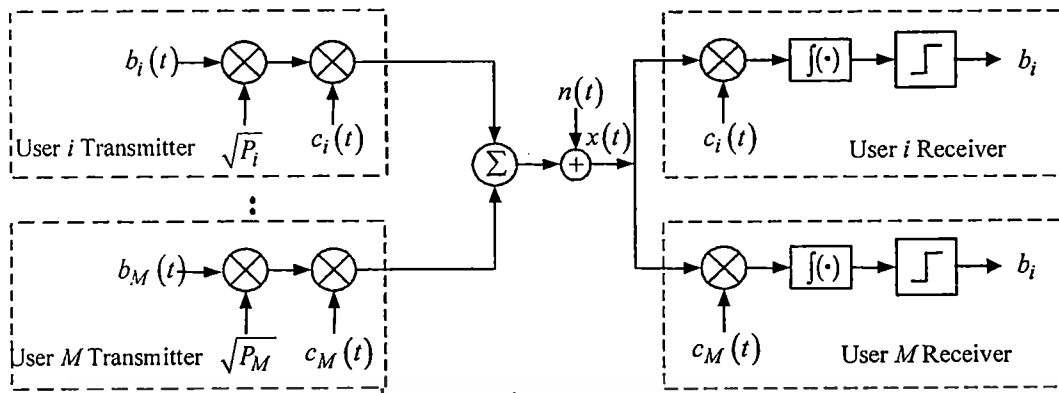
$$c_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos(2\pi f_c t + \pi\alpha_i^a t^2 + \pi\theta_i^a), & 0 \leq t < \frac{T_s}{2} \\ \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos \left[2\pi f_c t + 2\pi\alpha_i^a \frac{T_s}{2} \left(t - \frac{T_s}{2} \right) + \pi\alpha_i^b \left(t - \frac{T_s}{2} \right)^2 + \pi\theta_i^b \right], & \frac{T_s}{2} \leq t < T_s \end{cases} \quad (2.2)$$

ข้อมูลแบบไบนารี $b_i(t) \in \{-1, +1 | 0 \leq t \leq T_s\}$ ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณ chirp ที่เป็นเชิงเส้น $c_i(t)$ ที่มีพลังงาน E_s ที่จุดกึ่งกลางของความถี่แคเรียร์ f_c ซึ่ง $\alpha_i^a, \alpha_i^b \in \mathbb{R}^+$ คือค่าอัตรา chirp และ $\theta_i^a, \theta_i^b \in \mathbb{R}$ คือค่าของเฟสเริ่มต้น และทุกผู้ใช้งานจะมีแบนด์วิดท์เท่ากันคือ

$$W_c = (\alpha_i^a + \alpha_i^b) \frac{T_s}{2} \quad (2.3)$$

2.1.2 ระบบเฟส chirp มอดูเลชันสเปรดสเปคตรัม (Phase Chirp Modulation Spread Spectrum)

การมอดูเลชันสเปรดสเปคตรัมด้วยการโดยใช้สัญญาณ chirp เฟส (PCMSS) จะใช้สำหรับช่องสัญญาณที่มีการเข้าถึงแบบหลายผู้ใช้งาน โดยแบบจำลองของระบบแสดงดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของระบบ PCSS

ทุกผู้ใช้งานจะมีค่าสัญญาณเซิร์ฟ $c_i(t)$ ที่แตกต่างกันในช่วงของสัญญาณการสเปรดได้สัญญาณที่ใช้ส่งคือ

$$c_i(t) = \begin{cases} \sqrt{2} \cos \left[2\pi f_c t + i\pi\Delta\bar{\alpha} \left(t^2 + \bar{\theta} \right) \right], & 0 \leq t < \frac{T_s}{2} \\ \sqrt{2} \cos \left[2\pi f_c t + 2\pi\Delta\bar{\alpha} \frac{T_s}{2} \cdot \left[\left(t - \frac{T_s}{2} \right) + \pi\Delta\bar{\alpha} \left(t - \frac{T_s}{2} \right)^2 + \pi\Delta\bar{\alpha}\bar{\theta} \right] \right], & \frac{T_s}{2} \leq t < T_s \end{cases} \quad (2.4)$$

เมื่อ $\Delta\bar{\alpha} \in \mathbb{R}^+$ คือค่าของอัตราการเซิร์ฟ และ $\bar{\theta} \in \mathbb{R}$ คือเฟสสำหรับสัญญาณการสเปรด การเซิร์ฟที่เป็นเชิงเส้นจะทำให้ทุกผู้ใช้งานมีแบนด์วิดท์และกำลังงานที่เท่ากัน ค่าพารามิเตอร์อัตราของการเซิร์ฟ $\Delta\bar{\alpha}$ และค่าพารามิเตอร์การเปลี่ยนแปลงเฟส $\bar{\theta}$ จะส่งผลอย่างมากต่อประสิทธิภาพของระบบ ซึ่งทุกผู้ใช้งานมีแบนด์วิดท์ที่เท่ากันคือ

$$B = \frac{\Delta\bar{\alpha}}{2T_s} \quad (2.5)$$

ค่าอัตราการเซิร์ฟจะขึ้นอยู่กับค่าของแบนด์วิดท์และจำนวนของผู้ใช้งาน ซึ่งได้ตั้งสมการ $\Delta\bar{\alpha} = 2BT_s/M$ และค่าของเฟส $\bar{\theta}$ จะสามารถหาได้จากการคำนวณหาได้ค่าที่น้อยที่สุดจากทุกๆค่าของสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Cross Correlation Coefficient) ค่าของเซิร์ฟจะต้องมีค่ามากกว่า 1 ($\Delta\bar{\alpha} \geq 1$) เพื่อให้มีรหัสของการสเปรดดีง หากมีค่าน้อยกว่าจะทำให้เกิดช่องว่างเวลากับความถี่ซึ่งเป็นผลให้ระบบไม่ได้รับ รหัสสุ่ม (Pseudo Random) ซึ่งเป็นผลให้ระบบเกิดการแทรกสอดจากหลายผู้ใช้งานได้ ค่าของการนอมอลไลซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ 8

เวลาและแบนด์วิด (Normalized Time-Bandwidth Product) ถูกใช้สำหรับวัดเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบที่พัฒนาดังนี้

$$TB = \frac{T_s B}{M} \quad (2.6)$$

อัตราความผิดพลาดของบิตของระบบ PCMSS และ CMSS หาได้จาก [11]

$$BER = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \frac{1}{2^{M-1}} \sum_{B_i} Q \left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \left[1 - \sum_{j=1}^M b_j(t) \rho_{ij} \right] \right) \quad (2.7)$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2}} \operatorname{erfc}(x) \quad (2.8)$$

เมื่อ $B_i = \{b_j(t) \in \{-1, +1\} | j=1, 2, \dots, M; j \neq i\}$ เป็นตัวประกอบย่อยของทุกผู้ใช้งาน $i=1, 2, \dots, M$ ซึ่งจะให้ค่าของสมการพื้นฐานของความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดของบิต

ในระบบ M ช่องสัญญาณของแต่ละผู้ใช้งาน จะมีการแบ่งด้วยค่า เส้นความชันที่ชันนากัน (Parallel-sloped slices) ของแบนด์วิดที่ร่วมกันระหว่าง โดเมนเวลาและความถี่ (Time-frequency domain) เมื่อเปรียบเทียบกับระบบเดิมที่มีอยู่ คือ TDMA ซึ่งเส้นความชันของช่องสัญญาณจะชันนากับแกนเวลา และ FDMA ที่ความชันของช่องสัญญาณจะชันนากับแกนความถี่

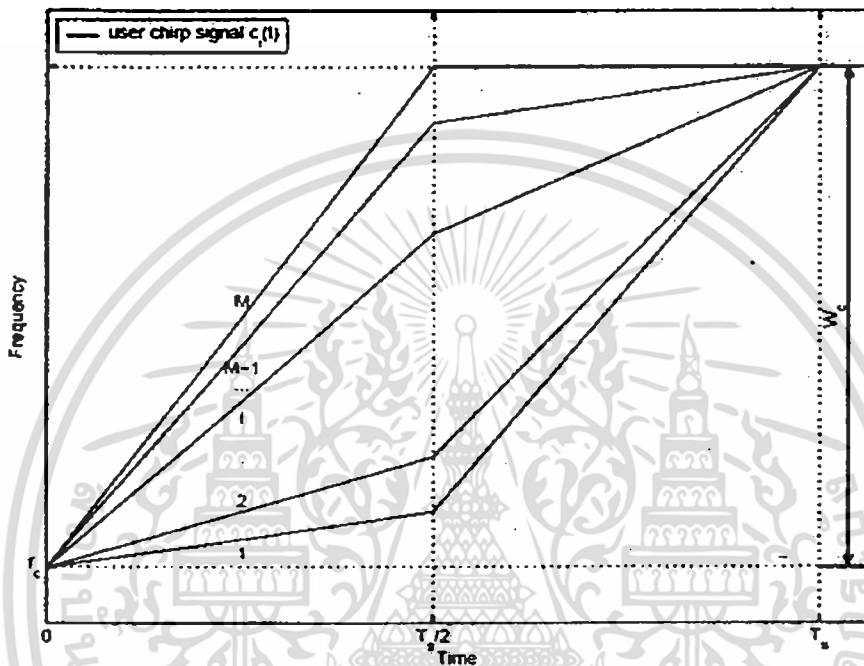
ทุกผู้ใช้งานจะทำการส่งสัญญาณ $s_i(t)$ ผ่านช่องสัญญาณการจางหาย โดยจางหายนี้มีผลกระทบเฉพาะแอมพลิจูดของสัญญาณ มีค่าเวลาที่โคฮีเรนซ์ T_c ที่มีค่ามากกว่าช่วงเวลาของบิต T_b เรากำหนดให้ช่องสัญญาณ ไม่มีการตีเลยและระบบซิงโครไนซ์กัน

ช่องสัญญาณแบบ Additive White Gaussian Noise (AWGN) ที่ใช้ในการคำนวณจะมีค่ามีน (Mean) เป็นศูนย์ และมีวาเรียน (Variance) เท่ากับ $N_0/2$ ซึ่งนำมารวมกับสัญญาณที่ส่งจะได้

$$r(t) = \sum_{i=1}^M s_i(t) + n(t) \quad (2.9)$$

ตัวรับของทุกผู้ใช้งานจะมีการนำสัญญาณที่รับได้ $r(t)$ ไปคูณกับโคฮีเรนซ์ โดยมีการสร้างสัญญาณการสปรอดิงพลังงานของยูนิต $c_i(t)$ และทำการอินทิเกรตผลที่ได้ในแต่ละช่วงเวลาของแต่ละซิมโบล ซึ่งจะ
ได้รับค่าตัวแปรที่ใช้ในการตัดสินใจ การประมาณระดับของสัญญาณการตีเทคสำหรับข้อมูลที่ส่งมา จะได้
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การตีเทคทางสัญญาณ (Sign of the decision variable) ของตัวแปรที่ตัดสินใจออกมาได้ ด้านรับจะใช้ตัวรับแบบออสซิลโลแกรม (Correlation receiver) โดยค่าสัมประสิทธิ์ของ ออสซิลโลแกรมข้าม (Cross-correlation coefficient) คำนวณได้จากสัญญาณที่รับได้กับ รหัสการสเปคตรัมที่โคฮีเรนต์ ในระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง สัญญาณเซิร์ฟจะทำการสเปคตรัมทุกช่วงเวลาบิต



รูปที่ 2.3 สัญญาณเซิร์ฟในแกนเวลา-ความถี่ในกรณี M ผู้ใช้งาน

ค่าสัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross Correlation Coefficient) ระหว่างสัญญาณเซิร์ฟที่ส่งและรับสามารถหาได้จากสมการที่ (2.10)

$$\rho_{ij} = \frac{1}{E_s} \int_0^{T_s} c_i(t)c_j(t)dt \quad (2.10)$$

ซึ่งสัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ไขว้มีค่าประมาณ

$$\rho_{ij} \approx \frac{1}{2} \int_0^{1/2} \cos \left[(i-j)\pi\Delta\alpha_{ij}(\tau^2 + \theta) \right] + \cos \left[(i-j)\pi\Delta\alpha_{ij} \left[\tau - \tau^2 + \frac{\theta^2}{4} \right] \right] dt \quad (2.11)$$

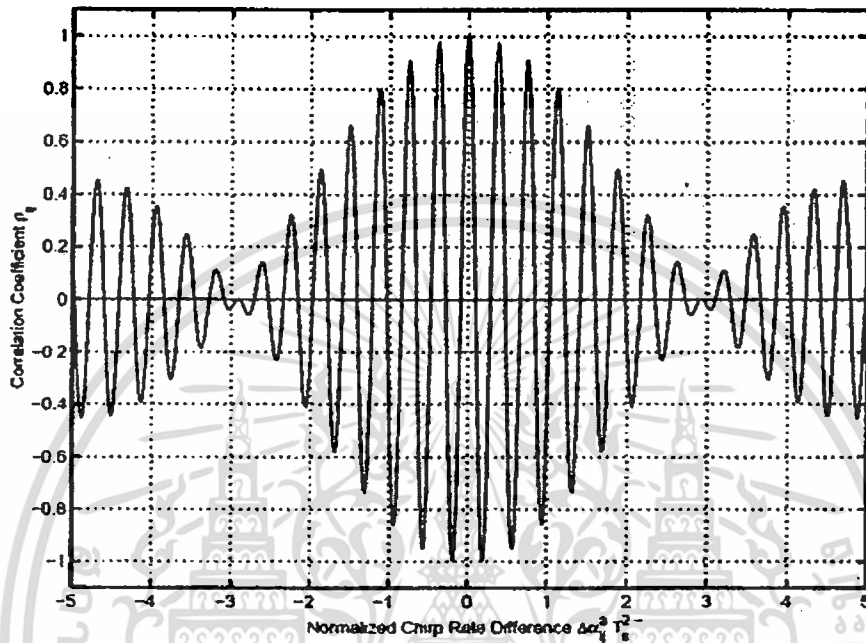
ซึ่ง ρ_{ij} จะขึ้นอยู่กับความแตกต่างของอัตราเซิร์ฟ และค่าของเฟสเริ่มต้น

โดยที่ค่าของสัมประสิทธิ์สัมพันธ์สูงสุดของสหสัมพันธ์ไขว้ (Maximum Absolute Cross Correlation Coefficient) แสดงได้ดังสมการที่ (2.12)

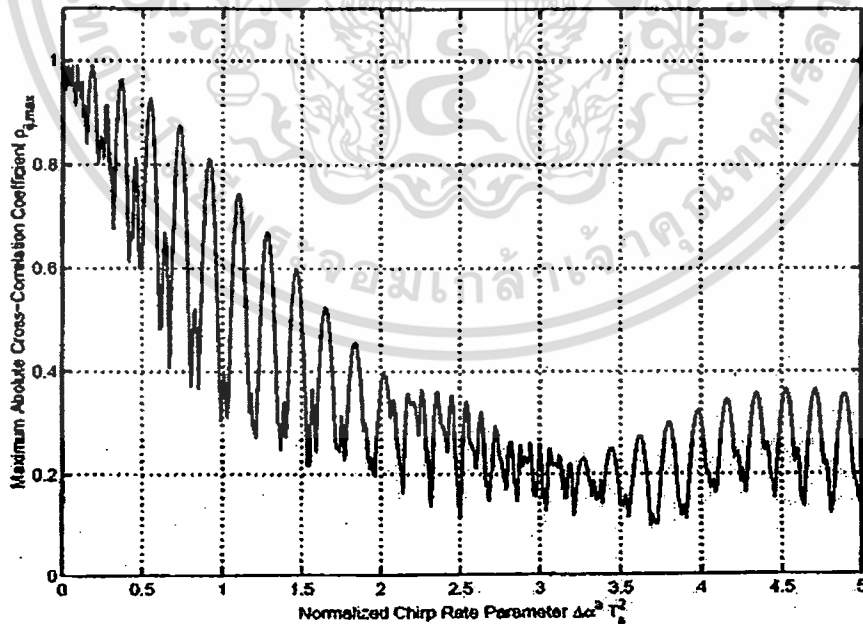
$$\rho_{sum,max} = \max_{i=1,2,\dots,M} \sum_{j=1, j \neq i}^M |\rho_{ij}| \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่กราฟแสดงความสัมพันธ์ของค่าสัมประสิทธิ์สัมพันธ์สูงสุดของสหสัมพันธ์ไขว้ของสัญญาณซีร์ฟแสดงดังรูปที่ 2.4 และกราฟแสดงความสัมพันธ์ของค่าผลรวมของค่าสัมประสิทธิ์สัมพันธ์สูงสุดของสหสัมพันธ์ไขว้ของสัญญาณซีร์ฟแสดงดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.4 กราฟความสัมพันธ์ของค่าสัมประสิทธิ์สัมพันธ์สูงสุดของสหสัมพันธ์ไขว้ของสัญญาณซีร์ฟ



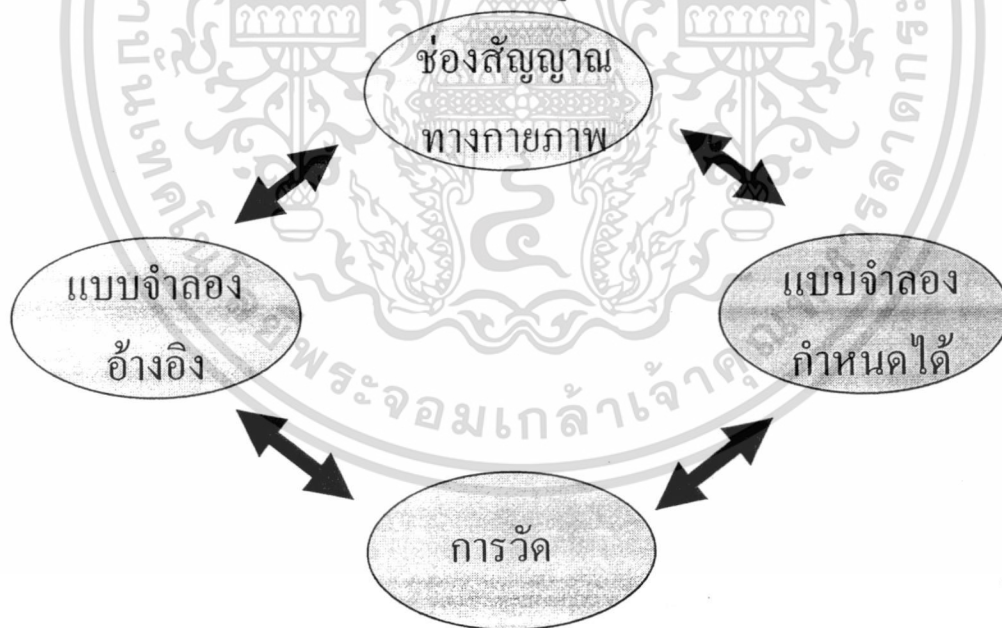
รูปที่ 2.5 กราฟความสัมพันธ์ของค่าผลรวมของค่าสัมประสิทธิ์สัมพันธ์สูงสุดของสหสัมพันธ์ไขว้ของสัญญาณซีร์ฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณการจางหาย

2.2.1 แบบจำลองของช่องสัญญาณแบบเรย์ลีและโรเซียน

วิธีการสร้างแบบจำลองในปัจจุบันมีความสำคัญอย่างมาก โดยวิธีการเหล่านี้ไม่เพียงแต่สามารถที่จะเป็นแบบจำลองคุณสมบัติทางสถิติลำดับที่หนึ่ง เช่น ค่าฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของแอมพลิจูดบนช่องสัญญาณได้เท่านั้น ยังสามารถที่จะพิจารณาค่าคุณสมบัติทางสถิติลำดับที่สอง เช่น ค่า Level-crossing rate (LCR) ได้ด้วยซึ่งแบบจำลองเหล่านี้มีหลักการที่สำคัญอยู่ 2 ประการ ประการแรกจะเป็นการหาแบบจำลองของช่องสัญญาณที่สามารถอธิบายได้ด้วยกระบวนการเชิงสถิติ (Stochastic Process) [23,24,25] ในอุดมคติ ซึ่งเหมาะสำหรับใช้ในการเป็นแบบจำลองของช่องสัญญาณแบบ Frequency Selective และ Frequency Flat โดยเราเรียกแบบจำลองทั้งสองชนิดว่า แบบจำลองอ้างอิง (Reference Model) ส่วนประการที่สองจะเป็นการหาแบบจำลองที่มีประสิทธิภาพและความยืดหยุ่นเพียงพอที่จะใช้แทนช่องสัญญาณซึ่งมีอยู่หลายรูปแบบที่เราเรียกว่า แบบจำลองกำหนดได้ (Deterministic Model) โดยรูปที่ 2.6 แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณทางกายภาพ แบบจำลองอ้างอิง และแบบจำลองกำหนดได้ ซึ่งคุณภาพของแบบจำลองอ้างอิงและแบบจำลองกำหนดได้ จะประเมินจากค่าคุณสมบัติต่างๆ กับค่าที่ได้จากการวัดจากช่องสัญญาณจริง



รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณทางกายภาพ แบบจำลองอ้างอิง และแบบจำลองกำหนดได้ และค่าที่ได้จากการวัด

เมื่อสัญญาณถูกส่งไปยังเครื่องรับ สภาพแวดล้อมแต่ละแบบจะทำให้สัญญาณเกิดการหักเห เบี่ยงเบน และกระจายออกเป็นหลายทิศทาง ซึ่งถ้าเส้นทางสัญญาณตรงถูกบดบังโดยวัตถุบางอย่างแบบจำลองที่ ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหมาะสมควรจะเป็นแบบเรย์ลี แต่ถ้าสัญญาณที่รับได้มีส่วนที่เป็นเส้นทางสัญญาณตรงควรจะอ้างอิงโดยแบบจำลองไรเซียน โดยสามารถอธิบายกระบวนการสร้างแบบจำลองทั้ง 2 นี้ ได้จากผลรวมส่วนประกอบต่างๆ ของสัญญาณที่รับได้ $\mu(t)$ ซึ่งอยู่ในรูป

$$\mu(t) = \mu_1(t) + j\mu_2(t) \quad (2.13)$$

โดยที่ $\mu_1(t)$ และ $\mu_2(t)$ เป็นค่าจากกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ (Gaussian Random Process) กำหนดให้ค่าความแปรปรวนของ $\mu_i(t)$ มีค่า $Var[\mu_i(t)] = \sigma_0^2 (i=1,2)$ ค่าความแปรปรวนของ $\mu(t)$ เป็น $Var[\mu(t)] = 2\sigma_0^2$ จากนั้นให้ค่าเส้นทางสัญญาณตรง (Line of sight) ของสัญญาณที่รับได้เป็น

$$m(t) = m_1(t) + jm_2(t) = \rho e^{j(2\pi f_p t + \theta_p)} \quad (2.14)$$

โดยที่ ρ , f_p และ θ_p เป็นค่าแอมพลิจูด ความถี่ดอปเปลอร์ และเฟสของเส้นทางสัญญาณตรงตามลำดับ ซึ่งสัญญาณที่รับรู้ได้เป็นผลรวมของส่วนที่กระจาย และส่วนที่เป็นเส้นทางสัญญาณตรง โดยผลรวมนี้จะเป็น

$$\mu_p(t) = \mu_{p1}(t) + j\mu_{p2}(t) = \mu(t) + m(t) \quad (2.15)$$

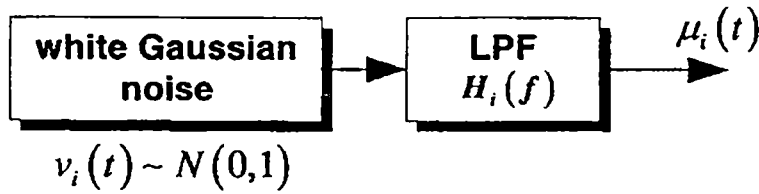
แบบจำลองเรย์ลีที่ไม่มีเส้นทางสัญญาณตรงจะมีค่าเป็นค่าสัมบูรณ์ของสมการ (2.13) จะได้

$$\xi(t) = |\mu(t)| = |\mu_1(t) + j\mu_2(t)| \quad (2.16)$$

และค่าสัมบูรณ์จากสมการ (2.15) จะเป็นแบบจำลองไรซ์

$$\xi(t) = |\mu_p(t)| = |\mu(t) + m(t)| \quad (2.17)$$

สังเกตว่าการหาแบบจำลองเรย์ลีและไรซ์ จะได้จากกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ ซึ่งแบบจำลองที่ใช้ในการหากระบวนการสุ่มแบบเกาส์ มีอยู่ 2 วิธี คือ การใช้ฟิลเตอร์และวิธีการไรซ์ โดยรูปที่ 2.7 แสดงถึงการใส่ฟิลเตอร์ เมื่อกำหนดให้สัญญาณเกาส์สีขาว (white Gaussian noise) $v_i(t)$ เป็นอินพุทของฟิลเตอร์แบบไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (time-invariant filter) มีฟังก์ชันถ่ายโอน $H_i(f)$ เป็นแบบอุดมคติ คือสามารถใช้ได้กับทุกค่าการตอบสนองทางความถี่ ซึ่งถ้า $v_i(t) \sim N(0,1)$ เราจะได้ค่า $\mu_i(t)$ ที่เอาท์พุทของฟิลเตอร์เป็น

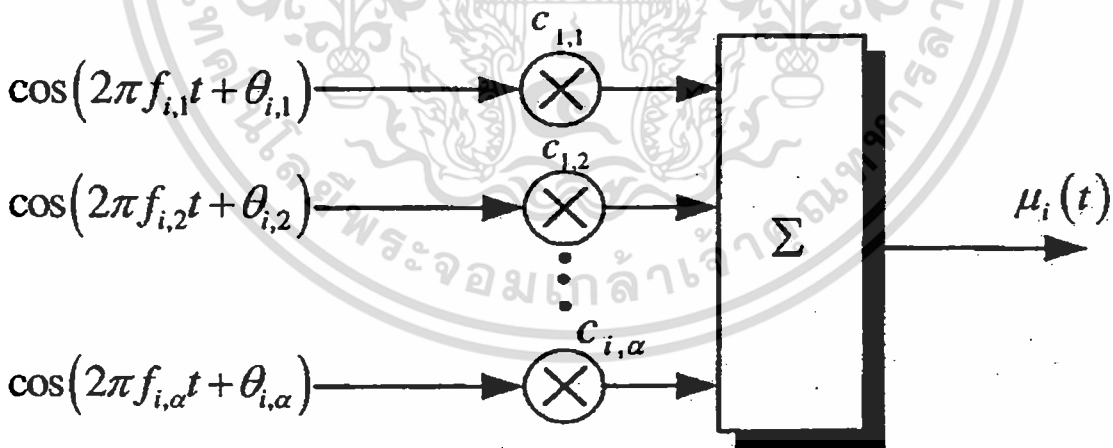


รูปที่ 2.7 การหา $\mu_i(t)$ โดยใช้ฟิลเตอร์

กระบวนการสุ่มแบบเกาส์ รูปที่ 2.8 แสดงถึงหลักการของวิธีการไรซ์ โดยพื้นฐานมาจากผลรวมค่าน้ำหนักของฟังก์ชันฮาร์โมนิกจำนวนไม่จำกัด โดยฟังก์ชันฮาร์โมนิกเหล่านี้จะมีช่วงห่างของความถี่เท่าๆ กัน และมีเฟสแบบสุ่มจากหลักการนี้จะทำให้ได้ $\mu_i(t)$ เป็น

$$\mu_i(t) = \lim_{N_i \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^{N_i} c_{i,n} \cos(2\pi f_{i,n}t + \theta_{i,n}) \quad , (n = 1, 2, \dots, N_i) \quad (2.18)$$

โดยที่ $c_{i,n}$, $f_{i,n}$ และ N_i เป็น ค่าสัมประสิทธิ์ดอปเปลอร์ ค่าความถี่ดอปเปลอร์ และจำนวนของฟังก์ชันฮาร์โมนิกตามลำดับส่วน $\theta_{i,n}$ เป็นเฟสซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายตัวแบบยูนิฟอร์ม



รูปที่ 2.8 การหา $\mu_i(t)$ โดยวิธีการไรซ์

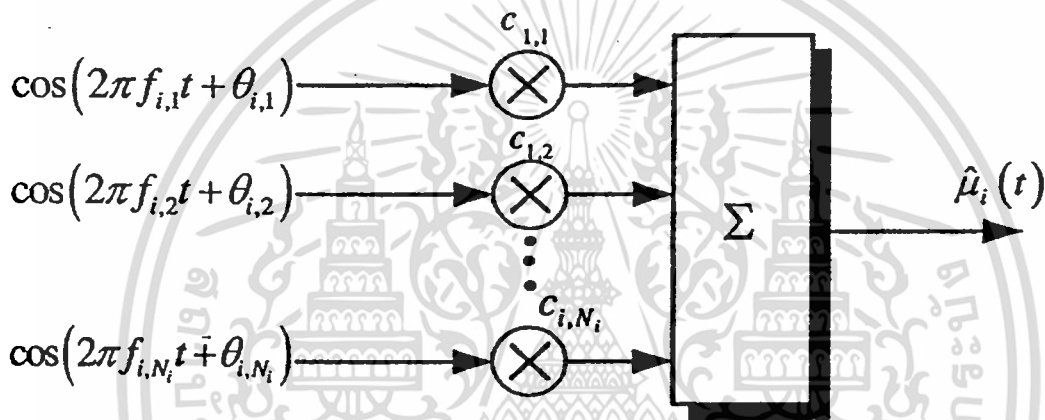
กระบวนการทั้ง 2 วิธีนี้เป็นกระบวนการแบบ Stochastic แบบอุดมคติและสามารถใช้เป็นแบบจำลองอ้างอิงได้เท่านั้น เนื่องจากกระบวนการทั้ง 2 นี้ที่ทำให้ไม่สามารถหาค่า $\mu_i(t)$ ที่ถูกต้องแน่นอนได้ โดยในการใช้ฟิลเตอร์ ค่าฟังก์ชันถ่ายโอน $H_i(f)$ จะต้องเป็นแบบอุดมคติ ส่วนวิธีการไรซ์ จำนวนของฟังก์ชันฮาร์โมนิก N_i จะต้องมีค่าไม่จำกัด ซึ่งในงานวิจัยฉบับนี้จะเป็นการนำวิธีการไรซ์ มาประยุกต์เพื่อให้ได้ผลลัพธ์ที่ใกล้เคียงกับวิธีอื่นเพื่อทำการหาค่า $\mu_i(t)$ ได้อย่างแม่นยำมากขึ้น โดยที่การประยุกต์ใช้วิธีการไรซ์นี้จะไม่ทำให้อายุการใช้งานสั้นลงอีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้แบบจำลองของช่องสัญญาณการจางหาย ถ้าเรากำหนดให้จำนวนของฟังก์ชันฮาร์โมนิก N_i มีค่าจำกัดตามสมการ (2.13) จะได้กระบวนการการเชิงสถิติเป็น

$$\hat{\mu}_i(t) = \sum_{n=1}^{N_i} c_{i,n} \cos(2\pi f_{i,n}t + \theta_{i,n}) \quad (2.19)$$

แบบจำลองของสมการ (2.19) แสดงในรูปที่ 2.9 โดยที่ $\hat{\mu}_i(t) \approx \mu_i(t)$ ก็ต่อเมื่อ $N_i \rightarrow \infty$ ซึ่งถ้าพิจารณา ค่า $\theta_{i,n}$ เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายตัวแบบยูนิฟอร์ม จะได้กระบวนการกำหนดได้ $\bar{\mu}_i(t)$ เป็น

$$\bar{\mu}_i(t) = \sum_{n=1}^{N_i} c_{i,n} \cos(2\pi f_{i,n}t + \theta_{i,n}) \quad (2.20)$$



รูปที่ 2.9 แบบจำลองของกระบวนการเชิงสถิติ

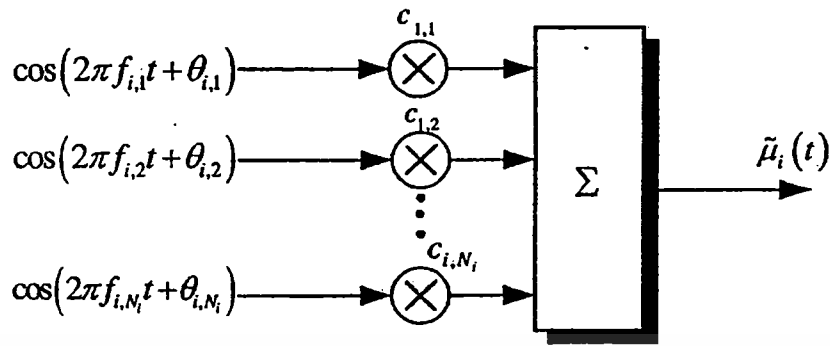
รูปที่ 2.10 แสดงถึงแบบจำลองกระบวนการกำหนดได้ $\bar{\mu}_i(t)$ โดยที่การเลือกค่าตัวแปร $c_{i,n}$, $f_{i,n}$, N_i และ $\theta_{i,n}$ ที่เหมาะสมจะมีผลทำให้ $\hat{\mu}_i(t) \approx \mu_i(t)$ และจากสมการที่ (2.16) จะได้กระบวนการกำหนดได้แบบเรย์ลี เป็น

$$\bar{\xi}(t) = |\bar{\mu}(t)| = |\bar{\mu}_1(t) + j\bar{\mu}_2(t)| \quad (2.21)$$

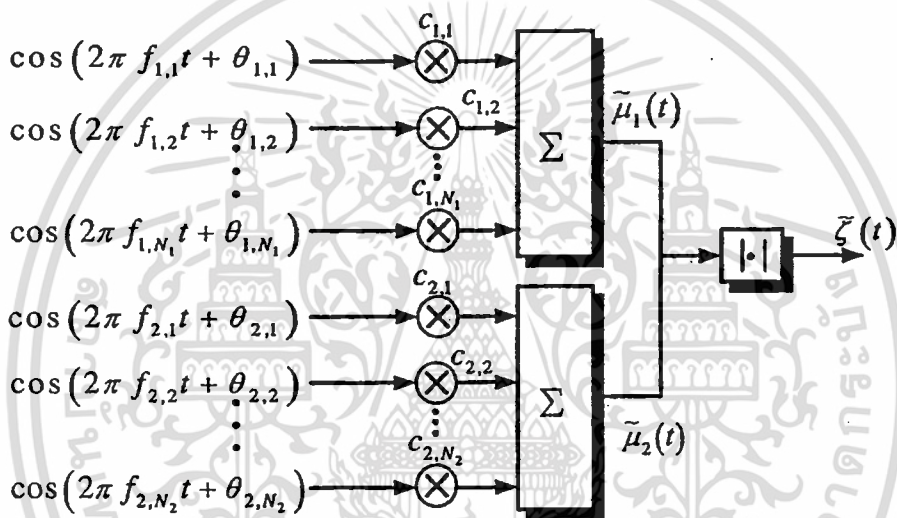
และค่ากระบวนการกำหนดได้แบบไรซ์ เป็น

$$\bar{\xi}(t) = |\bar{\mu}_p(t)| = |\bar{\mu}(t) + m(t)| \quad (2.22)$$

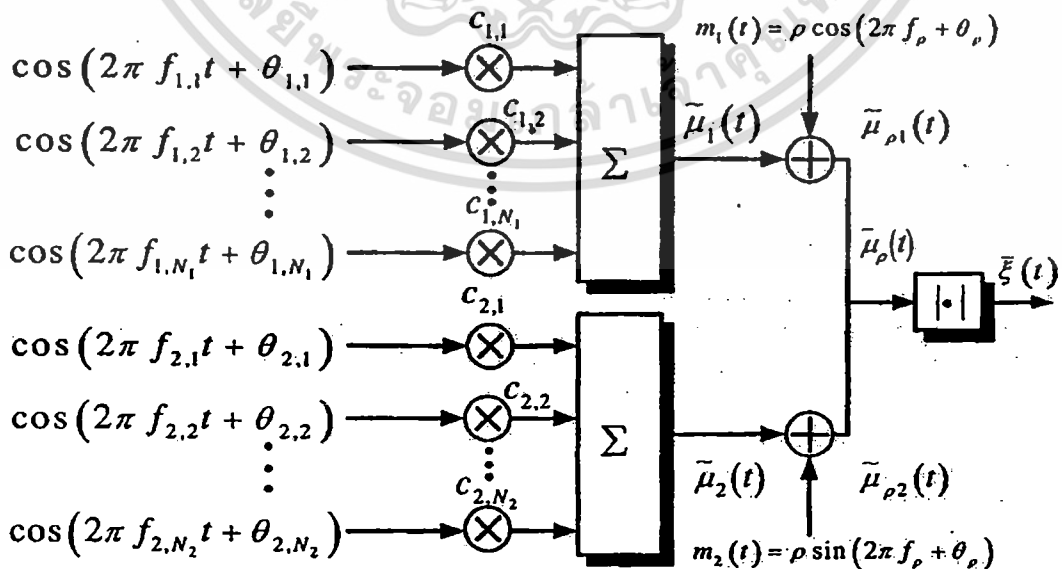
รูปที่ 2.11 และ 2.12 แสดงถึงโครงสร้างของกระบวนการกำหนดได้แบบเรย์ลีและกระบวนการกำหนดได้แบบไรซ์ ตามลำดับ



รูปที่ 2.10 แบบจำลองของกระบวนการกำหนดได้



รูปที่ 2.11 แผนภาพการสร้างช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี



รูปที่ 2.12 แผนภาพการสร้างช่องสัญญาณการจางหายแบบโรเซียน

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณแบบนาคากามิ-เอม

ในงานวิจัยฉบับนี้จะใช้การวิเคราะห์ผ่านทาง การจางหายแบบเรย์ลี ในการหาแบบจำลองของช่องสัญญาณจางหายแบบนาคากามิ-เอม โดยพิจารณาจาก รูปที่ 2.13 ซึ่งแสดงถึงสภาพแวดล้อมของการจางหายที่เกิดขึ้น เมื่อเรากำหนดให้สัญญาณผ่านสภาพแวดล้อมที่ทำให้เกิดการกระจายตัวออกเป็นหลายทิศทาง เหมือนกับสัญญาณผ่านการจางหายแบบเรย์ลี นอกจากนั้นยังกำหนดให้สัญญาณที่ผ่านการจางหายแบบเรย์ลีนี้ ผ่านสภาพแวดล้อมอีก จนได้สัญญาณสุดท้ายเป็นสัญญาณที่ผ่านการจางหายแบบนาคากามิ-เอม ซึ่งแบบจำลองที่สร้างขึ้นนี้ทำให้สามารถสร้างความสัมพันธ์ระหว่างการจางหายแบบนาคากามิ-เอมที่สอดคล้องกับการจางหายแบบเรย์ลีโดยอาศัยฟังก์ชันการกระจายตัวแบบเพิ่ม ดังนั้นถ้าเราระบุให้สัญญาณที่ผ่านการจางหายแบบเรย์ลีมีค่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์ตัวเองที่แน่นอน เราก็สามารถจะหาค่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์ตัวเองของสัญญาณที่ผ่านการจางหายแบบนาคากามิ-เอม ได้จากการเปลี่ยนรูปค่าฟังก์ชันการกระจายตัวเพิ่ม ที่เปลี่ยนการจางหายแบบเรย์ลีให้เป็นการจางหายแบบนาคากามิ-เอม แบบจำลองของช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอมแสดงในรูปที่ 2.13 โดยจะใช้แบบจำลองของช่องสัญญาณของการจางหายแบบเรย์ลี เพื่อหากรอบคลื่นและเฟสของการจางหายแบบเรย์ลี จากนั้นกำหนดให้ตัวแปรสุ่ม R แทนกรอบคลื่นและตัวแปรสุ่ม θ แทนเฟสที่สอดคล้องกับ R จะได้การเปลี่ยนรูปเป็น [24]

$$u = F_{Ray}(r) 1 - e^{-\frac{r^2}{\sigma^2}} \tag{2.23}$$

โดยที่ σ^2 แทนค่าโมเมนต์อันดับที่สองของตัวแปรสุ่ม $R(\sigma^2 = E[R^2])$ ซึ่งสมการที่ (2.23) จะทำการเปลี่ยนค่าตัวแปรสุ่ม R ให้เป็น ตัวแปรสุ่มแบบสม่ำเสมอ (Uniform random variable) ที่มีค่าอยู่ในช่วง $(0, 1]$ ในส่วนของฟังก์ชันผกผันของค่าฟังก์ชันการกระจายตัวแบบเพิ่มของการจางหายแบบนาคากามิ-เอม $F_R^{-1}(u)$ จะสามารถหาค่าที่เกี่ยวข้องได้โดย

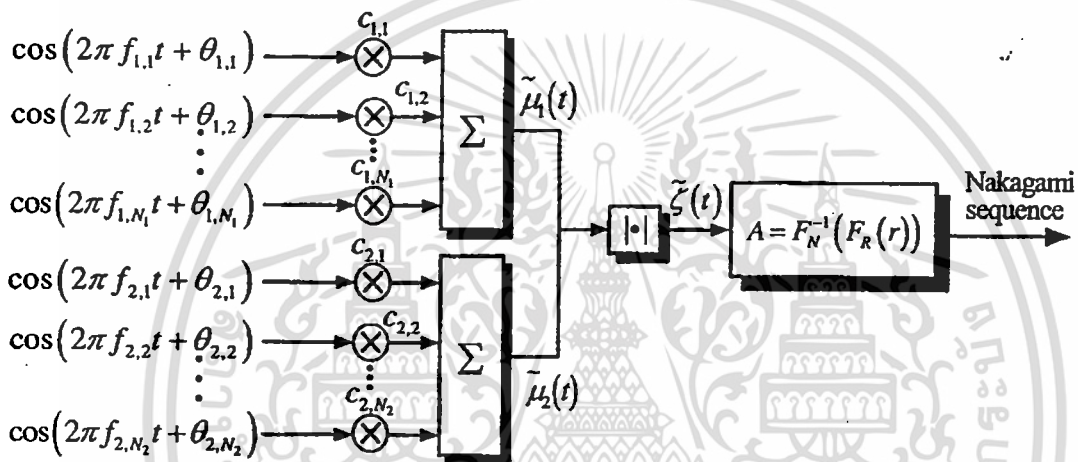
$$F_R(x) = \int_0^{x(\mu)} \left[\frac{2m^m t^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \right] e^{-\left(\frac{m}{\Omega}\right)t^2} dt \tag{2.24}$$

ซึ่งการเปลี่ยนรูปตัวแปรสุ่มแบบสม่ำเสมอ u โดยใช้ฟังก์ชันผกผันของค่าฟังก์ชันการกระจายตัวแบบเพิ่ม $F_R^{-1}(u)$ นั้นผลที่ได้จะเป็นตัวแปรสุ่มที่มีฟังก์ชันการกระจายตัวแบบเพิ่มเป็น $F(x)$ ดังนั้นจะได้

$$A = F_R^{-1}(u) \tag{2.25}$$

เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายตัวแบบนาคากามิ-เอมิจากตัวแปรสุ่มแบบเรย์ลี โดยการใช้การเปลี่ยนรูปในสมการที่ (2.25) แทนที่จะสร้างโดยตรงจากตัวแปรสุ่มแบบสม่ำเสมอ ซึ่งการออกแบบนี้ทำให้ได้ค่าตัวแปรสุ่มแบบนาคากามิ-เอมิจนในสภาวะสุดท้าย ที่มีคุณสมบัติทางสหสัมพันธ์และคุณสมบัติทางสถิติที่เหมาะสม

ในการหาค่าตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายตัวแบบนาคากามิ-เอมิจน ดังที่ได้กล่าวไปข้างต้นนั้น จำเป็นต้องใช้ฟังก์ชันผกผันของค่าฟังก์ชันการกระจายตัวแบบเพิ่มของการจางหายแบบนาคากามิ-เอมิจน $F_R^{-1}(u)$ ซึ่งไม่มีค่าสมการสำเร็จรูปที่แน่นอน จึงได้มีการคิดวิธีในการประมาณค่าฟังก์ชันผกผันนี้โดยวิธีการของ Hasting [25] จะได้



รูปที่ 2.13 โครงสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอมิจน

$$G(\eta) = \eta + \frac{a_1\eta + a_2\eta^2 + a_3\eta^3}{1 + b_1\eta + b_2\eta^2} \quad (2.26)$$

โดยที่ η เป็นค่า ancillary variable ซึ่งมีค่าเป็นดังสมการ

$$\eta = \left[\sqrt{\ln \frac{1}{1-u}} \right]^m \quad (2.27)$$

ค่า a_1, a_2, a_3, b_1 และ b_2 เป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่ทำให้เกิดค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุดและทำให้ $G(u) \approx F_R^{-1}(u)$ ส่วนค่า m เป็นตัวแปรของการจางหายแบบนาคากามิ-เอมิจน ตารางที่ 2.1 แสดงถึงค่าสัมประสิทธิ์เหล่านี้ที่สอดคล้องกับค่า m

ตารางที่ 2.1 ค่า a_1, a_2, a_3, b_1 และ b_2 ที่สอดคล้องกับค่า m ต่างๆ [25]

m	a_1	a_2	a_3	b_1	b_2
0.65	-0.0828	-4.5634	-15.8819	63.1955	23.2981
0.75	-0.0547	-0.3679	-1.0336	6.2107	1.8533
0.85	-0.0336	0.1543	-0.4733	4.9250	1.2082
1.5	0.0993	0.0560	0.2565	0.5276	0.0770
2.0	0.1890	-0.0128	0.2808	-0.0809	0.0638
3.0	0.3472	-0.2145	0.2626	-0.3446	0.1690
4.0	0.4846	-0.4231	0.2642	-0.9729	0.2727
5.0	0.6023	-0.6238	0.2789	-1.1798	0.3723
6.0	0.7139	-0.8305	0.3223	-1.3232	0.4558
7.0	0.8167	-1.0244	0.3761	-1.4233	0.5192
8.0	0.9260	-1.2350	0.4557	-1.4872	0.5628
10.0	1.1088	-1.6095	0.6015	-1.6046	0.6488

บทที่ 3

ผลการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบ

ผลการวิเคราะห์ที่ได้เป็นผลที่ได้จากแบบจำลองของระบบ CMSS และ PCMSS ที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 กล่าวคือสำหรับด้านภาคส่ง ข้อมูลของแต่ละผู้ใช้จะถูกแผ่ออก ซึ่งจะได้ฟังก์ชัน $s_i(t)$ และส่งผ่านไปยังช่องสัญญาณ $h_i(t)$ ซึ่งในงานวิจัยนี้พิจารณาช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิ้ง (Rayleigh Fading) ไรเซียนเฟดดิ้ง (Rician Fading) และ นาคากามิเฟดดิ้ง (Nakagami Fading) โดยจะพิจารณาผลกระทบของแอมพลิจูดของสัญญาณ $s_i(t)$ และช่องสัญญาณเฟดดิ้งของแต่ละผู้ใช้จะถูกรวมกับสัญญาณเกาส์แบบขาว (AWGN) ที่มีความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลัง (PSD) เท่ากับ $N_0/2$ ส่วนในทางภาครับอาศัยการตีเทคแบบสหสัมพันธ์ (Correlation Detection) ซึ่งจะต้องพิจารณาผลสัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross Correlation) ระหว่างสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณเซิร์ฟที่ใช้ในการสเปกตรัมในแต่ละผู้ใช้งานส่วนในการประมาณค่าเทรชโฮลด์ (Threshold) ของแต่ละผู้ใช้งานแสดงได้โดย

$$\hat{b}_i(t) = \text{Sgn} \left[\frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} x(t) c_i(t) dt \right] \quad (3.1)$$

ในส่วนนี้จะแสดงผลของการจำลองระบบ ด้วยโปรแกรม MATLAB ซึ่งตารางที่ 3.1 กำหนดพารามิเตอร์ของการจำลองระบบภายใต้มาตรฐานของการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 และ การกำหนดพารามิเตอร์ในการจำลองระบบในตารางที่ 3.2 [2-7]

ตารางที่ 3.1 พารามิเตอร์ที่ใช้จำลองระบบ [2-7]

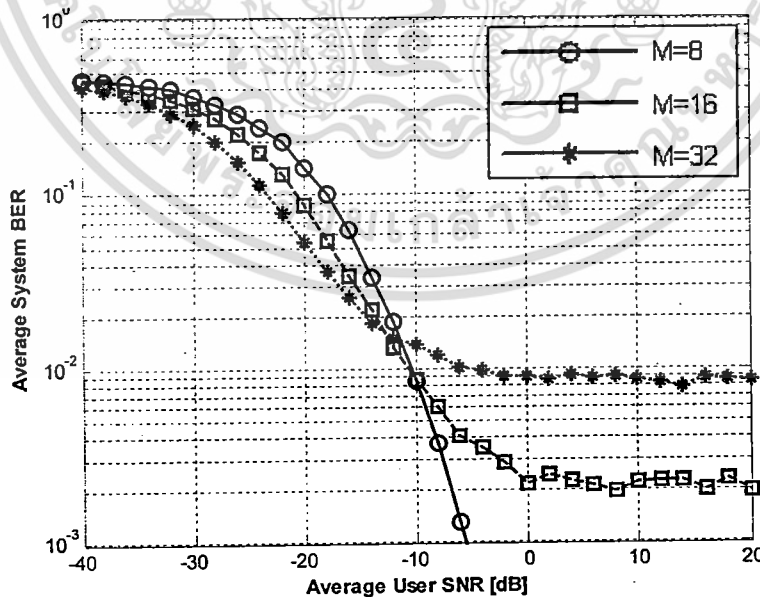
แบนด์วิดของช่องสัญญาณ	20MHz
ความถี่	5GHz
ชนิดของข้อมูล	BPSK
ช่วงความกว้างของบิต	0.2 μ s
ความถี่ดอปเปลอร์	160 Hz
จำนวนบิตต่อหนึ่งผู้ใช้งาน	10^4 bits
อัตราขยายการประมวลผล	3 dB
อัตราบิต	100 Mbps

3.1 ผลจากการเปลี่ยนแปลงจำนวนผู้ใช้งานในระบบ (Variable Number of User Parameter: M)

ตารางที่ 3.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบเมื่อเปลี่ยนแปลงจำนวนผู้ใช้งาน

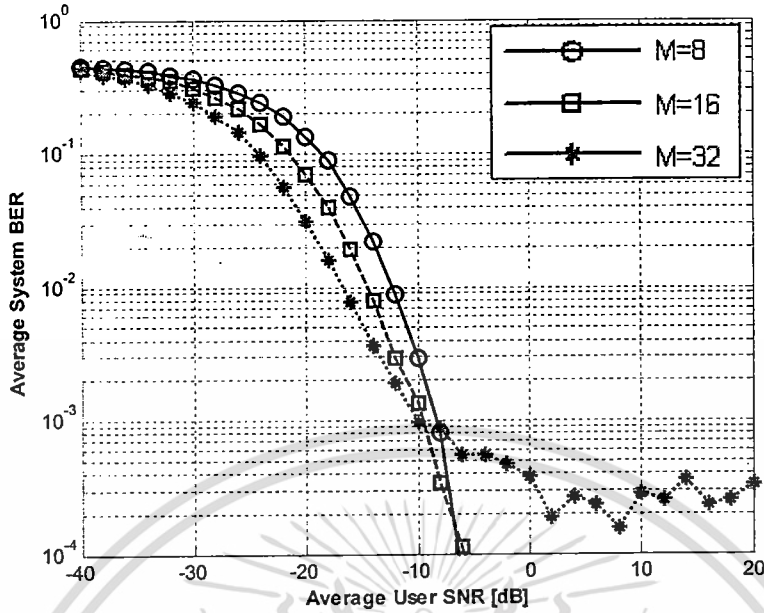
System	M	TB	$\Delta\bar{\alpha}$	$\bar{\theta}$
CMSS	8,16,32	4	8	1.82
PCMSS	8,16,32	4	8	1.82
DSSS	8	4	8	1.82

ผลการวิเคราะห์ในส่วนนี้จะเป็นการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ ในกรณีจำนวนของผู้ใช้งานในระบบมีจำนวนแตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีรูปแบบของช่องสัญญาณเป็นแบบ AWGN โดยให้ผู้ใช้งานในระบบเป็น 8, 16 และ 32 กำหนดอัตราเซิร์ฟองที่ 8 หรือกล่าวอีกในหนึ่งว่าผลของค่าผลคูณทางเวลา-ความถี่ (Time-Bandwidth Product) มีค่าเท่ากับ 4 อัตราเฟสเป็น 1.82 [13] ซึ่งในรูปที่ 3.1 และรูปที่ 3.2 เป็นผลของค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยของระบบ CMSS และระบบ PCMSS ตามลำดับ โดยที่รูปที่ 3.3 เป็นผลการเปรียบเทียบทั้งสองระบบกับระบบ DSSS ที่มีอยู่เดิม จากรูปจะเห็นว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพิ่มสูงขึ้นส่งผลให้อัตราความผิดพลาดของบิตเพิ่มสูงขึ้น ด้วยเหตุนี้สมรรถนะของระบบจะลดลงตามอัตราการเพิ่มของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ ซึ่งระบบ PCMSS ที่นำเสนอมีสมรรถนะที่สูงที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับทั้งสองระบบ

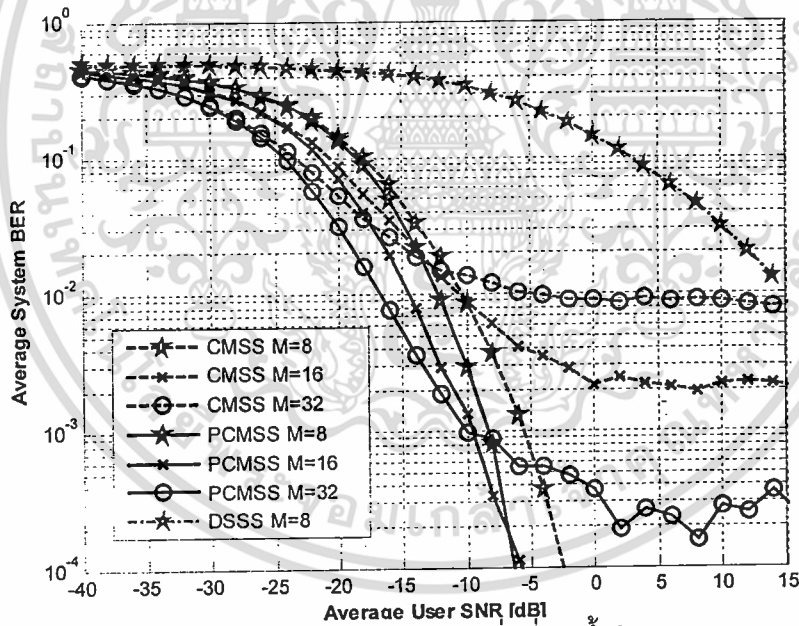


รูปที่ 3.1 อัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CMSS ในกรณีที่จำนวนผู้ใช้งานในระบบ

เป็น 8, 16 และ 32 เมื่อไม่มีการจางหายของช่องสัญญาณ



รูปที่ 3.2 อัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSM ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบ เป็น 8, 16 และ 32 เมื่อไม่มีการจางหายของช่องสัญญาณ

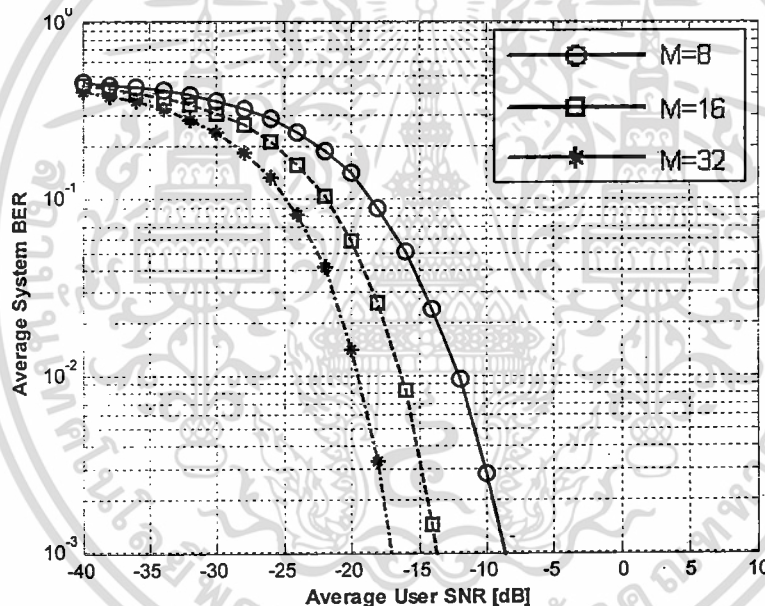


รูปที่ 3.3 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CMSS, PCMSM และ DSSM ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8, 16 และ 32 เมื่อไม่มีการจางหายของช่องสัญญาณ

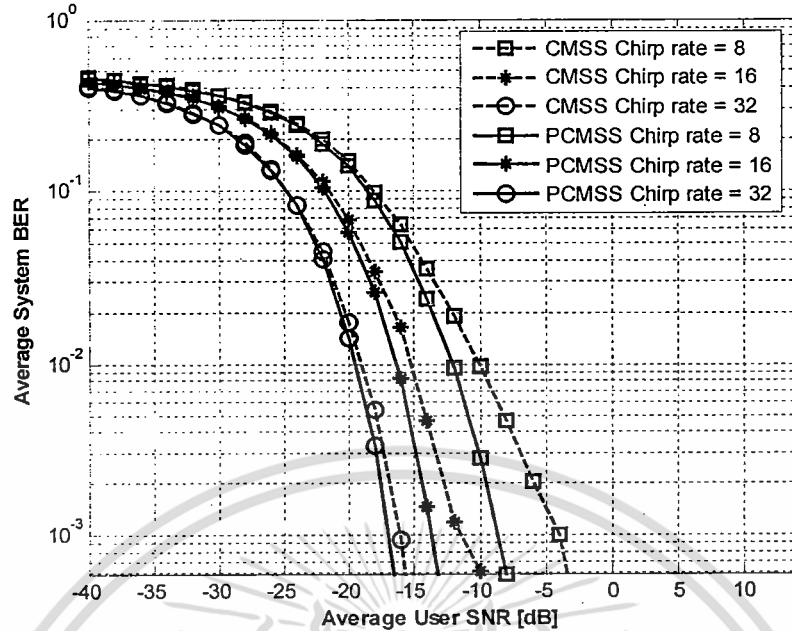
3.2 ผลจากการเปลี่ยนแปลงอัตราเซิร์พ (Variable Chirp Rate Parameter)

ผลการวิเคราะห์ในส่วนนี้จะเป็นการแสดงค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยเพื่อให้เห็นถึงสมรรถนะของระบบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอัตราเซิร์พ หรืออัตราการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณเซิร์พ ดังตารางที่ 3.2 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ 22

ทำการกำหนดจำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 8 อัตราการเปลี่ยนเฟสเป็น 1.82 โดยในรูปที่ 3.4 เป็นการแสดงสมรรถนะของระบบ PCMSS ตามการเปลี่ยนแปลงอัตราเซิร์ฟ ในช่องสัญญาณการจางหายแบบ Rayleigh Fading และในรูปที่ 3.5 เป็นการแสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ CMSS และ PCMSS เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอัตราเซิร์ฟบนช่องสัญญาณการจางหายแบบ Rayleigh Fading ซึ่งจะเห็นได้ว่า ถ้าอัตราการเปลี่ยนแปลงของเฟสที่มีแนวโน้มที่สูงขึ้นก็จะส่งผลให้สมรรถนะของระบบมีค่าสูงขึ้นตามไปด้วย ซึ่งจะเห็นว่าในการเปรียบเทียบทั้งสองระบบ ในระบบ PCMSS จะให้สมรรถนะที่สูงกว่าระบบ CMSS ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากสัญญาณเซิร์ฟเชิงเฟสจะมีประสิทธิภาพที่ดีขึ้นก็ต่อเมื่อมีช่วงในการกวาดความถี่เพิ่มสูงขึ้นและเฟสของสัญญาณมีความต่อเนื่องสม่ำเสมอตลอดช่วงของการกวาดความถี่โดยที่พื้นที่ในการกวาดความถี่นี้ก็คือ ผลคูณทางเวลา-แบนด์วิดท์ (Time-Bandwidth Product) นั้นเอง โดยตั้งค่านึงถึงค่าของแบนด์วิดท์ของระบบด้วยเมื่อต้องการเพิ่มอัตราเซิร์ฟควรมีค่าเหมาะสมกับแบนด์วิดท์ของระบบที่เราต้องการ



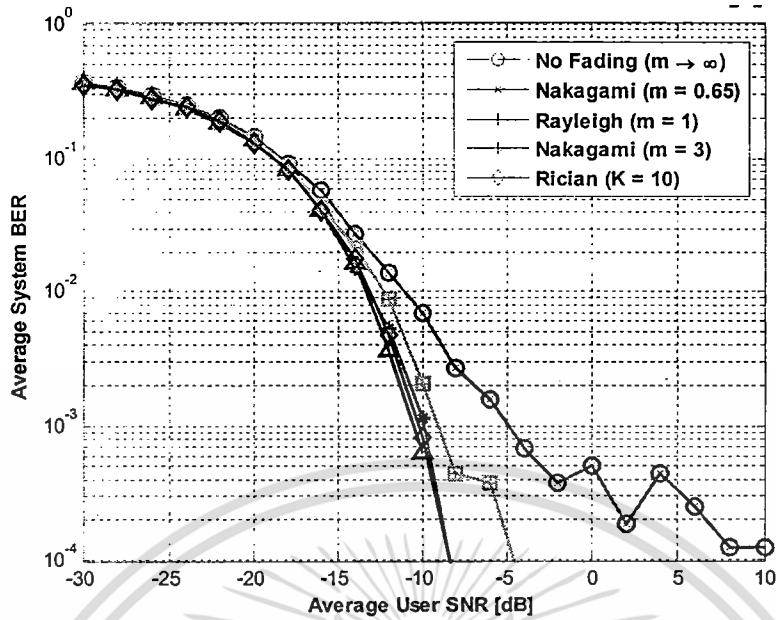
รูปที่ 3.4 อัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 อัตราเฟสเป็น 1.82 และมีการเปลี่ยนแปลงอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8, 16 และ 32 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบ Rayleigh Fading



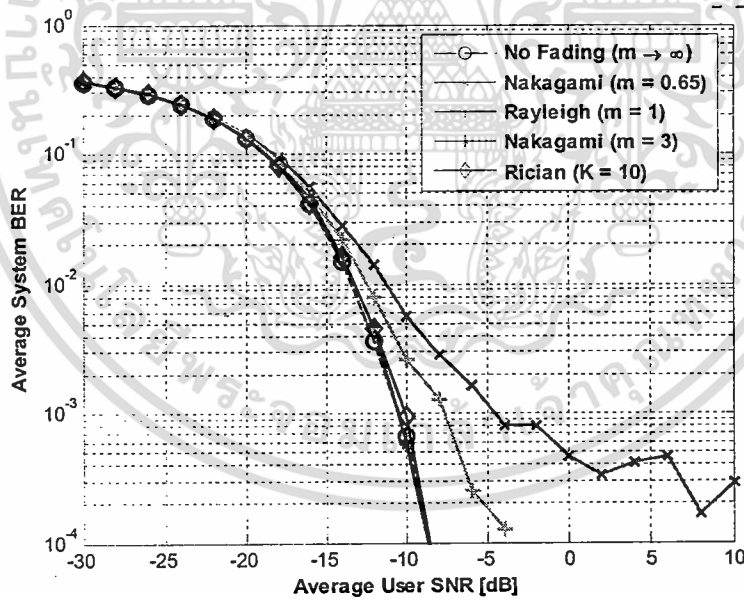
รูปที่ 3.5 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CMSS กับระบบ PCMSS ในกรณีที่จำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 อัตราเฟสเป็น 1.82 และมีการเปลี่ยนแปลงอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8, 16 และ 32 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบ Rayleigh Fading

3.3 ผลจากการเปลี่ยนแปลงเฟส (Variable Phase Parameter)

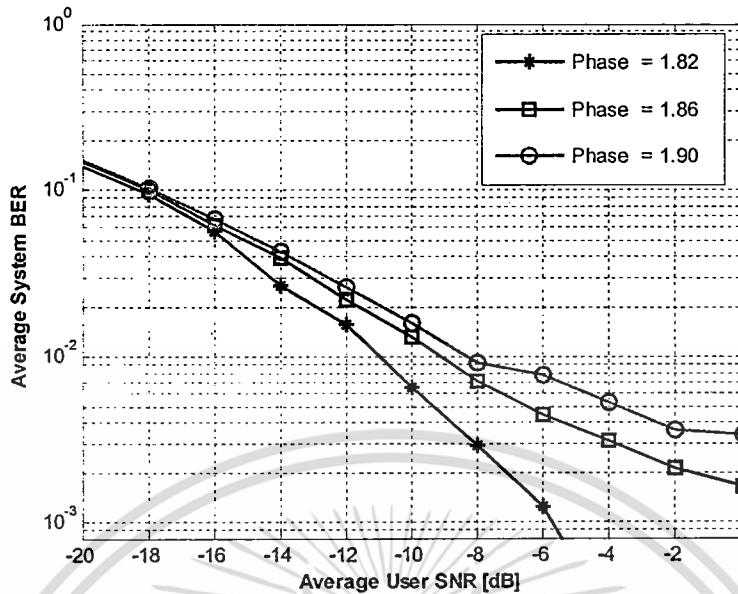
ผลการวิเคราะห์ในส่วนนี้จะเป็นการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบในกรณีของเฟสในระบบมีจำนวนแตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีรูปแบบของช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ โดยให้ผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 กำหนดอัตราเซิร์ฟคงที่ที่ 8 ในรูปที่ 3.6 และรูปที่ 3.7 เป็นผลของค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยของระบบ PCMSS ที่มีการเปลี่ยนแปลงของเฟสเท่ากับ 1.86 และ 1.94 ตามลำดับ โดยที่รูปที่ 3.8 เป็นผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงเฟสเท่ากับ 1.82, 1.86 และ 1.94 จากรูปจะเห็นว่าเมื่อเฟสในระบบเพิ่มสูงขึ้นส่งผลให้อัตราความผิดพลาดของบิตเพิ่มสูงขึ้น ด้วยเหตุนี้สมรรถนะของระบบจะลดลงตามอัตราการเพิ่มของเฟส



รูปที่ 3.6 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 อัตราเฟสเป็น 1.86 และมีอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ



รูปที่ 3.7 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 อัตราเฟสเป็น 1.94 และมีอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ

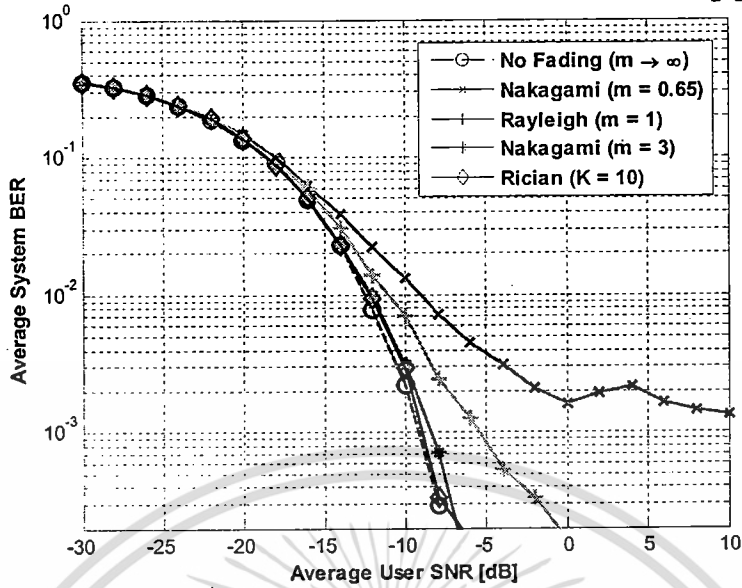


รูปที่ 3.8 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 มีอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 การเปลี่ยนแปลงเฟสเท่ากับ 1.82, 1.86 และ 1.94 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบ Nakagami Fading

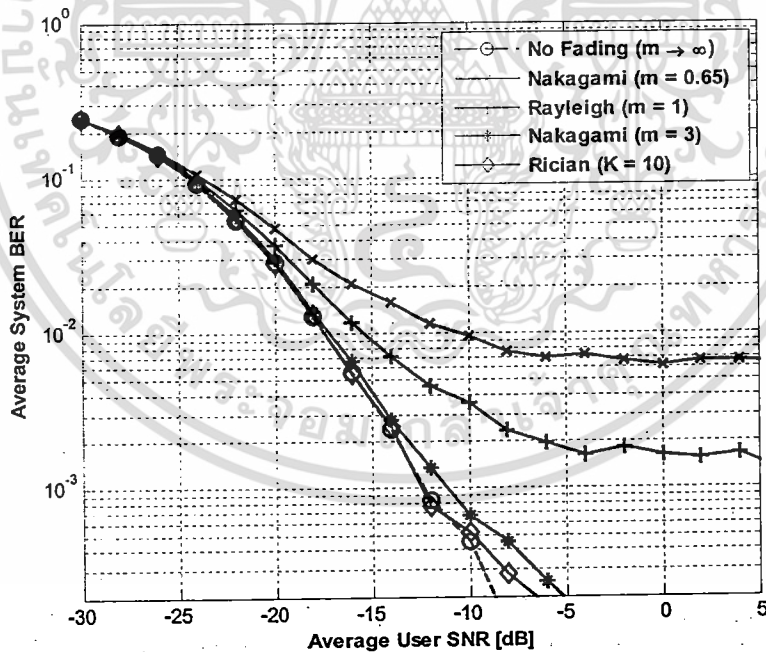
3.4 ผลการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดของบิตเมื่อพิจารณาผลกระทบจากการจางหายและดอปเปลอร์ชิฟ

ผลการวิเคราะห์ในส่วนนี้เป็นกราฟที่แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดพลาดบิต (BER) กับอัตราส่วนเฉลี่ยต่อผู้ใช้งานระหว่างกำลังของสัญญาณกับกำลังของสัญญาณรบกวน (Average User SNR: dB) ซึ่งแต่ละรูปประกอบด้วยผลที่ได้จากการผ่านการจางหายของช่องสัญญาณแบบนาคากามิ-เอ็ม ที่มีค่าตัวแปรเสริมการจางหายเอ็มค่าต่างๆ กับผลที่ได้จากการผ่านช่องสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (AWGN) เพื่อเปรียบเทียบผลการจำลองระบบ และเนื่องจากค่าประสิทธิภาพของสเปกตรัม (Spectral Efficiency) อัตราเซิร์ฟ (Chirp Rate) และผลจากการเกิดปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟ จะมีผลต่อความผิดพลาดของบิตด้วยเนื่องจาก ปรากฏการณ์ ดอปเปลอร์ชิฟจะมีผลกระทบต่ออัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณเซิร์ฟหรืออัตราเซิร์ฟโดยตรง ส่วนช่วงเวลาร่วมนัย (Coherent Time) ของช่องสัญญาณกำหนดได้เป็น $T_c \approx 1/f_D$ โดยที่ f_D คือ ความถี่ดอปเปลอร์ ซึ่งจะกำหนดให้เป็นบรรทัดฐานตามตารางที่ 3.1 เมื่อกำหนดให้บิตข้อมูลมีความยาวเท่ากับ 10,000 บิตต่อหนึ่งผู้ใช้งาน ซึ่งจากรูปที่ 3.9 เป็นระบบ PCMSS ที่จำลองโดยผ่านช่องสัญญาณการจางหายที่ไม่มีปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟ และรูปที่ 3.10 เป็นระบบ PCMSS ที่จำลองโดยผ่านช่องสัญญาณการจางหายที่มีปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟ จะเห็นได้ว่าค่าของอัตราความผิดพลาดบิตจะเพิ่มสูงขึ้นเมื่อมีผลกระทบจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟหรือการเคลื่อนที่ของเครื่องรับสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



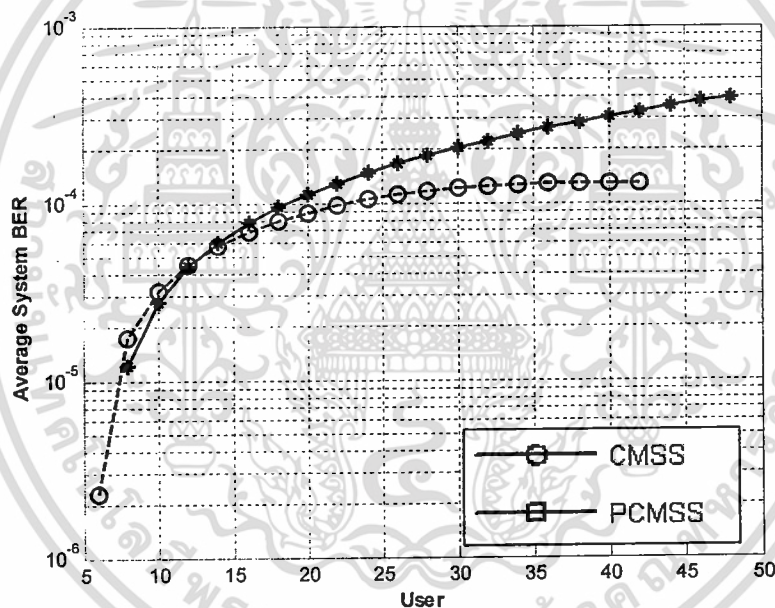
รูปที่ 3.9 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 มีอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 การเปลี่ยนแปลงเฟสเท่ากับ 1.82 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบราบเรียบและไม่มีปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ซีฟ



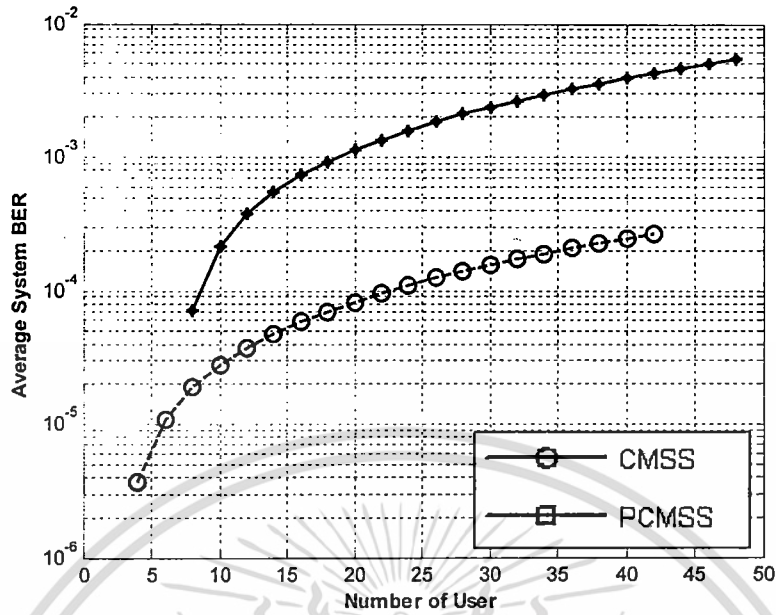
รูปที่ 3.10 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 มีอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 การเปลี่ยนแปลงเฟสเท่ากับ 1.82 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบราบเรียบและมีผลกระทบจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ซีฟ

3.5 ผลการเปรียบเทียบความจุของผู้ใช้งานบนช่องสัญญาณการจางหายที่มีผลกระทบจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟ

ผลการวิเคราะห์ที่ได้จะเป็นกราฟที่แสดงผลการวิเคราะห์ในส่วนนี้เป็นกราฟที่แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดพลาดบิต (BER) กับจำนวนของผู้ใช้งานที่เพิ่มขึ้น เปรียบเทียบกันระหว่างระบบ PCMSS และ CMSS บนช่องสัญญาณการจางหายและมีผลกระทบจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟ จาก การเปรียบเทียบรูปที่ 3.11 ที่ไม่มีผลกระทบจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟ กับรูปที่ 3.12 ที่มีผลกระทบ จากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟนั้น จะเห็นได้ว่าระบบ PCMSS สามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้สูงกว่า ระบบ CMSS และ ระบบ PCMSS สามารถทนต่อผลกระทบจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟได้สูงกว่า ระบบ CMSS ซึ่งก็คือมีสมรรถนะที่สูงกว่าเมื่ออยู่ภายใต้สภาวะที่มีผลกระทบจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ ชิฟ



รูปที่ 3.11 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS กับระบบ CMSS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 มีอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 การเปลี่ยนแปลงเฟส เท่ากับ 1.82 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบ Nakagami ที่ไม่มีผลกระทบจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟ



รูปที่ 3.12 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS กับระบบ CMSS กรณีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 อัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 การเปลี่ยนแปลงเฟสเท่ากับ 1.82 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบ Nakagami ที่มีผลกระทบจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ซีฟ

ทำการสเปกตรัม การมอดูเลตสัญญาณเชิงพัลส์กับข้อมูลที่มีการมอดูเลตแบบอื่นเพื่อให้มีอัตราของการส่งผ่านข้อมูลที่สูงมากขึ้น การพัฒนาในด้านรับที่ตัวดีเทคของสัญญาณเนื่องจากสัญญาณเชิงพัลส์มีข้อดีในการที่ไม่ต้องอาศัยการซิงโครไนซ์ หรือการนำเทคนิคนี้ไปใช้ในระบบที่มีการจัดการเข้าถึง (Multiple Access) การจัดลำดับ (Queuing) และ การจัดเส้นทาง (Routing) ซึ่งมีข้อดีในการที่มีการใช้แบนด์วิดท์ให้มีประสิทธิภาพสูงสุด หรืออีกแนวทางหนึ่งคือการทดสอบประสิทธิภาพของระบบภายใต้ช่องสัญญาณการจางหายแบบเร็ว (Fast Frequency Fading) และการจางหายแบบเลือกความถี่ (Frequency Selective Fading) ซึ่งนิยมนำมาหาสมรรถนะของระบบสื่อสารไร้สาย



เอกสารอ้างอิง

- [1] S. G. Glisic. *Advanced Wireless Communications 4G Technology*. Chichester, England: John Wiley&Sons, Ltd. 2004.
- [2] S. Hara, R. Prasad. *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*. London, England: Artech House, Inc. 2003.
- [3] J. Chuang, N. Sollenberger. "Beyond 3G: Wideband Wireless Data Access Based on OFDM and Dynamic Packet Assignment. ", *IEEE Comm. Mag.*, Vol. 38, No. 7, July 2000, pp. 18-87
- [4] "Technologies for 4G Mobile", *IEEE Wireless Commun.* Vol. 9, No. 2, April 2002.
- [5] J. Aahmad, B. Garrison, J. Gruen, C. Kelly, H. Pankey. "4G Wireless Systems.", *Next-Generation Wireless Working Group*, May, 2003.
- [6] J.W. Lee, O.C. Ugweje, C. Madubata. "Multi-Code Multi Carrier CDMA Systems for 4G Wireless Communications.", *Proceedings of the Thirty-Seventh Southeastern Symposium on System Theory, SSST '05*, 2005.
- [7] S. Chatterjee, W.A.C. Fernando, M.K. Wasantha. "Adaptive Modulation based MC-CDMA systems for 4G wireless Consumer Application.", *IEEE Transactions of the Consumer Electronics Society*, 2003.
- [8] R. L. Pickholtz, D. L. Schilling, L. B. Milstein. "Theory of spread-spectrum communications--a tutorial," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 30, no. 5, pp. 855-884, 1982.
- [9] R. C. Dixon. *Spread Spectrum Techniques*. New York: IEEE Press.1976.
- [10] A. Springer, W. Gugler, M. Huemer, L. Reindl, C.C.W. Ruppel, R. Weigel. "Spread Spectrum Communications Using Chirp Signals.", *EUROCOMM 2000. Information Systems for Enhanced Public Safety and Security. IEEE/AFCEA.* pp166-170, 2000.
- [11] H. Harada, R. Prasad. *Simulation and software radio for mobile communications*. London: Artech House, Inc. 2002.
- [12] R. E. Ziemer, R. L. Peterson. *Digital Communication and Spread Spectrum System*. Newyork: Macmilan Publishing. 1985.
- [13] S. Hengstler, D. P. Kasilingam. A. H. Costa. "A Novel Chirp Modulation Spectrum Technique for Multiple Access.", *IEEE Symp. On Sread-Spectrum Tech. & Appl.*, pp. 73-77, September, 2002

- [14] S.E. El-Khamy. "Efficient Multiple-Access Communication Using Multi-User Chirp Modulation Signals.", Proceeding of IEEE 4th International Conference on Spread-Spectrum System and Technique (ISSSTA'96), pp. 1209-1213, 1996.
- [15] A. Goldsmith. *Wireless Communication*. Stanford, CA: Course Reader for EE359-Wireless Communications, Fall 2003.
- [16] ลัญฉกร วุฒิสัทธาภิบาล. *หลักการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่*. กรุงเทพฯ: สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2546.
- [17] R. Prasad. *CDMA for Wireless Personal Communications*. London: Artech House, Inc. 1996.
- [18] J. G. Proakis. *Digital Communication*. McGraw-Hill, Inc. 2000.
- [19] C.E. Cook, M. Bernfeld. *Radar Signals an Introduction to Theory and Application*. Artech House, Inc. 1987.
- [20] B. Edde. *Radar Principles Technology Applications*. Prentice-Hall, Inc. 1994.
- [21] P.Z. Peebles. *Radar Principles*. Newyork: John Wiley, Inc. 1998.
- [22] J.R. Klauder, A.C. Price, S. Darlington, W.J. Albersheim. "The Theory and Design of Chirp Radars", *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 39, pp. 745-808, 1960.
- [23] M.K. Simon, M.S. Alouini. *Digital Communication over Fading Channel*. Newyork: John Wiley&Sons, Inc. 2000.
- [24] M. Patzold. *Mobile Fading Channel*. West Sussex, England: John Wiley&Sons, Ltd., 2002.
- [25] N.C. Beaulieu, C. Cheng. "An Efficient Procedure for Nakagami-m Fading Simulation.", *Proceeding of the IEEE Global Telecommunications Conference*, vol.6, pp.25-29, 2001.

ภาคผนวก ก. (Appendix)

รายชื่อสิ่งพิมพ์ สิทธิบัตรหรือผลงานอื่นๆ จากโครงการ

1. P. Moungnoul and N. Thamawongsa "Multiple Access with Chirp Modulation Spread Spectrum Technique for 4G Wireless Applications", *Proc. of ICTIR 2007*, pp.38-41, 2007.
2. P. Moungnoul, N. Thamawongsa "Investigate of Multiple Access System by Phase Chirp Modulation Spread Spectrum Technique", *Proc. of ICEST 2007*, pp.38-41, 2007.

