

การวิเคราะห์สมรรถนะการสเปกตรัมเปิดสเปกตรัมจากการมอดูเลตโดยอาศัย
สัญญาณซีพีซีพีแบบต่อเนื่องสำหรับหลายผู้ใช้ใช้งานบนช่องสัญญาณ
เฟดดิ้งแบบนาคาগามิ

PERFORMANCE ANALYSIS OF MULTI-USER CONTINUOUS PHASE CHIRP
MODULATION SPREAD SPECTRUM OVER NAKAGAMI FADING CHANNELS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2548

ISBN 974-15-1479-4

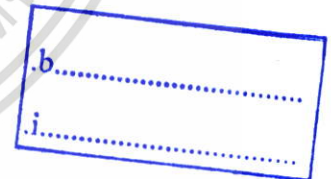
การวิเคราะห์สมรรถนะการสเปกตรัมจากการมอดูเลตโดยอาศัย
สัญญาณเชิงเฟสแบบต่อเนื่องสำหรับหลายผู้ใช้งานบนช่องสัญญาณ
เฟดดิ้งแบบนาคากามิ

PERFORMANCE ANALYSIS OF MULTI-USER CONTINUOUS PHASE CHIRP
MODULATION SPREAD SPECTRUM OVER NAKAGAMI FADING CHANNELS



อุสาคี ต่อเทียนชัย
USA TORTEANCHAI

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 60517
วัน,เดือน,ปี..... 3 ก.ค. 2549



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2548
ISBN 974-15-1479-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PERFORMANCE ANALYSIS OF MULTI-USER CONTINUOUS PHASE CHIRP
MODULATION SPREAD SPECTRUM OVER NAKAGAMI FADING CHANNELS



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

2005

ISBN 974-15-1479-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2005

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MOMGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การวิเคราะห์สมรรถนะของการสเปกตรัมการสเปรดสเปคตรัมจากการมอดูเลต โดยอาศัยสัญญาณซีฟเชิงเฟสแบบต่อเนื่องสำหรับหลายผู้ใช้งานบนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคาгами

นักศึกษา นายอุสาร์ ต่อเทียนชัย

รหัสนักศึกษา 46061204

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

พ.ศ. 2548

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการวิเคราะห์สมรรถนะของการสเปกตรัมการสเปรดสเปคตรัมจากการมอดูเลต โดยอาศัยสัญญาณซีฟเชิงเฟสแบบต่อเนื่องสำหรับหลายผู้ใช้งานภายใต้สภาพแวดล้อมที่มีผลกระทบจากการเฟดดิ้งแบบนาคาгами (Nakagami Fading) ของช่องสัญญาณซึ่งยังไม่มีเคยมีผู้ได้นำเสนอมาก่อน ซึ่งจุดมุ่งหมายของวิทยานิพนธ์นี้มุ่งเน้นไปที่การจำลองการทำงานของระบบ CPCMS ในช่องสัญญาณที่เกิดการเฟดดิ้งแบบนาคาгами-เอ็ม ซึ่งเป็นการเฟดดิ้งที่จัดอยู่ในประเภทของการเฟดดิ้งแบบราบ (Flat Fading) ซึ่งการเฟดดิ้งของช่องสัญญาณอยู่ในช่วงคาบเวลาบิตข้อมูลและจะพิจารณาผลกระทบจากปรากฏการณ์ ดอปเปลอร์ชิฟต์ (Doppler Shift) โดยที่จะอาศัยภาครับแบบสหสัมพันธ์ (Correlation Receiver) ในวิทยานิพนธ์นี้จะแสดงผลที่ได้จากการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ CPCMS ที่อยู่ภายใต้สภาวะช่องสัญญาณเฟดดิ้งและช่องสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (AWGN) ในสภาวะเงื่อนไขต่างๆ

Thesis Title	Performance Analysis of Multi-User Continuous Phase Chirp Modulation Spread Spectrum Over Nakagami Fading Channels.
Student	Mr. Usa Torteanchai
Student ID.	46061204
Degree	Master of Engineering
Programme	Telecommunication Engineering
Year	2005
Thesis Advisor	Assoc.Prof. Dr. Kobchai Dejhan

ABSTRACT

This thesis proposes the performances analysis of multi-user continuous phase chirp modulation spread spectrum (CPCMSS) over Nakagami fading environment, which had never been proposed before, will be investigated. Specifically, this thesis tends to simulate the bit duration fading of multi-user CPCMSS on Nakagami-m fading environment which is a kind of flat fading, and doppler shift over correlation receiver will then be considered. This thesis also presents the simulated result of bit error rate performance in CPCMSS over Nakagami fading and additive white Gaussian noise (AWGN) environments in situation of various conditions.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีนั้นก็ด้วยคำแนะนำและการให้คำปรึกษาเกี่ยวกับการทำงานวิจัย จนเป็นวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์นี้ต้องขอขอบพระคุณ รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ และ ผศ.ดร.พิเชษฐ ม่วงนวล เป็นอย่างสูงที่ให้คำแนะนำและความเอาใจใส่ รวมทั้งยังเป็นแรงกระตุ้นในการทำวิจัยให้ลุล่วงไปได้ด้วยดีตั้งแต่เริ่มเข้ามาศึกษาจนกระทั่งสำเร็จการศึกษา

ขอขอบพระคุณหัวหน้าหน่วยงาน CMTS และเพื่อนร่วมงานทุกท่านที่บริษัท ทีเอ ออเรนจ์ โดยเฉพาะคุณสงวน ทนต์เจริญกิจ คุณเขมารุจ เขียวคำ และคุณอดิศักดิ์ พิรมั่นชัย ที่อนุญาตให้ลาหยุดงานเป็นครั้งคราว

ขอขอบคุณ Mr.Stephan Hengstler ที่ให้คำแนะนำที่มีคุณค่าอย่างยิ่งต่อการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

และขอขอบคุณ เพื่อนๆ ทุกคน โดยเฉพาะคุณเอกลักษณ์ เอกสุข คุณวรรณรีย์ วงศ์ไตรรัตน์ คุณจอมใจ ศรีอำไพ และคุณวิเชษฐ อ่อนรำพรรณ ที่ได้ให้ความช่วยเหลือในระหว่างการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

สุดท้ายขอขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัวที่อบอุ่นที่ได้ให้การสนับสนุนด้วยดีเสมอมาประโยชน์และคุณค่าที่ได้จากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้เขียนขอมอบให้แก่ผู้มีพระคุณทุกท่านที่กล่าวมาข้างต้นและหวังเป็นอย่างยิ่งว่าวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นประโยชน์ แก่ผู้ศึกษางานวิจัยในด้านที่เกี่ยวข้องนี้ต่อไป

อุสาห์ ต่อเทียนชัย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VII
สารบัญตาราง.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	1
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	2
1.5 ขั้นตอนการศึกษา.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ.....	4
2.1 ระบบทั่วไปของการสื่อสารดิจิทัล.....	4
2.1.1 ความรู้เบื้องต้นของระบบเครือข่ายแบบไร้สาย.....	4
2.1.2 การมอดูเลตและดีมอดูเลตโดยวิธีใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน.....	6
2.1.2.1 ฟังก์ชันพื้นฐานแบบเชิงตั้งฉาก.....	7
2.1.2.2 การสร้างชุดสัญญาณ.....	7
2.1.2.3 การหาเวกเตอร์สัญญาณโดยใช้สหสัมพันธ์.....	8
2.1.3 รูปแบบพื้นฐานของเครื่องรับที่ใช้ดีเทกสัญญาณ.....	9
2.1.3.1 เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์และเครื่องรับแบบแมทซ์ฟิลเตอร์.....	10
2.1.3.2 เครื่องรับแบบร่วมนัยและแบบไม่ร่วมนัย.....	11
2.1.4 การวัดประสิทธิภาพของระบบ.....	12
2.2 ทฤษฎีพื้นฐานของสัญญาณชีพ(Basic Theory of Chirp).....	12
2.3 ความรู้เบื้องต้นของการสเปกตรัม.....	15
2.3.1 ระบบไดเรกตซีควเอนซ์ (Direct Sequence : DS).....	17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.3.2 ระบบพรีคอนซีฮอปปีง (Frequency Hopping : FH).....	18
2.3.3 ระบบไทม์ฮอปปีง (Time Hopping : TH).....	19
2.3.4 ระบบไฮบริด (Hybrid System).....	20
2.3.5 ระบบการทำสเปกตรัมเปิดด้วยใช้สัญญาณชีพ (Chirp Signal).....	20
บทที่ 3 ทฤษฎีการเฟดดิ้งของช่องสัญญาณการสื่อสารไร้สาย	24
3.1 บทนำ.....	24
3.2 สาเหตุของการเกิดเฟดดิ้ง.....	24
3.3 คุณสมบัติของช่องสัญญาณการเฟดดิ้ง.....	24
3.3.1 การแกว่งขึ้นๆลงๆของกรอบคลื่นและเฟส.....	24
3.3.2 การเฟดดิ้งแบบช้าและแบบเร็ว (Slow and Fast Fading).....	25
3.3.3 การเฟดดิ้งแบบราบและการเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (Flat Fading and Frequency Selective Fading).....	26
3.4 ช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่ใช้ในการวิเคราะห์.....	27
3.4.1 การเฟดดิ้งแบบมัลติพาท (Multipath Fading).....	28
3.4.1.1 การเฟดดิ้งแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading).....	28
3.4.1.2 การเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็นหรือไรเซียน (Nakagami-n or Rician Fading).....	29
3.4.1.3 การเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็ม (Nakagami-m Fading).....	30
3.5 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟต์ (Doppler shift).....	32
บทที่ 4 การวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองของระบบ	34
4.1 แบบจำลองของวิธีการสเปกตรัมเปิดด้วยอาศัยสัญญาณชีพเชิงเฟสแบบต่อเนื่อง.....	34
4.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณการเฟดดิ้ง (Model of Fading Channel).....	38
4.2.1 แบบจำลองของช่องสัญญาณแบบเรย์ลีและไรเซียน.....	38
4.2.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณแบบนาคากามิ-เอ็ม.....	43
บทที่ 5 ผลการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบ	46

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
5.1 ผลจากการเปลี่ยนแปลงอัตราชีพหรืออัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ (Variable chirp rate parameter).....	46
5.2 ผลจากการเปลี่ยนแปลงจำนวนผู้ใช้งานในระบบ(Variable number of users).....	52
5.3 ผลจากการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตของระบบเมื่อพิจารณาผล กระทบจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟต์.....	57
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	63
6.1 สรุปผลการวิจัย.....	63
6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา.....	64
เอกสารอ้างอิง.....	65
ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์.....	67
ประวัติผู้เขียน.....	68

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การสร้างองค์ประกอบของชุดสัญญาณที่ใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด.....	8
2.2 การหาค่าสัมประสิทธิ์ s_{mj} ที่เครื่องรับโดยใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด.....	8
2.3 แผนภาพแสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณที่ภาคส่งและภาครับเมื่อส่งผ่าน.....	9
2.4 แผนภาพแสดงโครงสร้างของวงจรภาครับสัญญาณ.....	9
2.5 โครงสร้างของเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ที่ใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด.....	10
2.6 สัญญาณชีพ ในโดเมนเวลา ความถี่ชั่วคราวและความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง.....	14
2.7 การจัดสัญญาณแทรกสอด.....	17
2.8 บล็อกไดอะแกรมของระบบไดเรกต์ซีแควนซ์ทั้งทางภาคส่งและทางภาครับ.....	18
2.9 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบพีรีแควนซ์ฮอปปีงรูปแบบหนึ่ง.....	19
2.10 ตัวอย่างบล็อกไดอะแกรมของระบบ ระบบโทมฮอปปีง.....	20
2.11 แสดงสัญญาณ Multi Linear chirp ในแกนเวลา-ความถี่ ในกรณี M ผู้ใช้งาน.....	22
2.12 แสดงไดอะแกรมของระบบการสเปกตรัมโดยใช้สัญญาณชีพ.....	23
3.1 การแบ่งลักษณะการเฟดดิ้งของช่องสัญญาณโดยใช้การกระจายของดอปเปลอร์ของช่อง สัญญาณ.....	25
3.2 การแบ่งลักษณะการเฟดดิ้งของช่องสัญญาณ โดยการกระจายของดีเลย์ของช่องสัญญาณ.....	26
3.3 เมทริกซ์แสดงชนิดของการเฟดดิ้งโดยที่สัญญาณ เป็นฟังก์ชันของ Symbol period และ Baseband signal bandwidth.....	27
3.4 แสดงการแจกแจงแบบเรย์ลี(Rayleigh).....	29
3.5 แสดงการแจกแจงแบบไรซ์เมื่อตัวประกอบ K เท่ากับ 0, 1, 3, 10 และ 30 ตามลำดับ.....	30
3.6 แสดงการแจกแจงแบบนาคากามิ-เอ็ม เมื่อ m เท่ากับ 0.5, 1, 2 และ 5 ตามลำดับ.....	31
3.7 แสดงการแจกแจงแบบไรซ์ด้วยนาคากามิ-เอ็ม เมื่อ K เท่ากับ 0, 1, 5 และ 10 ตามลำดับ.....	31
3.8 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟต์ที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ภาครับ.....	33
4.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบ CPCMS.....	34
4.2 แสดงสัญญาณ Multi Linear Chirp ในแกนเวลา-ความถี่ ในกรณี M ผู้ใช้.....	36
4.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของค่าสัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ไขว้ของสัญญาณชีพ.....	37
4.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของค่าผลรวมของค่าสัมประสิทธิ์สัมพันธ์สูงสุดของสหสัมพันธ์ไขว้ ของสัญญาณชีพ.....	37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณทางกายภาพ แบบจำลองอ้างอิง แบบจำลองกำหนด ได้และค่าที่ได้จากการวัด.....	38
4.6 การหา $\mu_i(t)$ โดยการใช้ฟิลเตอร์.....	40
4.7 การหา $\mu_i(t)$ โดยวิธีการไรซ์.....	40
4.8 แบบจำลองของกระบวนการเชิงสถิติ.....	41
4.9 แบบจำลองของกระบวนการกำหนดได้.....	42
4.10 แผนภาพการสร้างช่องสัญญาณการเฟดดิ้งแบบเรย์ลี.....	42
4.11 แผนภาพการสร้างช่องสัญญาณการเฟดดิ้งแบบไรเซียน.....	43
4.12 โครงสร้างของแบบจำลองช่องสัญญาณการเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็ม.....	44
5.1 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CPCMS ในกรณีที่อัตราเซฟ (Chirp rate) มีค่าเท่ากับ 2.....	47
5.2 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CPCMS ในกรณีที่อัตราเซฟ (Chirp rate) มีค่าเท่ากับ 4.....	48
5.3 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CPCMS ในกรณีที่อัตราเซฟ (Chirp rate) มีค่าเท่ากับ 8.....	49
5.4 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CPCMS ในกรณีที่อัตราเซฟ (Chirp rate) มีค่าเท่ากับ 16.....	50
5.5 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CPCMS ในกรณีที่อัตราเซฟ (Chirp rate) มีค่าเท่ากับ 32.....	51
5.6 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CPCMS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้ งานในระบบเท่ากับ 4, 8 และ 12 เมื่อไม่เกิดการเฟดดิ้งของช่องสัญญาณ (No Fading).....	53
5.7 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CPCMS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้ งานในระบบเท่ากับ 4, 8 และ 12 เมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading).....	54
5.8 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CPCMS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้ งานในระบบเท่ากับ 4, 8 และ 12 เมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็มหรือ ไรเซียน (Rician Fading : K=10).....	55

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.9 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CPCMSS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 4, 8 และ 12 เมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็ม(Nakagami-m:เมื่อตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง $m=0.65$).....	56
5.10 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็มโดยกำหนดให้มีค่า $f_D T_b = 0.5$, $\Delta\bar{\alpha} = 16$ และจำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 8 ผู้ใช้งาน.....	58
5.11 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็มโดยกำหนดให้มีค่า $f_D T_b = 1.0$, $\Delta\bar{\alpha} = 16$ และจำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 8 ผู้ใช้งาน.....	59
5.12 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็มโดยกำหนดให้มีค่า $f_D T_b = 0.5$, $\Delta\bar{\alpha} = 4$ และจำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 8 ผู้ใช้งาน.....	60
5.13 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็มโดยกำหนดให้มีค่า $f_D T_b = 1.0$, $\Delta\bar{\alpha} = 4$ และจำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 8 ผู้ใช้งาน.....	61
5.14 ผลที่ได้จากการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลระหว่างระบบ CPCMSS กับระบบ DSSS ในกรณีที่จำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 12 ผู้ใช้งาน.....	62

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงการเปรียบเทียบอัตราขยายการประมวลผล (Process Gains) ในแต่ละเทคนิคการ ทำสเปกตรัม.....	23
3.1 ตัวแปรเสริมเฟตติง และค่าฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของการเฟตติงแต่ละ แบบ.....	32
4.1 ค่า a_1 , a_2 , a_3 , b_1 และ b_2 ที่สอดคล้องกับค่า m ต่างๆ.....	45
5.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราเซฟหรืออัตราการแปรเปลี่ยน ความถี่.....	46
5.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบเมื่อเปลี่ยนแปลงจำนวนผู้ใช้งานในระบบ.....	52
5.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบเมื่อพิจารณาผลกระทบจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ ชิฟต์.....	57



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในอนาคตอันใกล้นี้ความต้องการของการสื่อสารไร้สายมีอัตราเพิ่มสูงขึ้นเรื่อยๆ อาทิเช่น โทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile Telephone) และระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย (Wireless Local Area Network : WLAN) : ซึ่งจะเห็นได้ว่าปัจจุบันนี้ได้มีการพัฒนากันอย่างต่อเนื่อง ซึ่งรูปแบบที่ใช้สำหรับการกำหนดมาตรฐานหรือเทคนิคที่นำมาใช้ก็มีอยู่ด้วยกันหลายวิธีซึ่งวิธีการหนึ่งที่นิยมใช้ในการรับส่งข้อมูลในระบบสื่อสารไร้สาย ก็คือการนำเทคนิคการทำสเปกตรัม (Spread Spectrum) ซึ่งประโยชน์สำคัญที่ได้รับจากวิธีการนี้คือ สามารถเพิ่มความจุของระบบหรืออัตราการรับส่งข้อมูลให้สูงขึ้นได้[1]ซึ่งหนึ่งในกระบวนการทำสเปกตรัมก็คือการใช้กระบวนการมอดูเลตโดยอาศัยสัญญาณชีพ (Chirp Signal) เป็นฟังก์ชันพื้นฐาน ซึ่งเทคนิคนี้ได้ถูกนำไปใช้กันอย่างแพร่หลายในงานด้านเรดาร์ (Radar Application)[2]และระบบการสื่อสารไร้สายโดยคุณสมบัติที่สำคัญของสัญญาณชีพก็คือ ช่วยลดปัญหาจากการแทรกสอดเนื่องจากการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access Interference : MAI) [3,4]

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการวิเคราะห์สมรรถนะของวิธีการรับส่งข้อมูลโดยใช้เทคนิคการทำสเปกตรัมคือมีช่วงของแถบความถี่กว้างทำให้ช่วยลดปัญหาในการพบกับสภาพแวดล้อมแบบมัลติพาทได้ และจากการนำสัญญาณชีพมาใช้เป็นฟังก์ชันพื้นฐาน ก็จะส่งผลให้ลดความซับซ้อนของวงจรและค่าใช้จ่ายลงได้

ในที่นี้จะทำการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบในลักษณะหลายผู้ใช้งานบนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคากามิ (Nakagami Fading) และจะพิจารณาผลกระทบจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ (Doppler Shift) ซึ่งวิธีการดังกล่าวสามารถเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่ใช้ประโยชน์ในการออกแบบการรับส่งข้อมูลในระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายได้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

1.2.1 ศึกษาการทำงานของสเปกตรัมโดยอาศัยเทคนิคการมอดูเลตโดยใช้สัญญาณชีพเป็นฟังก์ชันพื้นฐาน

1.2.2 ศึกษาแบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคากามิ ซึ่งเป็นแบบจำลองที่สามารถนำไปทำการเปรียบเทียบกับแบบจำลองของช่องสัญญาณเฟดดิ้งประเภทอื่นๆ ได้

1.2.3 ศึกษาผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ช่วงเวลาร่วมใน ปราบฏการณคอปเปลอรชิฟต์ และ อัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ (Chirp rate)ว่ามีผลอย่างไรต่อสมรรถนะของระบบ

1.2.4 ศึกษาการใช้แบบจำลองในการวิเคราะห์สมรรถนะค่าอัตราความผิดพลาดบิตสำหรับ ระบบที่มีหลายผู้ใช้งาน

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ประสิทธิภาพของระบบที่ทำการศึกษา ควรจะเปลี่ยนแปลงเมื่อผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบ นาคากามิ ซึ่งกระบวนการทำสเปกตรัมเปิดตรัมโดยอาศัยสัญญาณเชิงเฟสแบบต่อเนื่องเมื่อผ่าน ช่องสัญญาณแล้วผลการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งจะทำให้สมรรถนะของระบบเปลี่ยนแปลงด้วยกล่าวคือ สมรรถนะของระบบจะลดลงเมื่อค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีคาลดต่ำลงและใน ทางกลับกันเมื่อค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเข้าใกล้อนันต์สมรรถนะของระบบก็จะดีขึ้นตามลำดับ และผลอันเนื่องมาจากระบบที่ทำการศึกษาที่เป็นระบบสำหรับหลายผู้ใช้งานดังนั้นจำนวนผู้ใช้งาน ในระบบก็จะส่งผลต่อสมรรถนะของระบบโดยรวมอีกด้วย

1.4 ขอบเขตงานวิจัย

1.4.1 ศึกษาเทคนิคการทำสเปกตรัมเปิดตรัมโดยใช้การมอดูเลตโดยอาศัยสัญญาณเชิง

1.4.2 ศึกษาแบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็ม เพื่อความหลากหลายที่ อาจเกิดขึ้นได้ตามสภาพภูมิประเทศที่สามารถใช้ในการวิเคราะห์ระบบสื่อสารแบบไร้สาย

1.4.3 ศึกษาผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ช่วงเวลาร่วมใน ปราบฏการณคอปเปลอรชิฟต์ (Doppler shift) และอัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ (Chirp rate) ว่ามีผลอย่างไรต่อสมรรถนะของ ระบบ

1.4.4 สรุปผลการศึกษาของระบบด้านค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบการสื่อสารใน ลักษณะหลายผู้ใช้งานโดยใช้เทคนิคการทำสเปกตรัมเปิดตรัมโดยใช้การมอดูเลตด้วยสัญญาณเชิง เฟสแบบต่อเนื่องที่ผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็ม พร้อมทั้งอธิบายถึงตัวแปร ต่างๆ ที่มีผลต่อประสิทธิภาพของระบบ

1.5 ขั้นตอนการศึกษา

วิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้จัดเนื้อหาออกเป็น 6 บทด้วยกัน คือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ขอบเขตการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีต่างๆ ในเบื้องต้นจะกล่าวถึงกล่าวถึงความรู้เบื้องต้นของระบบการสื่อสารดิจิทัล ทฤษฎีพื้นฐานของสัญญาณเซฟ และ ความรู้เบื้องต้นของการทำสเปกตรัม

บทที่ 3 กล่าวถึงรูปแบบของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบต่างๆ ที่อาจเกิดขึ้นได้ในระบบการสื่อสารแบบไร้สาย

บทที่ 4 กล่าวถึงแบบจำลองของระบบที่ทำการศึกษา และแบบจำลองของช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่ถูกสร้างขึ้นเพื่อใช้กับระบบที่ถูกจำลองขึ้นเพื่อศึกษานี้

บทที่ 5 และบทที่ 6 จะกล่าวถึงการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบและสรุปผลการวิจัยและแนวทางที่จะสามารถนำงานวิจัยนี้ไปพัฒนาเพื่อปรับใช้กับงานในระบบการสื่อสารอื่นๆ ต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 ระบบทั่วไปของการสื่อสารดิจิทัล

2.1.1 ความรู้เบื้องต้นของระบบเครือข่ายแบบไร้สาย

ในปัจจุบันนี้เทคโนโลยีได้มีการพัฒนาขึ้นอย่างมาก จำนวนผู้ใช้คอมพิวเตอร์เพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ จึงทำให้ปริมาณของข้อมูลที่ใช้ในการติดต่อสื่อสารมากขึ้นตามไปด้วย ซึ่งข้อมูลบางอย่างของผู้ใช้คนหนึ่งอาจเป็นที่ต้องการของผู้ใช้คนอื่นๆ หรือข้อมูลของผู้ใช้คนหนึ่งอาจเหมือนกับข้อมูลของผู้ใช้อีกคนหนึ่งก็ได้ จึงทำให้มีการสร้างเครือข่ายการสื่อสารขึ้นมาเพื่อที่จะสามารถทำให้มีการใช้ข้อมูลร่วมกันได้และในบางกรณีก็สามารถใช้อุปกรณ์บางอย่างเช่น เครื่องพิมพ์ (Printer) หรือ เครื่องสแกนเนอร์ (Scanner) ร่วมกันได้ ซึ่งระบบเครือข่ายได้มีการพัฒนาขึ้นมาเรื่อยๆ จนในเวลาต่อมาได้มีการพัฒนาระบบเครือข่ายแบบไร้สาย (Wireless LAN) ขึ้น ซึ่งกำลังเป็นที่นิยมอย่างมากและยังมีการพัฒนาอย่างสม่ำเสมอมาจนถึงปัจจุบันนี้

การสื่อสารเครือข่ายแบบไร้สายนี้กำลังเป็นที่สนใจอย่างมากในปัจจุบัน โดยสังเกตได้จากการที่ผู้คนเริ่มหันมาใช้เครื่องคอมพิวเตอร์แบบพกพา (Notebook) กันมากขึ้น ซึ่งกลุ่มคนที่ใช้คอมพิวเตอร์แบบพกพานี้ส่วนใหญ่แล้วจะเป็นคนที่ต้องเดินทางไปมายังสถานที่ต่างๆ อยู่ตลอดเวลาเราจะเห็นว่ากลุ่มผู้คนเหล่านี้มีความจำเป็นที่จะต้องใช้การสื่อสารเครือข่ายแบบไร้สายเพื่อที่จะติดต่อสื่อสารระหว่างกันหรืออาจต้องการค้นหาข้อมูลของตนเอง ซึ่งการสื่อสารเครือข่ายแบบไร้สายนี้มีความสะดวกและคล่องตัว โดยสามารถที่จะทำการติดต่อสื่อสารระหว่างกันได้เกือบทุกสถานที่หรือเกือบทุกๆ โอกาส ทำให้กลุ่มคนเหล่านี้สามารถที่จะทำงานได้ตลอดเวลา และรับรู้ข้อมูลข่าวสารปัจจุบันได้อย่างทันท่วงที นอกจากนี้ยังสามารถส่งข้อมูลข่าวสารไปยังผู้ใช้คนอื่น ๆ ได้อย่างรวดเร็ว โดยไม่จำเป็นที่จะต้องกลับไปยังที่ทำงานก่อน จะเห็นว่าเครือข่ายแบบไร้สายช่วยให้การทำงานมีความยืดหยุ่นมากขึ้น แต่ในขณะเดียวกันก็ยังมีข้อด้อยบางจุดเมื่อเปรียบเทียบกับเครือข่ายแบบทั่วไป เช่น อัตราความเร็วในการส่งถ่ายข้อมูลจะน้อยกว่า หรือการเกิดการลดทอนของสัญญาณที่ผ่านสภาพแวดล้อมแบบต่างๆ โดยสามารถแจกแจงข้อดีและข้อเสียของการสื่อสารเครือข่ายแบบไร้สายเมื่อเปรียบเทียบกับเครือข่ายแบบทั่วไปได้ดังนี้

- ข้อดีของระบบเครือข่ายแบบไร้สาย

- 1) มีความยืดหยุ่นในการใช้งาน (Flexibility) : ภายในระยะการครอบคลุมของระบบผู้ใช้สามารถติดต่อสื่อสารกันได้ เนื่องจากเป็นระบบใช้คลื่นหรือสัญญาณวิทยุในการส่ง ซึ่งคลื่นหรือสัญญาณวิทยุนี้สามารถส่งผ่านผนังหรือกำแพงต่างๆ ได้ ทำให้ผู้ส่งและผู้รับข้อมูลสามารถติดต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กันได้ แม้จะไม่สามารถมองเห็นกันก็ตาม นอกจากนี้ระบบเครือข่ายแบบไร้สายยังสามารถที่จะใช้งานได้ในบริเวณที่ยากแก่การเดินสายเคเบิลอีกด้วย

2) ง่ายแก่การวางแผน (Planning) : ในระบบเครือข่ายทั่วไปที่ใช้สายนั้นจำเป็นต้องมีการเดินสายเคเบิลไว้ล่วงหน้าก่อนที่จะมีการใช้งานเสมอ ทำให้การขยายเครือข่ายเมื่อมีการติดตั้งไปแล้วสามารถทำได้ยาก แต่ในเครือข่ายแบบไร้สายนั้นการขยายเครือข่ายจะมีความยุ่งยากน้อยกว่าทั้งนี้ในปัจจุบันได้มีการกำหนดมาตรฐานที่ใช้ในระบบเครือข่ายแบบไร้สายขึ้นมา เพื่อให้อุปกรณ์ที่ผลิตจากบริษัทต่างๆ กันสามารถใช้งานร่วมกันได้อีกด้วย

3) ง่ายในการออกแบบ (Design) : การสื่อสารเครือข่ายแบบไร้สายสามารถใช้ได้กับอุปกรณ์ขนาดเล็กที่ไม่ใช่คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (Personal Computer) เช่น Pocket PC , PDA หรือเครื่องคอมพิวเตอร์แบบพกพา เป็นต้น ทำให้อุปกรณ์เหล่านี้สามารถติดต่อสื่อสารกับเครือข่ายได้โดยไม่ต้องเดินสายเคเบิล ซึ่งจะเป็นการเพิ่มความสะดวกสบายในการใช้งาน เพราะส่วนมากแล้วอุปกรณ์ขนาดเล็กเหล่านี้ จะใช้ในกรณีที่มีการเคลื่อนที่ตลอดเวลา

4) มีความทนทานต่อสภาพแวดล้อมโดยรอบ (Robustness) : โครงข่ายของระบบเครือข่ายแบบไร้สายจะมีความคงทนถาวรมากกว่าระบบที่ต้องมีการเดินสาย เช่นในสภาวะที่เกิดแผ่นดินไหวอาจจะทำให้เกิดการขาดของสายเคเบิล เป็นผลให้ระบบโดยรวมเกิดการขัดข้องได้ แต่ในกรณีที่เป็นระบบเครือข่ายแบบไร้สาย ก็ไม่จำเป็นต้องกังวลถึงความเสียหายที่เกิดกับสายเคเบิล

- ข้อเสียของระบบเครือข่ายแบบไร้สาย

1) คุณภาพของการบริการ (Quality of Service) : โดยทั่วไปแล้วระบบเครือข่ายแบบไร้สายจะมีคุณภาพของการบริการที่ต่ำกว่าระบบเครือข่ายแบบมีสาย เหตุผลที่สำคัญก็คือ ความกว้างของแถบความถี่ที่มีไม่มากนักเนื่องจากข้อกำหนดของการส่งสัญญาณวิทยุ โดยมีความเร็วประมาณ 1-10 Mbps นอกจากนี้แล้วยังมีค่าอัตราความผิดพลาดของบิตในการส่งข้อมูลสูงกว่าแบบมีสาย เพราะว่ามีสัญญาณรบกวน (Interference) มากกว่า อีกทั้งยังมีการหน่วงข้อมูลที่สูงกว่าอีกด้วย

2) ราคาสูง (Cost) : เนื่องจากการผลิตอุปกรณ์ที่ใช้ในเครือข่ายแบบไร้สายจำเป็นต้องใช้เทคโนโลยีในการผลิตที่สูงทำให้ค่าใช้จ่ายสูงตามไปด้วย

3) การพัฒนาที่ไม่ร่วมกัน (Proprietary Solution) : เนื่องจากความล่าช้าในการกำหนดมาตรฐานในการส่งข้อมูลของระบบเครือข่ายแบบไร้สาย ซึ่งเกิดจากการที่บริษัทผู้ผลิตต่างๆ มีการจดสิทธิบัตรในการพัฒนาเทคโนโลยีของตนเอง ซึ่งโดยมากแล้วจะมีคุณลักษณะที่ไม่เหมือนกัน ทำให้ในการใช้งานจะต้องใช้อุปกรณ์ที่ผลิตมาจากบริษัทเดียวกันเท่านั้นจึงจะสามารถทำงานร่วมกันได้

4) ข้อจำกัดของแต่ละประเทศ (Restriction) : อุปกรณ์ต่างๆ ในระบบเครือข่ายแบบไร้สายโดยมากแล้วมักจะถูกจำกัดด้วยข้อกำหนดต่างๆ ของแต่ละประเทศเนื่องจากในแต่ละประเทศจะมีการกำหนดความถี่ของการใช้งานด้านต่างๆ ไว้อย่างแน่นอน เพื่อให้การใช้งานไม่เกิดปัญหาการรบกวนกันหรือให้เกิดการรบกวนกันน้อยที่สุด โดยในปัจจุบันได้มีการกำหนดมาตรฐานในการใช้งานความถี่ระดับโลกขึ้นมา เช่น IMT-2000 เพื่อลดปัญหาที่เกิดขึ้นและ นอกจากนี้กำลังที่ใช้ในการส่งจะถูกกำหนดให้มีค่าค่อนข้างต่ำ

5) ความปลอดภัยและความเป็นส่วนตัว (Safety and Security) : การใช้คลื่นหรือสัญญาณวิทยุในการส่งข้อมูลนั้นอาจเป็นสาเหตุให้เกิดการรบกวนกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่น ๆ ซึ่งเป็นสาเหตุให้เกิดการผิดพลาดในการทำงานได้ นอกจากนี้การสื่อสารกันโดยใช้สัญญาณวิทยุ นั้นมักจะถูกดักฟังได้ง่ายกว่าแบบมีสาย ซึ่งก็เป็นปัญหาอีกอย่างหนึ่งที่มีความสำคัญเป็นอย่างมาก

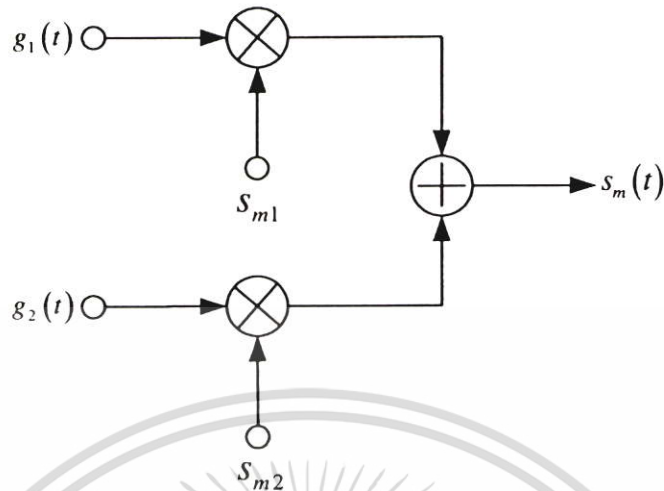
การสื่อสารระบบเครือข่ายแบบไร้สายแบบทั่วไปนั้นสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตแล้วจะประกอบด้วยรูปคลื่นของสัญญาณที่เป็นคาบ ที่สอดคล้องกับสัญลักษณ์ที่ต้องการส่ง โดยส่วนใหญ่จะใช้สัญญาณคลื่นรูปไซน์มาเป็นฟังก์ชันพื้นฐาน ดังนั้นการนำสัญญาณเข้มาประยุกต์ใช้ร่วมกันกับเทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัมกระจาย (Spread Spectrum Technique) ก็สามารถนำเทคนิคดังกล่าวมาประยุกต์ใช้งานในระบบการสื่อสารไร้สายและระบบเครือข่ายแบบไร้สายได้

2.1.2 การมอดูเลตและดีมอดูเลตโดยวิธีใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน

กรรมวิธีการมอดูเลตแบบ ดิจิทัลมีได้หลากหลายรูปแบบ แต่ละแบบก็มีคุณลักษณะที่แตกต่างกันไป ฉะนั้นการเลือกกรรมวิธีที่เหมาะสมกับการใช้งานในทางปฏิบัติโดยเฉพาะกับระบบการสื่อสารแบบไร้สาย มีองค์ประกอบที่จะต้องนำมาพิจารณาหลายประการ แต่โดยทั่วไปวิธีการมอดูเลตที่จัดว่าดีมีประสิทธิภาพควรมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้[5]

- สามารถให้อัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำ (Bit error rate) แม้ว่าอัตราส่วนกำลังของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to noise ratio) ของช่องสัญญาณที่รับได้มีค่าไม่สูงนัก
- มีความต้องการแบนด์วิดท์ขนาดเล็ก และสามารถส่งข้อมูลด้วยอัตราบิตที่สูง นั่นคือสามารถใช้งานสเปกตรัมความถี่ที่มีอยู่จำกัดได้อย่างมีประสิทธิภาพ
- สามารถทำงานได้ดีกับช่องสัญญาณที่มีปัญหาของเฟดดิ้งและมัลติพาท
- วงจรภาครับและภาคส่งมีโครงสร้างเรียบง่าย ไม่ซับซ้อน สามารถสร้างจริงได้ด้วยต้นทุนที่ประหยัด

สัญลักษณ์ 1 ค่าสัมประสิทธิ์จะถูกกำหนดให้เป็น $s_{m1} = 1$ และ $s_{m2} = 0$ และเป็น $s_{m1} = 0$ และ $s_{m2} = 1$ เมื่อต้องการส่งสัญลักษณ์ 2



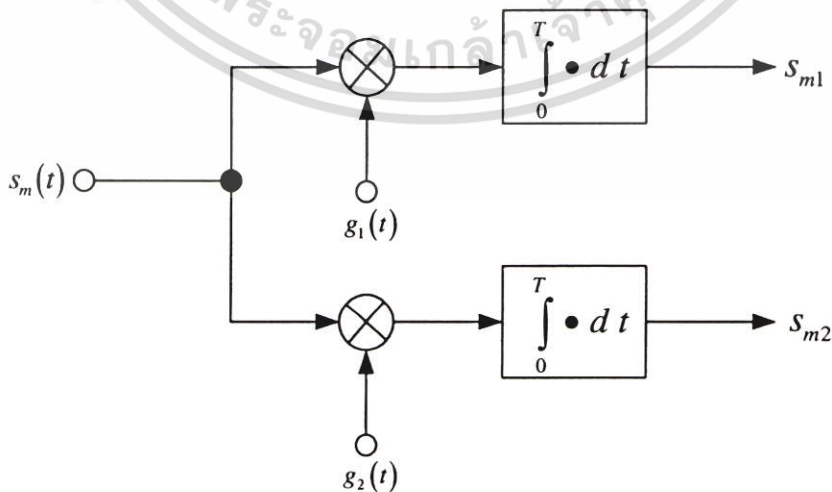
รูปที่ 2.1 การสร้างองค์ประกอบของชุดสัญญาณที่ใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด

2.1.2.3 การหาเวกเตอร์สัญญาณโดยใช้สหสัมพันธ์

การหาเวกเตอร์สัญญาณสามารถทำได้โดยใช้องค์ประกอบของชุดสัญญาณ เนื่องจาก การที่มีฟังก์ชันพื้นฐานเป็นแบบ เชนตั้งฉาก ซึ่งมีการใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์นั้น จำเป็นจะต้องมีฟังก์ชันพื้นฐานทุกชุดอยู่ที่เครื่องรับ และสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์ s_{mj} ได้จาก

$$s_{mj} = \int_0^T s_m(t) g_j(t) dt = \begin{cases} m=1,2,\dots,M \\ n=1,2,\dots,N \end{cases} \quad (2.3)$$

โดยที่รูปที่ 2.2 แสดงถึงการหาค่าสัมประสิทธิ์ s_{mj} ที่ใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด จะเห็นว่าการ ดึงเอาสัญญาณจะใช้การสหสัมพันธ์ 2 ชุดทำหน้าที่หา s_{m1} และ s_{m2} จากการใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน $g_1(t)$ และ $g_2(t)$ ตามลำดับ



รูปที่ 2.2 การหาค่าสัมประสิทธิ์ s_{mj} ที่เครื่องรับโดยใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด.

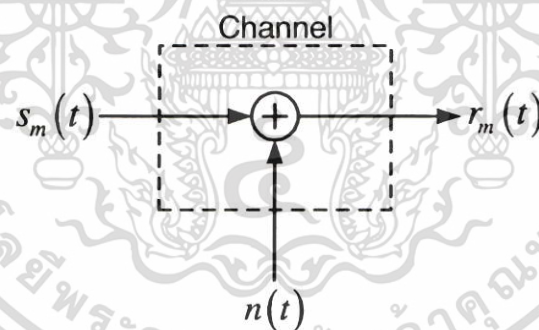
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.3 รูปแบบพื้นฐานของเครื่องรับที่ใช้ติเทกสัญญาณ

ที่ผ่านมาเราได้กล่าววิธีการมอดูเลตสัญญาณโดยอาศัยฟังก์ชันพื้นฐานที่สามารถใช้สำหรับส่งข้อมูลดิจิทัลผ่านช่องสัญญาณ ในขั้นตอนดังกล่าวเป็นกระบวนการที่เกิดขึ้น ณ ภาคส่งโดยมีหน้าที่ในแปลงข้อมูลดิจิทัลให้เป็นรูปสัญญาณที่เหมาะสมกับช่องสัญญาณ ในลำดับต่อไปนี้จะกล่าวถึงขั้นตอนการดีมอดูเลตสัญญาณซึ่งเป็นกระบวนการที่เกิดขึ้นที่ภาครับสัญญาณ สำหรับในที่นี่จะพิจารณาเฉพาะกรณีที่ช่องสัญญาณได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (additive white Gaussian noise: AWGN) จากข้อกำหนดที่กล่าวมาเราสามารถวาดเป็นแบบจำลองช่องสัญญาณได้ดังในรูปที่ 2.3 จากรูปเราจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ส่งออก ณ ภาคส่งกับสัญญาณที่รับได้ ณ ภาครับดังนี้

$$r_m(t) = s_m(t) + n(t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.4)$$

โดย $s_m(t)$ คือ สัญญาณที่ภาคส่งใช้ในการแทนข้อมูลดิจิทัล ทั้งนี้ $m = 1, 2, \dots, M$ ระยะเวลาที่ใช้ในการส่งสัญญาณดิจิทัลแต่ละครั้งจะมีความยาวเท่ากับ T วินาที และ $n(t)$ คือ สัญญาณรบกวนสำหรับช่วงเวลาการส่งข้อมูลดิจิทัลแต่ละครั้ง $n(t)$ เป็นฟังก์ชันแชนเนลของกระบวนการเร็นดอมเกาส์สีขาวแบบบวก (AWGN random process) ที่มีความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังเท่ากับ $\frac{N_0}{2}$ W/Hz



รูปที่ 2.3 แผนภาพแสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณที่ภาคส่งและภาครับเมื่อส่งผ่าน



รูปที่ 2.4 แผนภาพแสดงโครงสร้างของวงจรภาครับสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

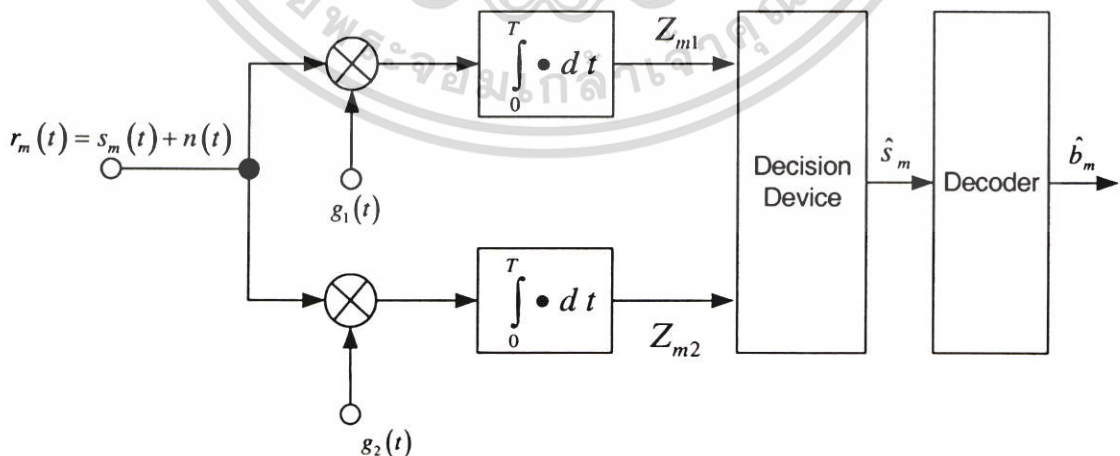
สัญญาณ $r_m(t)$ ที่รับได้จะถูกป้อนเข้าวงจรภาครับซึ่งประกอบองค์ประกอบย่อย 2 ส่วน คือ วงจรดีมอดูเลตสัญญาณ (signal demodulator) และวงจรดีเทกเตอร์ (detector) ดังแสดงในรูปที่ 2.4 สำหรับในส่วนนี้จะขอกล่าวถึงเฉพาะองค์ประกอบส่วนหลังคือ วงจรดีเทกเตอร์ ซึ่ง โดยทั่วไป วงจรดีเทกสัญญาณมีได้หลายรูปแบบแต่ที่นิยมนำมาใช้ในการระบบการสื่อสารแบบไร้สายคือ

2.1.3.1 เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์และเครื่องรับแบบแมทซ์ฟิลเตอร์

• เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ (Correlation receiver)

สมการที่ (2.3) จะแสดงถึงการหาค่าแวกเตอร์สัญญาณจากสัญญาณที่รับได้โดยใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ โดยมีเงื่อนไขที่สำคัญคือเครื่องรับจะต้องมีค่าฟังก์ชันพื้นฐาน $g_1(t)$ ทั้งหมดที่ใช้ โดยรูปที่ 2.5 จะเป็นการใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ที่ใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด สังเกตว่านอกจากเครื่องรับจะต้องมีค่าฟังก์ชันพื้นฐานแล้ว ยังต้องทราบค่าช่วงเวลาของสัญลักษณ์ T และเวลาที่เริ่มทำการส่ง ซึ่งข้อมูลเหล่านี้เราเรียกว่า Timing information

ในช่องสัญญาณที่ใช้งานจริงนั้นสัญญาณ $r_m(t)$ ที่เป็นอินพุทของเครื่องรับจะเป็นผลรวมระหว่างสัญญาณที่ส่งมา $s_m(t)$ กับสัญญาณรบกวน $n(t)$ ทำให้การหาค่าองค์ประกอบของชุดสัญญาณ s_{mj} ซึ่งเป็นผลลัพธ์จากการใช้วิธีสหสัมพันธ์เป็นเพียงค่าประมาณเท่านั้น โดยจากรูปที่ 2.5 เราจะแทนค่าประมาณนี้เป็นแวกเตอร์สังเกตการณ์ (Observation vector) Z_{m1} และ Z_{m2} และถูกนำไปเป็นอินพุทของวงจรการตัดสินใจ (Decision Circuit) เพื่อหาค่า \hat{s}_{mj} ที่ใกล้เคียงกับ s_{mj} ที่ส่งมามากที่สุดจากนั้นจึงทำการถอดรหัสเพื่อให้ได้ข้อมูลสุดท้ายออกมา โดยหลักสำคัญของเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์คือการหา ฟังก์ชันพื้นฐานทั้งหมด และ Timing information จากสัญญาณที่รับมาได้นั่นเอง



รูปที่ 2.5 โครงสร้างของเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ที่ใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- **เครื่องรับแบบแมทช์ฟิลเตอร์ (Matched filters)**

เราอาจใช้แมทช์ฟิลเตอร์ในการหาเวกเตอร์สังเกตการณ์ z_{mj} แทนเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ได้ โดยข้อแตกต่างของเครื่องรับแบบแมทช์ฟิลเตอร์คือการที่ ฟังก์ชันพื้นฐานทั้งหมดจะถูกเก็บไว้ที่เครื่องรับ ในรูปของผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ (Impulse Response) ทำให้ไม่จำเป็นต้องหาฟังก์ชันพื้นฐานจากสัญญาณที่รับมาได้

2.1.3.2 เครื่องรับแบบร่วมนัยและแบบไม่ร่วมนัย

- **เครื่องรับแบบร่วมนัย (Coherent receiver)**

เครื่องรับแบบร่วมนัยจำเป็นจะต้องมีค่าฟังก์ชันพื้นฐานที่เป็นสำเนาอย่างถูกต้องแน่นอนอนโดยในทางปฏิบัติเครื่องรับแบบร่วมนัยมักจะใช้ในการติมอดูเลตสัญญาณการมอดูเลตทางเลขเชิงแอมพลิจูด, การมอดูเลตทางเลขเชิงเฟส, Quadrature Phase Shift Keying (QPSK), M-ary PSK (MPSK) และ M-ary Quadrature Amplitude Modulation (MQAM) โดยค่าฟังก์ชันพื้นฐานอาจได้จากเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์หรือแมทช์ฟิลเตอร์ก็ได้ แต่เนื่องจากความคลาดเคลื่อนของผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ในแมทช์ฟิลเตอร์เพียงเล็กน้อย ก็สามารถมีผลทำให้ประสิทธิภาพของระบบลดลงอย่างมาก ดังนั้นเครื่องรับแบบร่วมนัยจึงมักหลีกเลี่ยงการใช้แมทช์ฟิลเตอร์ในการหาค่าฟังก์ชันพื้นฐาน

- **เครื่องรับแบบไม่ร่วมนัย (Non-coherent receiver)**

ในเครื่องรับแบบไม่ร่วมนัย ไม่จำเป็นต้องหาค่าฟังก์ชันพื้นฐานจากสัญญาณที่รับได้ ซึ่งในการใช้งานประยุกต์บางอย่างการหาค่าฟังก์ชันพื้นฐานจากสัญญาณที่รับได้เป็นเรื่องที่ได้ยาก โดยเครื่องรับแบบไม่ร่วมนัยจะใช้คุณสมบัติอื่นๆ ของสัญญาณ s_{mj} ในการติมอดูเลตแทน ซึ่งการเลือกคุณสมบัติที่ใช้นั้นจะขึ้นอยู่กับวิธีที่ใช้ในการมอดูเลตด้วย

โดยทั่วไปแล้วข้อดีหลักของเครื่องรับแบบร่วมนัยเมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบไม่ร่วมนัยคือการที่มีประสิทธิภาพของระบบในช่องสัญญาณ สัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก ดีกว่าซึ่งในทางปฏิบัติแล้วถ้าค่า BER มีค่าสูงกว่า 10^{-2} หรือ 10^{-3} ระบบก็ไม่อาจทำงานได้ นอกจากนี้เครื่องรับแบบร่วมนัย ยังสามารถสร้างชุดสัญญาณขนาดใหญ่ได้โดยใช้ฟังก์ชันพื้นฐานที่เป็นเชิงตั้งฉาก เพียงไม่กี่ชุด ซึ่งทำให้ประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์มีค่าสูงด้วย แต่เครื่องรับแบบไม่ร่วมนัยก็ยังคงมีข้อดีในบางส่วนเช่น ในสภาพแวดล้อมบางแบบที่ไม่สามารถหาค่าฟังก์ชันพื้นฐานได้เครื่องรับแบบไม่ร่วมนัยก็เป็นทางเลือกเดียวที่ใช้ได้ อีกทั้งเมื่อเปรียบเทียบในด้านความซับซ้อนของวงจรการทำงาน เครื่องรับแบบไม่ร่วมนัยจะมีความซับซ้อนน้อยกว่าด้วย

2.1.4 การวัดประสิทธิภาพของระบบ

ในระบบการสื่อสารแบบดิจิทัลนั้น ส่วนที่มักจะทำให้เกิดความผิดพลาดคือ ช่องสัญญาณแวนะลอกซึ่งปัญหาพื้นฐานของระบบการสื่อสารแบบดิจิทัลมักจะเป็นการหาวิธีที่ทำให้ประสิทธิภาพในการส่งผ่านข้อมูลสูงสุด และให้พลังงานที่ใช้ในการส่งต่อ 1 บิตข้อมูลมีค่าน้อยที่สุดนอกจากนี้ ยังต้องคำนึงถึงแบนด์วิดท์ที่ใช้ในการส่งอีกด้วย โดยการวัดประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารแบบดิจิทัล มักจะอยู่ในรูปของค่าอัตราความผิดพลาดของบิต (Bit Error Rate : BER) ซึ่งเป็นค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากบิตข้อมูลที่ได้รับได้ ซึ่งโดยทั่วไปแล้วค่า อัตราความผิดพลาดของบิตนี้จะขึ้นอยู่กับวิธีการเข้ารหัส วิธีการมอดูเลต และ ดีมอดูเลต พลังงานของเครื่องส่งที่ใช้ รวมถึงคุณสมบัติของช่องสัญญาณที่เปลี่ยนไปตามสภาพแวดล้อมด้วย

ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าจุดประสงค์หลักของการออกแบบระบบการสื่อสารแบบดิจิทัลคือการทำให้พลังงานในการส่งข้อมูลแต่ละบิตมีค่าน้อยที่สุด ส่วนจุดประสงค์อื่นที่ใช้พิจารณาตามมา คือการใช้แบนด์วิดท์ให้เกิดประโยชน์สูงสุด นอกจากนี้ถ้าต้องใช้งานประยุกต์บางอย่าง เช่น ภายในอาคาร อาจจะเป็นต้องนำผลจากการเฟดดิ้งแบบมัลติพาธ มาใช้ในการเลือกวิธีการมอดูเลตด้วย

2.2 ทฤษฎีพื้นฐานของสัญญาณชีพ (Basic Theory of Chirp)

หนึ่งในวิธีการมอดูเลตที่ใช้ในการสเปรดสเปคตรัมที่ไม่จำเป็นต้องอาศัยวิธีการเข้ารหัส แต่สามารถเพิ่มแบนด์วิดท์ให้มีขนาดกว้างขึ้นได้วิธีการดังกล่าวเรียกว่า การมอดูเลตโดยอาศัยสัญญาณชีพ(Chirp Modulation) ซึ่งในงานด้านเรดาร์ เทคนิคนี้ถูกเรียกว่าอีกชื่อหนึ่งว่า "การบีบอัดสัญญาณพัลส์"(Pulse Compression)[2]ซึ่งอธิบายได้ว่าถ้าเรานำสัญญาณ ชายนูชอยด์ ที่มีความถี่คงที่มาก่อๆ บีบคาบเวลาให้สั้นลงเรื่อยๆ ตามเวลา ซึ่งสัญญาณที่ได้จะมีลักษณะค่อยๆ แปรเปลี่ยนความถี่ ตามอัตราการบีบคาบเวลานั้นเอง โดยทั่วไปเราสามารถแสดงสมการของสัญญาณชีพได้ดังนี้[3]

$$c_i(t) = \sqrt{\frac{2E_i}{T_i}} \cos(2\pi f_i t + \pi\alpha_i t^2), \quad 0 \leq t \leq T_i \quad (2.5)$$

เมื่อ $\alpha_i = \frac{W_i}{T_i}$

โดยที่ T_i คือ คาบเวลาของสัญญาณชีพ

f_i คือ ความถี่ของคลื่นพาห้

W_i คือ แบนด์วิดท์ของสัญญาณชีพหรือช่วงกวาดความถี่ของสัญญาณชีพ

E_i คือ พลังงานของสัญญาณชีพ

สำหรับค่าเชิงซ้อนของสัญญาณ $x(t)$ สามารถเขียนแทนด้วยสมการ

$$x(t) = r(t)e^{j\varphi(t)}, \quad r(t) \geq 0, \quad \varphi(t) \in \mathbb{R} \quad (2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ความถี่ชั่วขณะ (Instantaneous Frequency) $f_x(t)$ คือการทำอนุพันธ์ของเฟสชั่วขณะ (Instantaneous Phase) $\varphi(t)$

$$f_x(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \varphi(t) \quad (2.7)$$

โดยที่อัตราเซฟ (Chirp rate) สามารถแสดงได้โดย

$$\alpha_i(t) = \frac{d}{dt} f_x(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d^2}{dt^2} \varphi(t) \quad (2.8)$$

ส่วนค่าจริงของสัญญาณ $x(t)$ คือ

$$\hat{x}(t) = x(t) + jH\{x(t)\} \quad (2.9)$$

เมื่อ $H\{x(t)\}$ คือการแปลงฮิลเบิร์ต (Hilbert Transform) ของสัญญาณ $x(t)$ ซึ่งการวิเคราะห์

สัญญาณเซฟ $c_i(t)$ สามารถเขียนแทนด้วยสมการ [6]

$$\begin{aligned} \hat{c}_i(t) &= \sqrt{\frac{2E_i}{T_i}} \cos(2\pi f_i t + \pi \alpha_i t^2) + j \sqrt{\frac{2E_i}{T_i}} \sin(2\pi f_i t + \pi \alpha_i t^2) \\ &= \sqrt{\frac{2E_i}{T_i}} e^{j(2\pi f_i t + \pi \alpha_i t^2)} \end{aligned} \quad (2.10)$$

ดังนั้นความถี่ชั่วขณะของสัญญาณเซฟ แสดงได้ดังนี้

$$f_{c_i} = f_i + \alpha_i t \quad (2.11)$$

และเราสามารถนิยามค่าแบนด์วิดท์ (W_i) ในช่วงของความถี่ชั่วขณะได้ดังนี้

$$W_i = \alpha_i T_i \quad (2.12)$$

ส่วนอื่นๆ ที่เรายังให้ความสนใจก็คือ ผลการแปลงฟูริเยร์ (Fourier Transform) และความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง (Power Spectral Density) ของสัญญาณเซฟ [6,7]

$$C_i(\omega) = \sqrt{\frac{2E_i}{T_i}} \int_0^{T_i} e^{j[(\omega_i - \omega)t + \pi \alpha_i t^2]} dt = |C_i(\omega)| \angle C_i(\omega) \quad (2.13)$$

เมื่อ $\omega_i = 2\pi f_i$

Cook และ Chin และ Klauder, Price, Darlington, และ Albersheim ได้วิเคราะห์ผลของขนาดและเฟสของการแปลงฟูริเยร์ ซึ่งแสดงได้โดย [7,8]

$$|C_i(\omega)| = \sqrt{\frac{E_i}{W_i}} \sqrt{C^2(u) + S^2(u)} \quad (2.14)$$

$$\text{และ} \quad \angle C_i(\omega) = \tan^{-1} \left(\frac{S(u)}{C(u)} \right) - \frac{(\omega_i + \pi W_i - \omega)^2}{4\pi \alpha_i} \quad (2.15)$$

เมื่อ
$$C(u) + jS(u) = \int_{u_1}^{u_2} e^{j\frac{\pi}{2}x^2} dx \quad (2.16)$$

และ
$$u_1 = \sqrt{2W_i} \left[-\frac{1}{2} + \frac{\omega_i + \pi W_i - \omega}{2\pi W_i} \right], \quad (2.17)$$

$$u_2 = \sqrt{2W_i} \left[+\frac{1}{2} + \frac{\omega_i + \pi W_i - \omega}{2\pi W_i} \right].$$

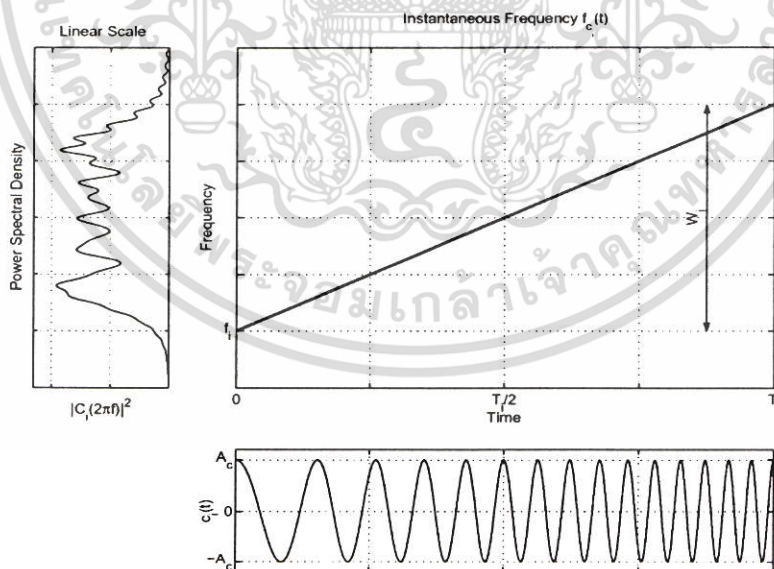
โดยที่ฟังก์ชัน $C(u)$ คือ เฟรสเนล โคไซน์ อินทิกรัล (Fresnel Cosine Integral)

$S(u)$ คือ เฟรสเนล ไซน์ อินทิกรัล (Fresnel Sine Integral)

ส่วนความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง (Power Spectral Density : PSD) นิยามได้จาก ขนาดยกกำลังสองของการแปลงฟูรีเยร์[7,8]

$$|C_i(\omega)|^2 = \frac{E_i}{W_i} (C^2(u) + S^2(u)) = A_i (C^2(u) + S^2(u)). \quad (2.18)$$

ค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังวัดได้จากการกระจายกำลังของสัญญาณในแต่ละความถี่และอีกค่าหนึ่งที่มีความสำคัญคือผลคูณของเวลา-แบนด์วิดท์ (Time-Bandwidth Product : $T_i W_i$) ซึ่งจะบ่งบอกถึงการใช้ทรัพยากรทางเวลาและความถี่ของสัญญาณเซฟที่สร้างขึ้นซึ่งลักษณะของสัญญาณเซฟแสดงดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 สัญญาณเซฟ : สัญญาณในโดเมนเวลา, ความถี่ชั่วขณะ และความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง

2.3 ความรู้เบื้องต้นของการสเปกตรัม

หลักการในการทำสเปกตรัมในยุคแรกๆ นั้นมีจุดมุ่งหมายเพื่อนำมาใช้งานในวงการทหารสำหรับป้องกันการรบกวนของข้าศึกต่อการรับส่งสัญญาณ (Enemy Jamming) หากแต่ในปัจจุบันกรรมวิธีการนี้ได้นำมาใช้ประโยชน์ ในระบบการสื่อสารข้อมูลแบบไร้สาย (Wireless Communication) โดยประโยชน์สำคัญที่ได้รับจากวิธีนี้ คือ สามารถเพิ่มความจุของระบบหรืออัตราการรับส่งข้อมูลให้สูงขึ้น ซึ่งในทางทฤษฎีแล้วมีความเป็นไปได้ที่จะสามารถเพิ่มอัตราการส่งข้อมูลให้สูงกว่าระบบอื่นๆ และมีความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ ต่อมาจึงได้มีการศึกษาและพัฒนาเทคนิคนี้เพื่อใช้ในระบบการสื่อสารทั่วไป

หลักการของเทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่มี 2 ข้อคือ[1]

- 1) แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ถูกส่งออกไปต้องมากกว่าแบนด์วิดท์ของข้อมูลที่ยังไม่ได้เข้ารหัส
- 2) แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ถูกส่งออกไปจะพิจารณาจากฟังก์ชันอื่นๆ มากกว่าข้อมูลที่จะถูกส่ง ดังนั้นแบนด์วิดท์จะไม่ขึ้นอยู่กับวิธีการทางสถิติของสัญญาณข้อมูล

ฉะนั้นการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่จึงเป็นการแปลงสัญญาณข้อมูลไปเป็นสัญญาณที่จะถูกส่งที่มีแบนด์วิดท์มากกว่าเดิมซึ่งการแปลงนี้ทำได้โดยการเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลด้วยสัญญาณรหัสนี้ซึ่งจะไม่ขึ้นกับข้อมูลและจะมีความกว้างสเปกตรัมมากกว่าสัญญาณข้อมูล การแผ่นี้จะทำให้กำลังของสัญญาณข้อมูลแผ่ออกไปตลอดช่วงแบนด์วิดท์ของสัญญาณสเปกตรัมแผ่ เป็นผลทำให้ความหนาแน่นกำลัง (Power density) ลดลง

อัตราส่วนแบนด์วิดท์ของสัญญาณสเปกตรัมแผ่ต่อแบนด์วิดท์ของข้อมูลเรียกว่า อัตราขยายการประมวลผล (Processing gain : G_p) ของระบบสเปกตรัมแผ่

$$G_p = \frac{B_t}{B_i} \quad (2.19)$$

เมื่อ B_t คือ แบนด์วิดท์ของสัญญาณสเปกตรัมแผ่

B_i คือ แบนด์วิดท์ของข้อมูลที่ยังไม่ได้เข้ารหัส

เครื่องรับจะทำการสหสัมพันธ์ (Correlation) สัญญาณที่ได้รับด้วยสัญญาณรหัสนี้ที่เหมือนกับทางภาคส่งซึ่งถูกสร้างขึ้นอย่างซิงโครไนซ์กันจากสัญญาณที่ได้รับเพื่อจะให้ได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมานั้นแสดงว่าเครื่องรับจะต้องรู้สัญญาณรหัสนี้ที่ใช้ในการมอดูเลตข้อมูลทางภาคส่งนั่นเองเนื่องจากการเข้ารหัสทำให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ถูกส่งออกไปมีขนาดใหญ่ขึ้นดังนั้นสัญญาณสเปกตรัมแผ่จึงมีคุณสมบัติแตกต่างจากสัญญาณแถบแคบ (Narrowband signal) อยู่หลายประการ ซึ่งคุณสมบัติของสัญญาณสเปกตรัมแผ่มีดังนี้

- 1) ความสามารถของการเข้าถึงหลายทาง (Multiple access capability)

เมื่อมีผู้ใช้หลายรายส่งสัญญาณสเปกตรัมแผ่ (Spread signal) ออกไปในเวลาเดียวกัน เครื่องรับก็ยังสามารถรู้ว่าเป็นผู้ใช้รายใดได้เพราะผู้ใช้แต่ละรายจะมีรหัสเฉพาะซึ่งรหัสนี้ต้องมีค่าสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross-correlation) ระหว่างรหัสของผู้ใช้ที่พิจารณากับรหัสของผู้ใช้ที่ต่ำกว่าพอ ฉะนั้นเมื่อทำการสหสัมพันธ์ (Correlation) ระหว่างสัญญาณที่ได้รับกับสัญญาณรหัสของผู้ใช้ที่พิจารณาแล้วจะมีการดีสเปรด (Despread) เฉพาะสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการเท่านั้น ส่วนสัญญาณสเปกตรัมแผ่อื่นๆ ก็ยังคงแผ่อยู่บนแบนด์วิดท์ที่กว้างดังเดิม ส่วนภายในแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลจะต้องมีกำลังของผู้ใช้ที่พิจารณามากกว่ากำลังของสัญญาณแทรกสอดและต้องมีสัญญาณแทรกสอดไม่มากจึงจะสามารถแยกสัญญาณที่ต้องการออกมาได้ โดยความสามารถของการเข้าถึงหลายทาง

2) การป้องกันจากสัญญาณแทรกสอดหลายวิถี (Protection against multipath interference)

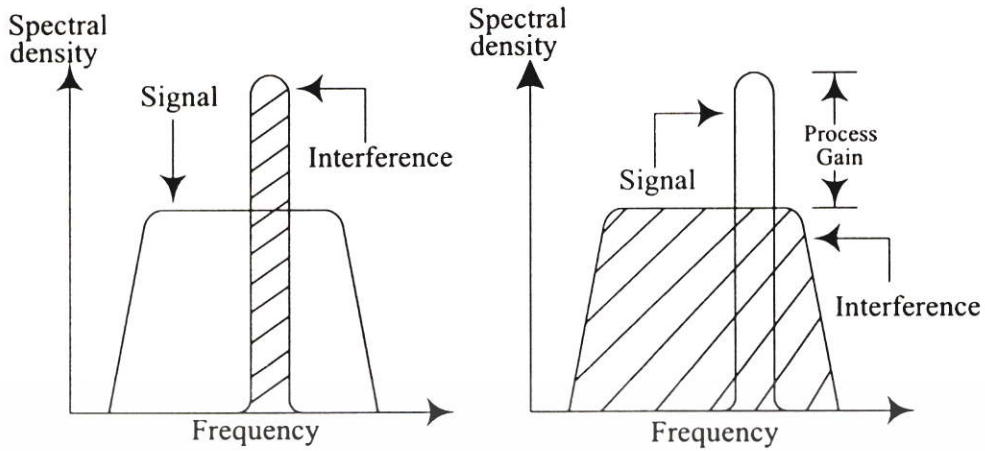
ในช่องสัญญาณวิทยุนั้นไม่ได้มีวิถีของสัญญาณระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับเพียงวิถีเดียวเท่านั้น เนื่องจากการสะท้อน และการหักเห สัญญาณที่รับได้จะมาจากวิถีต่างๆ หลายวิถี สัญญาณจากวิถีต่างๆ นั้นมาจากเครื่องส่งเดียวกันแต่จะต่างกันว่าแอมพลิจูด เฟส ดีเลย์ และมุมที่รับได้ ซึ่งที่เครื่องรับนั้นสัญญาณจะเสริมกันในบางความถี่และจะหักล้างกันที่ความถี่อื่นๆ ในทางโดเมนเวลาผลลัพ์ที่ได้จะอยู่ในรูปสัญญาณที่กระจายตามความถี่ การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ นี้สามารถแก้ปัญหาสัญญาณแทรกสอดหลายวิถีได้ แต่อย่างไรก็ตามก็จะขึ้นอยู่กับประเภทของการมอดูเลตที่ใช้ด้วย

3) ความเป็นส่วนบุคคล (Private)

ที่เครื่องรับนั้นสัญญาณที่รับได้จะสามารถดีสเปรดและได้ข้อมูลเดิมกลับมาเฉพาะเครื่องรับที่รู้รหัสเท่านั้น

4) การขจัดสัญญาณแทรกสอด (Interference rejection)

การสหสัมพันธ์ไขว้สัญญาณรหัสดับกับสัญญาณแถบแคบจะเป็นการแผ่กำลังของสัญญาณแถบแคบ นั่นคือจะทำให้กำลังของสัญญาณแทรกสอดในแบนด์วิดท์ของข้อมูลลดลง แสดงได้ดังรูปที่ 2.7 โดยเมื่อเครื่องรับได้รับสัญญาณซึ่งเป็นการรวมกันของสัญญาณสเปกตรัมแผ่ (Spread signal) และสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ (Interference) แล้ว เครื่องรับจะทำการดีสเปรดสัญญาณสเปกตรัมแผ่ขณะที่สัญญาณแทรกสอดจะถูกแผ่สเปกตรัมจนกลายเป็นสัญญาณรบกวนพื้นหลัง (Background noise) เมื่อเทียบกับสัญญาณที่ถูกดีสเปรด โดยการดีมอดูเลตจะสำเร็จได้หากพื้นหลังในแบนด์วิดท์ของข้อมูลที่ถูคดีสเปรดมีพลังงานที่น้อยพอ



รูปที่ 2.7 การขจัดสัญญาณแทรกสอด

5) ความสามารถในการป้องกันการรบกวนของสัญญาณ โดยเฉพาะการรบกวนจากสัญญาณแถบแคบ (Anti-jamming capability, especially narrowband jamming)

คุณสมบัตินี้คล้ายกับการขจัดสัญญาณแทรกสอด แต่จะต่างที่สัญญาณในกรณีนี้เป็นการเจตนาให้เกิดขึ้นในระบบ ซึ่งคุณสมบัติข้อนี้และข้อถัดไปทำให้การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ได้รับความสนใจและนำไปใช้ในงานด้านการทหาร

6) ความน่าจะเป็นในการถูกขัดขวางสัญญาณต่ำ (Low probability of interception : LPI)

เนื่องจากสัญญาณสเปกตรัมแผ่มีความหนาแน่นกำลังที่ต่ำจึงทำให้ยากที่จะถูกตรวจจับและขัดขวางจากผู้ที่ตั้งสัญญาณ

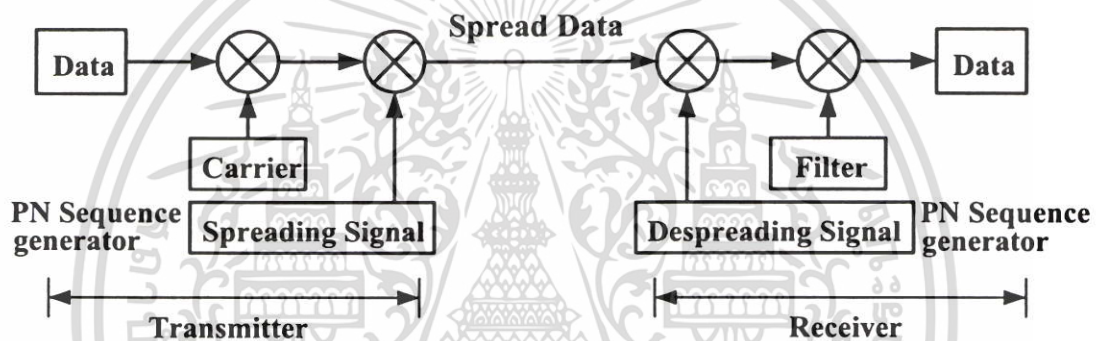
โดยทั่วไปเทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่หรือการสเปกตรัมนั้นมียุทธ์ด้วยกัน 5 รูปแบบคือ

- 1) ระบบไดเรกต์ซีควเอนซ์ (Direct Sequence : DS)
- 2) ระบบฟรีควเอนซ์ฮอปปีง (Frequency Hopping : FH)
- 3) ระบบไทม์ฮอปปีง (Time Hopping : TH)
- 4) ระบบไฮบริด (Hybrid System)
- 5) ระบบการสเปกตรัมแผ่โดยใช้สัญญาณเชิฟ (Chirp Modulation spread spectrum System)

2.3.1 ระบบไดเรกต์ซีควเอนซ์ (Direct Sequence : DS)

สำหรับระบบ DS สัญญาณข้อมูลที่ทำกรมอดูเลตกับคลื่นพาห้จะถูกมอดูเลตโดยตรงกับรหัสสุ่มเทียม (PN Code) โดยที่สัญญาณข้อมูลอาจจะเป็นสัญญาณดิจิทัลหรือสัญญาณแอนะ

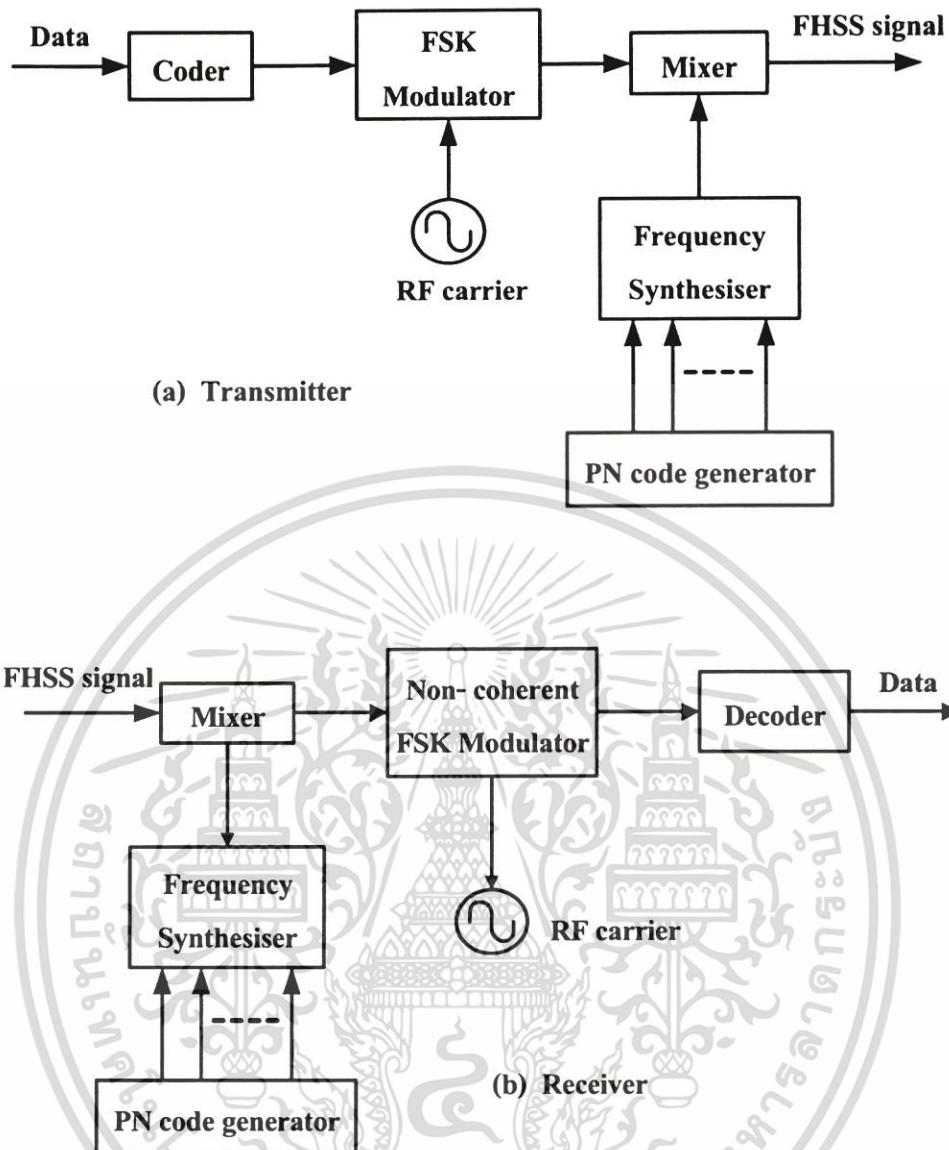
ลอกก็ได้สัญญาณข้อมูลจะถูกคูณกับรหัสสุ่มเทียม (PN Code) ซึ่งจะได้สัญญาณที่ถูกมอดูเลตเป็นคลื่นพาห์แบบแบนด์วิดท์กว้างโดยที่รหัสสุ่มเทียมนี้จะประกอบไปด้วยบิตต่างๆ ของรหัสซึ่งเรียกว่าชิพ (Chip) ซึ่งมีค่าเป็น +1 หรือ -1 เพื่อให้ได้การแผ่สเปคตรัมตามต้องการโดยที่อัตราชิพ (chip rate) รหัสสุ่มเทียมจะมีอัตราชิพสูงกว่าอัตราชิพของสัญญาณข้อมูลมากๆ สำหรับส่วนของการมอดูเลตนั้นสามารถใช้เทคนิคการมอดูเลตได้หลายวิธี อาทิเช่น BPSK, DBPSK, QPSK และ MPSK ส่วนการดีสเปรดสัญญาณสเปคตรัมแผ่โดยใช้ตัวกำหนดลำดับรหัสสุ่มเทียม ซึ่งกระบวนการดีสเปรดทางเครื่องรับต้องรู้รหัสสุ่มเทียมที่ถูกต้อง และรหัสสุ่มเทียมที่ได้ จะต้องสามารถชิงใครในซัดตั้งแต่เริ่มรับสัญญาณจนสิ้นสุดการรับสัญญาณหลังจากผ่านส่วนของการที่สเปรดและการดีมอดูเลตแล้วจะได้สัญญาณข้อมูลกลับคืนมาอย่างถูกต้อง ซึ่งจากรูปที่ 2.8 แสดงรูปบล็อกไดอะแกรมของระบบไคเรกตซีแควนซ์ทั้งทางภาคส่งและทางภาครับ



รูปที่ 2.8 บล็อกไดอะแกรมของระบบไคเรกตซีแควนซ์ทั้งทางภาคส่งและทางภาครับ

2.3.2 ระบบฟรีแควนซ์ฮอปปีง (Frequency Hopping : FH)

วิธีการของระบบฟรีแควนซ์ฮอปปีงนี้ความถี่คลื่นพาห์ของสัญญาณข้อมูลที่น่ามอดูเลตจะไม่คงที่แต่จะแปรเปลี่ยนไปในช่วงคาบเวลา (Time duration) ของความถี่คลื่นพาห์จะคงที่แต่จะเปลี่ยนไปในแต่ละช่วงเวลา ซึ่งรูปแบบของการกระโดดนี้จะเป็นไปตามรหัสสุ่มเทียมซึ่งกลุ่มของความถี่ที่เป็นไปได้จะเรียกว่า เซตของการกระโดด (Hop-Set) ซึ่งรูปแบบการครอบครองความถี่จะแตกต่างกันกับวิธีไคเรกตซีแควนซ์ที่ใช้แบนด์วิดท์ทั้งหมดที่ใช้ในการส่งข้อมูลในขณะที่วิธีฟรีแควนซ์ฮอปปีงจะใช้แบนด์วิดท์เพียงส่วนน้อยเพื่อใช้ในการส่งข้อมูลในแต่ละครั้งและความถี่ก็จะเปลี่ยนไปตามเวลาที่แตกต่างกันออกไปจากรูปที่ 2.9 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบฟรีแควนซ์ฮอปปีงรูปแบบหนึ่ง



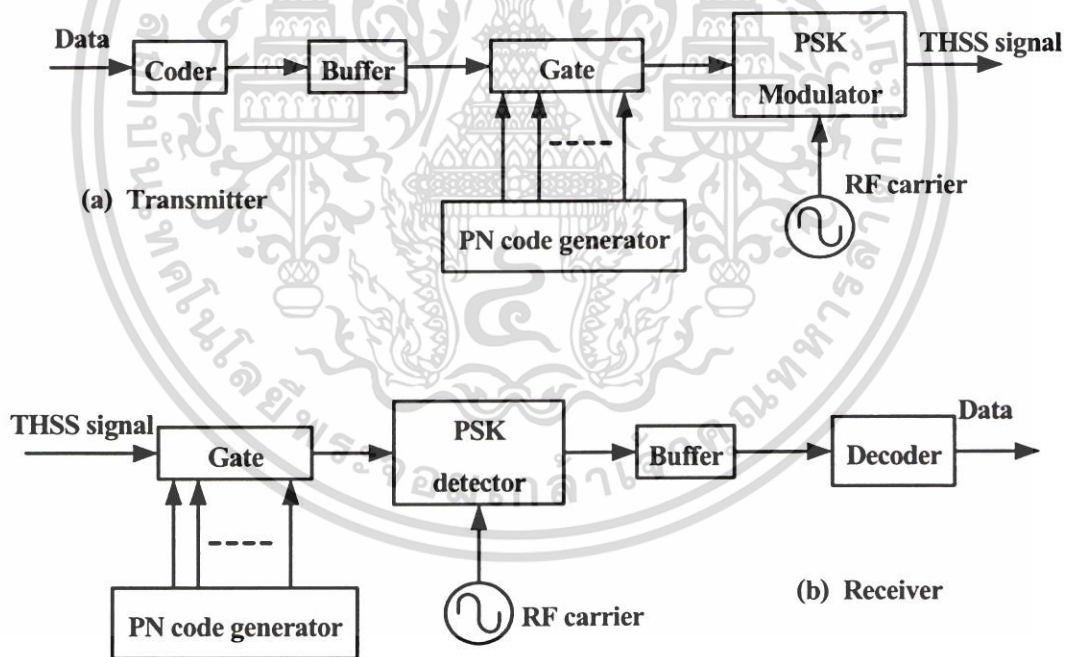
รูปที่ 2.9 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบฟรีควเอนซีฮอปปีงรูปแบบหนึ่ง

สัญญาณข้อมูลจะถูกมอดูเลตกับคลื่นพาห์ด้วยเทคนิคการมอดูเลตที่นำมาใช้กับความถี่ก้าวกระโดด เช่นการมอดูเลตเชิงความถี่ (Frequency Modulation) สำหรับสัญญาณที่เป็นแอนะล็อกส่วนการมอดูเลตแบบฟรีควเอนซีชิฟต์คีย์อิง (Frequency-shift keying ย่อว่า FSK) จะใช้กับสัญญาณแบบดิจิทัล และการสังเคราะห์ความถี่ที่ความเร็วสูงจะควบคุมได้จากอัตราชีพของรหัสสุ่มเทียมและความถี่คลื่นพาห์จะถูกแปลงให้มีความถี่สูงขึ้นเพื่อใช้ในการส่งและจะทำการแปลงความถี่ของคลื่นพาห์ให้ลดลงเป็นสัญญาณเบสแบนด์ในทางภาครับและช่วงความถี่ก้าวกระโดดจะต้องซิงโครไนซ์ในรูปแบบเดียวกันกับลักษณะของการก้าวกระโดดของคลื่นพาห์ที่รับได้จึงจะทำให้การดีสเปอร์ดไม่เกิดรับผิดพลาดระบบฟรีควเอนซีฮอปปีงยังสามารถแบ่งออกได้ 2 ประเภท กล่าวคือ ถ้าจำนวนของการกระโดดของความถี่สูงกว่าอัตราการส่งข้อมูล กล่าวได้ว่าเป็นการกระโดด

แบบเร็ว (Fast frequency hopping) ในกรณีนี้ความถี่คลื่นพาหะจะเปลี่ยนหลายครั้งตลอดการส่งข้อมูล 1 บิต แต่ถ้าจำนวนการกระโดดของความถี่น้อยกว่าอัตราการส่งข้อมูลกล่าวได้ว่าเป็นการกระโดดแบบช้า (Slow frequency hopping) การครอบครองแบนด์วิธของสัญญาณในการกระโดดของความถี่ครั้งหนึ่งๆ จะไม่ขึ้นอยู่กับแบนด์วิธของสัญญาณข้อมูลโดยที่ความถี่ในการก้าวกระโดดแต่ละครั้งจะมีค่าประมาณ $\frac{1}{T_h}$ โดยที่ T_h คือช่วงความถี่ในการก้าวกระโดด ส่วนกำลังงานที่ใช้ในระบบจะแปรเปลี่ยนไปตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ก้าวกระโดดในแต่ละครั้ง

2.3.3 ระบบไทม์ฮอปปีง (Time Hopping : TH)

ในระบบไทม์ฮอปปีงสัญญาณข้อมูลจะถูกส่งในช่วงเวลาที่กำหนดโดยรหัสของผู้ใช้งานแต่ละผู้ใช้งาน แขนงของเวลาจะถูกแบ่งออกเป็นเฟรมและในแต่ละเฟรมจะถูกแบ่งออกเป็นจำนวน M ไทม์สล็อต ซึ่งผู้ใช้งานแต่ละผู้ใช้งานจะส่งเฟรมในไทม์สล็อตใดใน M ไทม์สล็อตนั้นซึ่งจะขึ้นอยู่กับรหัสที่กำหนดให้ในแต่ละผู้ใช้งานเมื่อผู้ใช้งานสามารถส่งข้อมูลทั้งหมดได้ในหนึ่งไทม์สล็อต ความถี่ที่ใช้ในการส่งจะเพิ่มขึ้นด้วยเฟคเตอร์ M จากรูปที่ 2.10 แสดงตัวอย่างบล็อกไดอะแกรมของระบบระบบไทม์ฮอปปีง



รูปที่ 2.10 ตัวอย่างบล็อกไดอะแกรมของระบบ ระบบไทม์ฮอปปีง

2.3.4 ระบบไฮบริด (Hybrid System)

ระบบไฮบริดจะเป็นการรวมเทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัม 2 เทคนิค หรือมากกว่า 2 เทคนิคเข้าด้วยกัน หากพิจารณาแต่ระบบไดเรกต์ซีแควนซ์ (DS) ฟรีแควนซีฮอปปีง (FH) และเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โทมฮอปปีง (TH) สามารถมีระบบไฮบริดได้ถึง 4 รูปแบบ คือ DS/FH, DS/TH, FH/TH และ DS/FH/TH ซึ่งระบบไฮบริดเป็นการนำข้อดีของแต่ละระบบที่นำมารวมเข้าด้วยกัน อาทิเช่น DS/FH ก็จะได้คุณสมบัติในส่วนของข้อดีของระบบ ไดรอกซ์ซีควนซ์ (DS) คือการลดผลของการเฟดดิ้งของช่องสัญญาณและฟรีควนซ์ฮอปปีง (FH) จะช่วยลดผลกระทบจากปรากฏการณ์ความใกล้-ไกล (Near - Far effect) แต่ก็ส่งผลให้ความซับซ้อนของเครื่องส่งและเครื่องรับมีความซับซ้อนเพิ่มขึ้นด้วย

2.3.5 ระบบการสเปกตรัมแปรผันโดยใช้สัญญาณเชิฟ (Chirp Modulation Spread Spectrum System)

เมื่อเรานำสัญญาณเชิฟมาทำให้มีอัตราการแปรเปลี่ยนความถี่เป็น 2 ระดับในหนึ่งคาบเวลา (T_s) โดยแบ่งเป็นอัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ก่อนและหลังซึ่งสัญญาณที่ได้จากกระบวนการนี้จะมีลักษณะรูปร่างทางความถี่ และเวลาได้มากกว่าหนึ่งรูปสัญญาณโดยสัญญาณทั้งหมดที่ถูกสร้างขึ้นจะมีย่านความถี่อยู่ในช่วงแบนด์วิดท์เดียวกันดังแสดงดังรูปที่ 2.11 จะเห็นได้ว่าถ้านำย่านความถี่ทั้งหมด (W_c) และคาบเวลาทั้งหมด (T_s) มาแบ่งเป็นช่วงๆ ทั้งในทางความถี่และทางเวลาโดยแบ่งออกเป็น $M + 1$ ช่วงจะได้ช่วงต่างความถี่แต่ละช่วงเท่ากับ Δf และช่วงต่างเวลาแต่ละช่วงเท่ากับ $\frac{T_s}{2}$ ค่า Δf และ $\frac{T_s}{2}$ จะเป็นส่วนสำคัญในการคำนวณหาค่า $c_i^+(t)$ และ $c_i^-(t)$ ซึ่งจะนำไปสู่การสร้างสัญญาณเชิฟที่มีอัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ 2 ระดับ ทั้งหมดจำนวน M สัญญาณยิ่งไปกว่านั้นถ้ามีจำนวนผู้ใช้เท่ากับ M ผู้ใช้แล้วแต่ละผู้ใช้จะมีสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ที่แตกต่างกันได้ถึงแม้ว่าจะอยู่ในย่านความถี่เดียวกันก็ตามซึ่งเราสามารถสร้างสัญญาณเชิฟได้ตามเงื่อนไขดังสมการดังต่อไปนี้[3,9]

$$c_i^+(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos(2\pi f_c t + \pi \alpha_i^a t^2), & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2}, \\ \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left(2\pi(f_c + i\Delta f)\left(t - \frac{T_s}{2}\right) + \pi \alpha_i^b \left(t - \frac{T_s}{2}\right)^2\right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (2.20)$$

และ

$$c_i^-(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos(2\pi f_c t - \pi \alpha_i^a t^2), & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2}, \\ \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left(2\pi(f_c - i\Delta f)\left(t - \frac{T_s}{2}\right) - \pi \alpha_i^b \left(t - \frac{T_s}{2}\right)^2\right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (2.21)$$

ที่ $i = 1, 2, \dots, M$ เมื่อ M คือจำนวนผู้ใช้งานทั้งหมด

$$\text{โดยที่อัตราชีพช่วงแรก} = \alpha_i^a = \frac{2i\Delta f}{T_s}$$

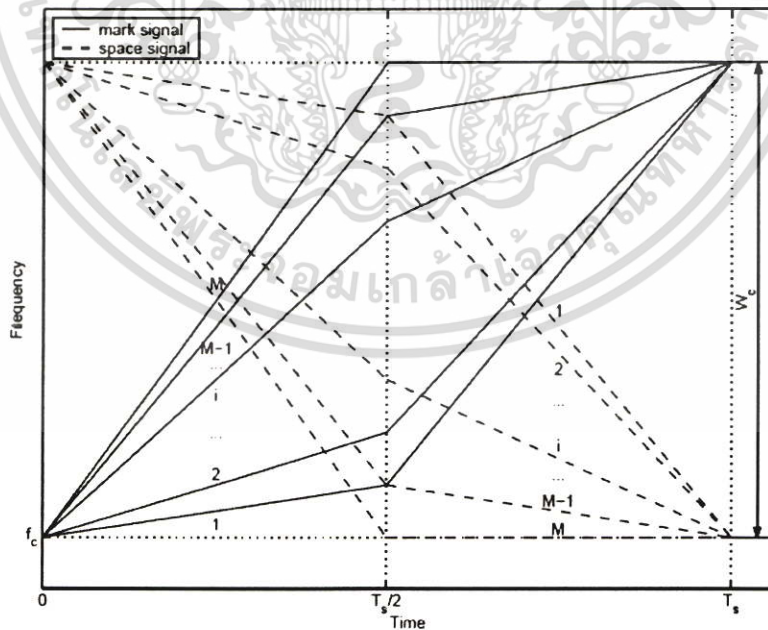
$$\text{และอัตราชีพช่วงหลัง} = \alpha_i^b = \frac{2(M-i)\Delta f}{T_s}$$

Δf คือ ช่วงต่างความถี่ของแต่ละผู้ใช้งาน (Seperation frequency)

T_s คือ ช่วงต่างเวลาของแต่ละผู้ใช้งาน (Seperation time)

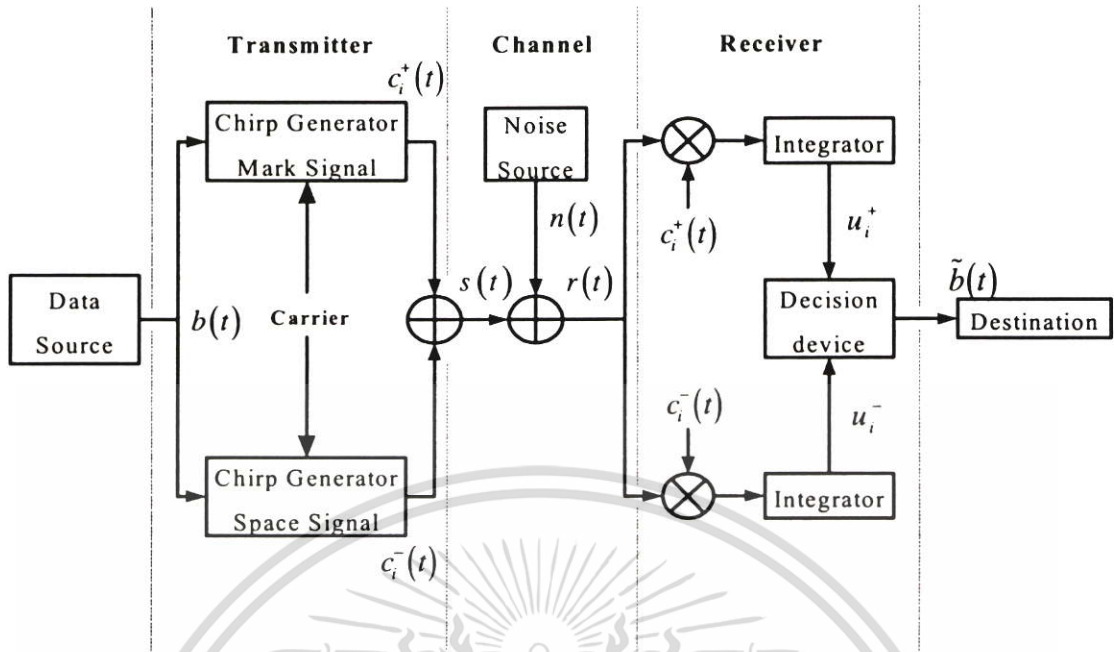
จากรูป 2.12 แสดงโมเดลของบล็อกไดอะแกรมของระบบการสเปรดสเปคตรัมโดยใช้สัญญาณชีพ (Model of a chirp modulation spread spectrum system)

การมอดูเลตโดยอาศัยสัญญาณชีพ อาจจะทำได้ 2 วิธี ด้วยกัน กล่าวคือวิธีแรกเป็นการใช้สวิตช์ตอบสนองของสัญญาณชีพแบบเชิงเส้นแล้วทำการเลือกออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่แปรเปลี่ยนที่ต้องการเพื่อทำการส่งสัญญาณออกไป ซึ่งจำนวนออสซิลเลเตอร์ที่เตรียมไว้จะต้องเท่ากับจำนวนระดับของสัญญาณ วิธีการนี้เฟสของสัญญาณแต่ละช่วงจะไม่ต่อเนื่องกันเพราะสัญญาณรับที่มีช่วงการแปรเปลี่ยนความถี่จะมาจกออสซิลเลเตอร์คนละชุดกันวิธีนี้โดยทั่วไปเรียกว่าเทคนิคชีพแบบเชิงเส้น (Linear Chirp Modulation : LCM) สำหรับวิธีที่สองนี้เป็นการมอดูเลตสัญญาณชีพจากออสซิลเลเตอร์ตัวเดียวกันเพราะฉะนั้นเฟสของสัญญาณจะต่อเนื่องกันบางครั้งจะถูกเรียกว่าเทคนิคชีพเชิงเฟสแบบต่อเนื่อง (Continuous Phase Chirp Modulation : CPCM) [10]



รูปที่ 2.11 แสดงสัญญาณ Multi Linear chirp ในแกนเวลา-ความถี่ ในกรณี M ผู้ใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 แสดงไดอะแกรมของระบบการสเปรดสเปคตรัมโดยใช้สัญญาณ chirp

ตารางที่ 2.1 แสดงการเปรียบเทียบอัตราขยายการประมวลผล (Process Gains) ในแต่ละเทคนิคการทำสเปรดสเปคตรัม

ระบบ	อัตราขยายการประมวลผล (Process Gains)
Direct Sequence	$\frac{BW_{RF}}{R_{info}} = TW$
Frequency Hopping	$\frac{BW_{RF}}{R_{info}} = TW$ จำนวนของความถี่ที่เลือกใช้งาน
Time Hopping	$1/\text{Transmit duty cycle}$
Chirp	อัตราส่วนการบีบอัดสัญญาณพัลส์ $\tau dF = TW$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทฤษฎีการเฟดดิ้งของช่องสัญญาณการสื่อสารไร้สาย

3.1 บทนำ

เนื่องจากระบบการสื่อสารไร้สายทุกชนิดต้องใช้สื่อที่เป็นอากาศในการเชื่อมต่อกัน (Air Interface) ดังนั้นต้องมีการรับ-ส่ง สัญญาณผ่านอากาศ ซึ่งสัญญาณจะต้องผ่านสิ่งแวดล้อมต่างๆ ทั้งที่ไม่มีการเคลื่อนที่ เช่น อาคาร บ้าน หรือกำแพง เป็นต้น และสิ่งแวดล้อมที่มีการเคลื่อนที่ เช่น ยวดยานพาหนะต่างๆ เป็นต้น สิ่งแวดล้อมต่างๆ เหล่านี้เป็นสาเหตุที่ทำให้ระดับสัญญาณในแต่ละจุดไม่คงที่ มีการแกว่งขึ้นๆ ลงๆ โดยการแกว่งของสัญญาณนี้เราเรียกว่า "การเฟดดิ้ง" [5] ซึ่งจะเกิดในลักษณะที่มีรูปแบบ หรือไม่มีรูปแบบก็ได้

3.2 สาเหตุของการเกิดการเฟดดิ้ง

ลักษณะของการแพร่กระจายคลื่นจะเกิดตามลักษณะความยาวคลื่นของคลื่นพาหะที่ใช้ในการกระจายสัญญาณ เนื่องจากสิ่งก่อสร้างต่างๆ ที่มีมนุษย์สร้างขึ้นมีขนาดที่ต่างกันถ้าสิ่งก่อสร้างเหล่านี้มีขนาดเท่ากับความยาวคลื่นของคลื่นพาหะที่แพร่กระจาย จะทำให้การกระจายของคลื่นเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม เช่น เกิดการกระจาย และการสะท้อนของคลื่น เป็นต้น ดังนั้นการวิเคราะห์ระดับสัญญาณจะต้องคำนึงถึงสภาพแวดล้อมของการแพร่กระจายของคลื่นด้วยการแพร่กระจายของคลื่นในสภาพแวดล้อมต่างๆ ข้างต้น ทำให้เราสามารถแยกคลื่นที่เดินทางจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับได้เป็น 2 ประเภท คือ คลื่นตรง (Direct Wave) และ คลื่นสะท้อน (Reflected Wave) เครื่องรับจะได้รับคลื่นตรงจากทิศทางเดียวและมีสัญญาณที่แรงที่สุด ส่วนคลื่นสะท้อน จะได้รับจากทุกทิศทางที่เข้ามาและมีสัญญาณที่อ่อนกว่า มีเฟสของคลื่นที่เหมือนกันและแตกต่างกันซึ่งจะเป็นการเสริมหรือหักล้างกับคลื่นตรง ทำให้สัญญาณที่ได้รับมีการแกว่งขึ้นๆ ลงๆ ที่เราเรียกว่าการเฟดดิ้งของสัญญาณ

3.3 คุณสมบัติของช่องสัญญาณการเฟดดิ้ง

3.3.1 การแกว่งขึ้น ๆ ลง ๆ ของกรอบคลื่นและเฟส

กรอบคลื่นและเฟสของสัญญาณที่รับได้จะเกิดการแกว่งขึ้นๆ ลงๆ เมื่อสัญญาณมีการผ่านการเฟดดิ้งระหว่างการส่ง โดยในการมอดูเลตแบบร่วมนัย ผลกระทบจากการผ่านการเฟดดิ้งที่เกิดขึ้นกับเฟสนั้น จะทำให้ประสิทธิภาพของระบบลดลงอย่างรุนแรง ถ้าหากไม่มีการชดเชยสัญญาณที่เครื่องรับดังนั้นจึงทำให้การวิเคราะห์ระบบที่ใช้การมอดูเลตในการสื่อสารส่วนใหญ่ จะตั้งสมมติฐานไว้ว่า ผลกระทบที่มีต่อเฟสอันเนื่องมาจากการเฟดดิ้งจะไม่ทำให้ประสิทธิภาพของระบบเกิดการเปลี่ยนแปลง ที่มักจะถูกเรียกว่า การดีมอดูเลตแบบร่วมนัยในอุดมคติ ส่วนการมอดู

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

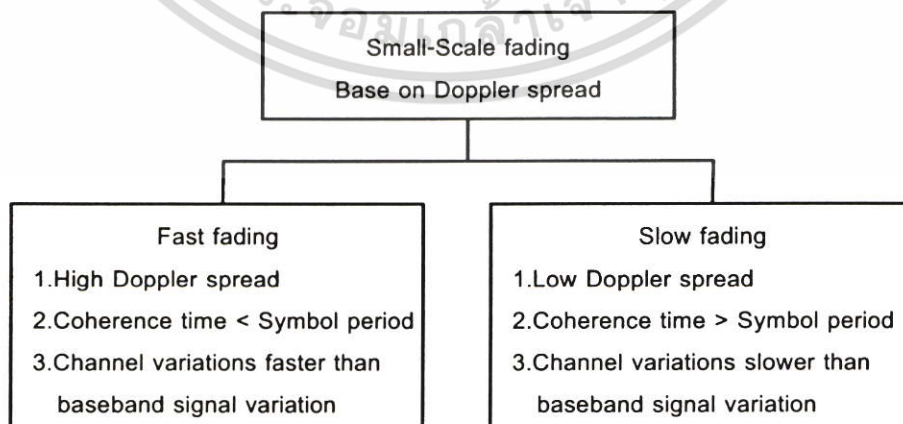
เลดแบบไม่ร่วมนัย เครื่องรับไม่จำเป็นต้องใช้เฟสในการตีมอดูเลต ทำให้การเปลี่ยนแปลงของเฟสอันเนื่องมาจากการเฟดดิ้ง จึงไม่มีผลต่อประสิทธิภาพของระบบ ดังนั้นการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบที่ใช้การมอดูเลตแบบร่วมนัยในอุดมคติและแบบไม่ร่วมนัย ในช่องสัญญาณการเฟดดิ้ง จึงใช้การเปลี่ยนแปลงทางสถิติของกรอบคลื่นเท่านั้น

3.3.2 การเฟดดิ้งแบบช้าและแบบเร็ว (Slow and Fast Fading)

การแบ่งระหว่างการเฟดดิ้งแบบช้าและแบบเร็วมีความสำคัญมากกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของช่องสัญญาณการเฟดดิ้งและการประเมินประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารที่ผ่านช่องสัญญาณเหล่านี้ ซึ่งการแบ่งนี้จะเกี่ยวข้องกับค่าเวลาร่วมนัย (Coherent Time: T_c) ของช่องสัญญาณ ซึ่งเป็นช่วงเวลาที่กระบวนการเกิดสหสัมพันธ์ (Correlate) โดยค่าเวลาร่วมนัยนี้จะสัมพันธ์กับค่าการกระจายของดอปเปลอร์ของช่องสัญญาณ (Doppler Spread : f_d) เป็น

$$T_c = \frac{1}{f_d} \quad (3.1)$$

โดยที่เราจะพิจารณาว่าเป็นการเฟดดิ้งแบบช้า ถ้าช่วงเวลาของแต่ละสัญลักษณ์ T_s มีค่าน้อยกว่าค่าเวลาร่วมนัยของช่องสัญญาณ T_c และจะเป็นการเฟดดิ้งแบบเร็วถ้า ช่วงเวลาของแต่ละสัญลักษณ์ T_s มีค่ามากกว่าค่าเวลาร่วมนัยของช่องสัญญาณ T_c ซึ่งในการเฟดดิ้งแบบช้าระดับของการเฟดดิ้งจะมีผลกระทบต่อสัญญาณหลายสัญลักษณ์ต่อเนื่องกันซึ่งจะทำให้เกิดความผิดพลาดที่สูง ขณะที่การเฟดดิ้งแบบเร็ว จะเกิดการกระทบกระเทือน จากสัญลักษณ์หนึ่งไปอีกสัญลักษณ์หนึ่ง ซึ่งถ้าเครื่องรับที่ใช้ เป็นแบบที่ทำการตัดสินใจบนพื้นฐานของของการสังเกตค่าสัญญาณที่รับได้บนช่วงเวลาสัญลักษณ์ 2 ช่วงหรือมากกว่า (เช่นเครื่องรับแบบ Differentially Coherent หรือ การสื่อสารที่ใช้การเข้ารหัส) จะทำให้การพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณการเฟดดิ้งจากช่วงสัญลักษณ์หนึ่งกับช่วงสัญลักษณ์ถัดไปมีความสำคัญมากโดยรูปที่ 3.1 แสดงถึงการแบ่งลักษณะการเฟดดิ้งโดยอาศัยการกระจายของดอปเปลอร์ของช่องสัญญาณ



รูปที่ 3.1 การแบ่งลักษณะการเฟดดิ้งของช่องสัญญาณโดยใช้การกระจายของดอปเปลอร์ของช่องสัญญาณ

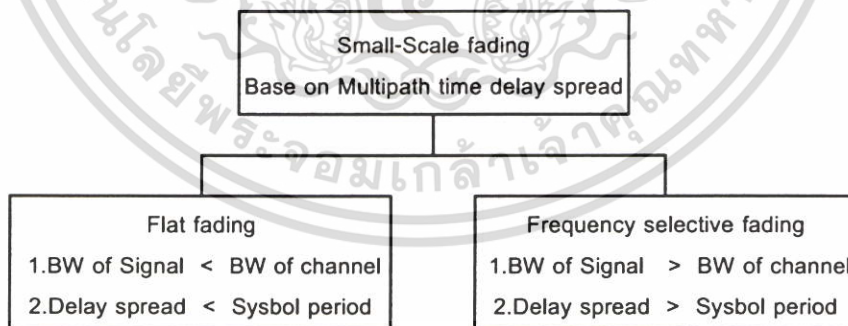
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.3 การเฟดดิ้งแบบราบและการเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่

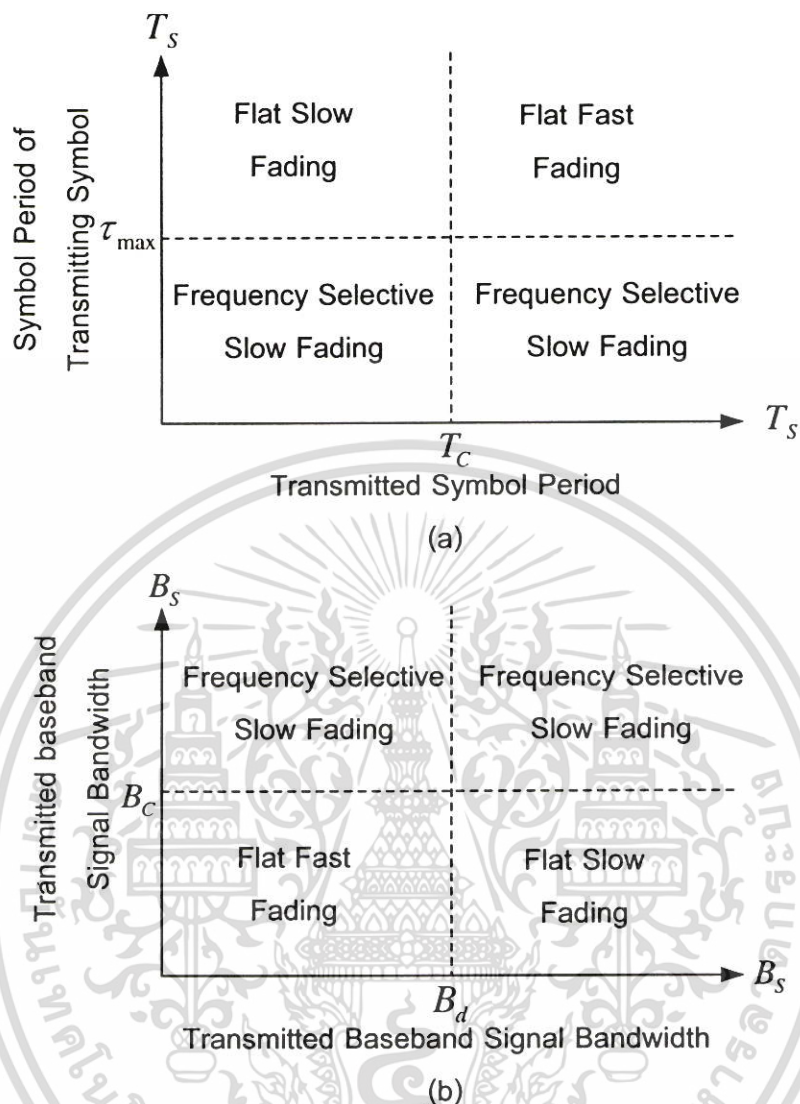
ความคมเชิงความถี่เป็นคุณสมบัติที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของช่องสัญญาณการเฟดดิ้ง โดยถ้าส่วนประกอบเชิงสเปกตรัมของสัญญาณที่ส่งออกไป ถูกกระทบในรูปแบบเดียวกัน เราจะเรียกว่าเป็นการเฟดดิ้งแบบราบ(Frequency Non-selective หรือ Frequency-Flat)ซึ่งกรณีนี้จะเกิดขึ้นกับระบบที่มีแถบความถี่แคบ ที่แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกไปมีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์รวมของช่องสัญญาณ (Coherent Bandwidth : f_c)ซึ่งจะกำหนดได้จากช่วงความถี่ที่กระบวนการเฟดดิ้งถูกสหสัมพันธ์ โดยค่าแบนด์วิดท์รวมของช่องสัญญาณจะสัมพันธ์กับค่าการกระจายของดีเลย์สูงสุด (Maximum Delay Spread : τ_{max})เป็น

$$f_c = \frac{1}{\tau_{max}} \quad (3.2)$$

แต่ถ้าส่วนประกอบเชิงสเปกตรัมของสัญญาณที่ส่งออกไปถูกกระทบโดยที่อัตราขยายของแอมพลิจูดและการเลื่อนของเฟสที่แตกต่างกันเราจะเรียกว่าเป็นการเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่(Frequency-selective) ซึ่งมักจะเกิดขึ้นกับระบบที่มีช่วงแถบความถี่กว้าง ซึ่งมีค่าแบนด์วิดท์ที่ใช้ในการส่งมากกว่าค่าแบนด์วิดท์รวมของช่องสัญญาณ โดยรูปที่ 3.2 จะแสดงถึงการแบ่งลักษณะการเฟดดิ้งโดยพิจารณาการกระจายของดีเลย์ของช่องสัญญาณ ส่วนรูปที่ 3.3 แสดงถึงเมทริกซ์ชนิดของช่องสัญญาณ แบบต่างๆโดยรูปที่ 3.3 (a) แสดง Symbol Period และรูปที่ 3.3 (b) แสดง Baseband signal bandwidth



รูปที่ 3.2 การแบ่งลักษณะการเฟดดิ้งของช่องสัญญาณ โดยพิจารณาการกระจายของดีเลย์ของช่องสัญญาณ



รูปที่ 3.3 เมทริกซ์แสดงชนิดของการเฟดดิ้งโดยที่สัญญาณ เป็นฟังก์ชันของ Symbol period และ Baseband signal bandwidth

3.4 ช่องสัญญาณการเฟดดิ้งที่ใช้ในการวิเคราะห์

เมื่อระบบได้รับผลจากช่องสัญญาณการเฟดดิ้ง แอมพลิจูดของคลื่นพาห์ที่รับได้จะเสมือนถูกมอดูเลต โดย แอมพลิจูดของการเฟดดิ้ง α โดยที่ α เป็นตัวแปรสุ่มที่มีค่าเฉลี่ยกำลังสอง (Mean-square value) เป็น $\overline{\alpha^2} = \Omega$ และมีฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นเท่ากับ $p_\alpha(\alpha)$ โดยจะขึ้นอยู่กับสภาพแวดล้อมตามธรรมชาติของการกระจายตัวของสัญญาณที่ส่งออกไปซึ่งเมื่อสัญญาณผ่านช่องสัญญาณการเฟดดิ้งแล้ว ตัวสัญญาณจะถูกรบกวนอีกครั้งด้วยสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวกที่เครื่องรับ ซึ่งโดยทั่วไปจะสมมติให้ไม่มีผลกระทบกับค่าแอมพลิจูดของการเฟดดิ้ง α นอกจากนี้พลังงานของสัญญาณที่รับได้ขณะใดขณะหนึ่งจะถูกมอดูเลตโดย α^2 เช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยสามารถหาค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-Noise ratio) ต่อ สัญญาณได้เป็นค่า $\gamma = \alpha^2 \cdot SNR$ และมีค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเฉลี่ยต่อ สัญญาณเป็น $\bar{\gamma} = \Omega \cdot SNR$ ซึ่งค่าฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability Density Function) ของ γ จะสามารถหาได้จากการเปลี่ยนตัวแปรในสมการฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของการเฟดดิ้ง $p_\alpha(\alpha)$ โดยใช้สมการ

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{p_\alpha(\sqrt{\Omega\gamma/\bar{\gamma}})}{2\sqrt{\gamma\bar{\gamma}/\Omega}} \quad (3.3)$$

โดยที่ Ω คือ ค่าเฉลี่ยกำลังสองของแอมพลิจูดของการเฟดดิ้ง

γ คือ ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนต่อสัญญาณ

$\bar{\gamma}$ คือ ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนต่อสัญญาณรบกวนเฉลี่ยต่อ สัญญาณ

3.4.1 การเฟดดิ้งแบบมัลติพาท

การเฟดดิ้งแบบมัลติพาทเป็นการรวมกันแบบเสริมและแบบหักล้างของสัญญาณที่ผ่านการดีเลย์ การสะท้อน การกระจายตัว และการเบี่ยงเบน โดยการเฟดดิ้งชนิดนี้จะเป็นการเฟดดิ้ง ที่จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณในช่วงสั้นๆ ซึ่งในการแบ่งประเภทนั้นจะใช้ คุณสมบัติทางสถิติของกรอบคลื่นของการเฟดดิ้งแบบมัลติพาท ซึ่งก็จะขึ้นอยู่กับการกระจายตัวของ สัญญาณในสภาพแวดล้อมที่แตกต่างกันออกไป โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการวิเคราะห์การ เฟดดิ้งที่อาจเกิดขึ้นได้ในระบบเครือข่ายแบบไร้สาย ซึ่งได้แก่

3.4.1.1 การเฟดดิ้งแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading)

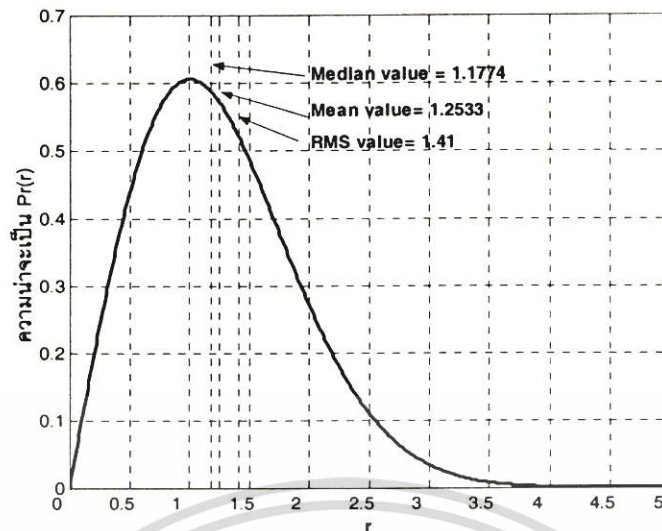
การเฟดดิ้งแบบเรย์ลี มักจะใช้ในแบบจำลองของการเฟดดิ้งแบบมัลติพาทที่ไม่มีเส้นทาง สัญญาณตรง (LOS: Line of Sight) ซึ่งมีค่าการกระจายตัวของแอมพลิจูดของการเฟดดิ้งเป็น

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{2\alpha}{\Omega} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{\Omega}\right); \alpha \geq 0 \quad (3.4)$$

และสามารถหาค่าฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นโดยอาศัยสมการที่ (3.3) ซึ่งจะได้เป็น

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right); \gamma \geq 0 \quad (3.5)$$

การแจกแจงแบบเรย์ลีสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แสดงการแจกแจงแบบเรย์ลี(Rayleigh)

3.4.1.2 การเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอินหรือไรเซียน (Nakagami-n or Rician Fading)

การเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอินหรือไรเซียน มักจะใช้ในแบบจำลองที่ประกอบด้วย สัญญาณแนวสายตาซึ่งได้รับโดยตรงที่มีความชัดเจน 1 สัญญาณ และสัญญาณอื่นๆที่อ่อนกว่า หลายๆสัญญาณ ซึ่งมีค่าการกระจายตัวของแอมพลิจูดของการเฟดดิ้งเป็น

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{2(1+n)e^{-n^2}\alpha}{\Omega} \exp\left[-\frac{(1+n^2)\alpha^2}{\Omega}\right] xI_0\left[2n\alpha\sqrt{\frac{(1+n^2)}{\Omega}}\right]; \alpha \geq 0 \quad (3.6)$$

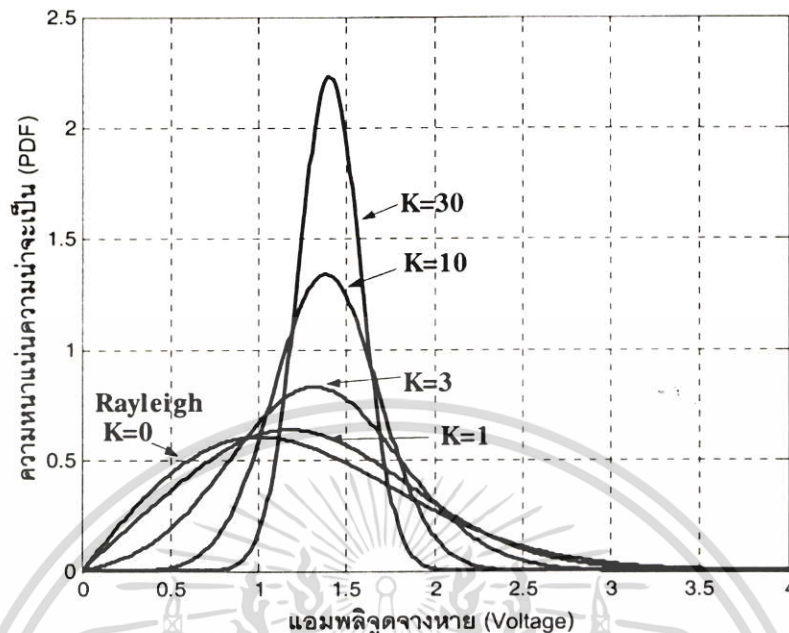
และมีสมการฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น ดังนี้

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{(1+n^2)e^{-n^2}}{\gamma} \exp\left[-\frac{(1+n^2)\gamma}{\gamma}\right] xI_0\left[2n\sqrt{\frac{(1+n^2)}{\gamma}}\gamma\right]; \gamma \geq 0 \quad (3.7)$$

โดยที่ n คือ ค่าตัวแปรของการเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอิน ซึ่งจะมีค่าระหว่าง 0 ถึง ∞

I_0 คือ ฟังก์ชันเบสเซลแบบใหม่ของชนิดแรกที่มีอันดับที่ศูนย์ (Zeroth-order modified Bessel function of the first kind)

การกระจายตัวแบบนาคากามิ-เอิน หรือไรเซียนนี้ จะมีช่วงอยู่ระหว่างการเฟดดิ้งแบบเรย์ลี ($n=0$) ไปจนถึงไม่เกิดการเฟดดิ้งซึ่งหมายถึงค่าแอมพลิจูดคงที่ ($n=\infty$)



รูปที่ 3.5 แสดงการแจกแจงแบบไรซ์เมื่อตัวประกอบ K เท่ากับ 0, 1, 3, 10 และ 30 ตามลำดับ

3.4.1.3 การเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็ม (Nakagami-m Fading)

การเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็ม (Nakagami-m Fading) มีค่าการกระจายตัวของแอมพลิจูดของการเฟดดิ้งเป็น

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{2m^m \alpha^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left[-\frac{m\alpha^2}{\Omega}\right]; \alpha \geq 0 \quad (3.8)$$

และมีสมการฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น ดังนี้

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\gamma^m \Gamma(m)} \exp\left[-\frac{m\gamma}{\gamma}\right]; \gamma \geq 0 \quad (3.9)$$

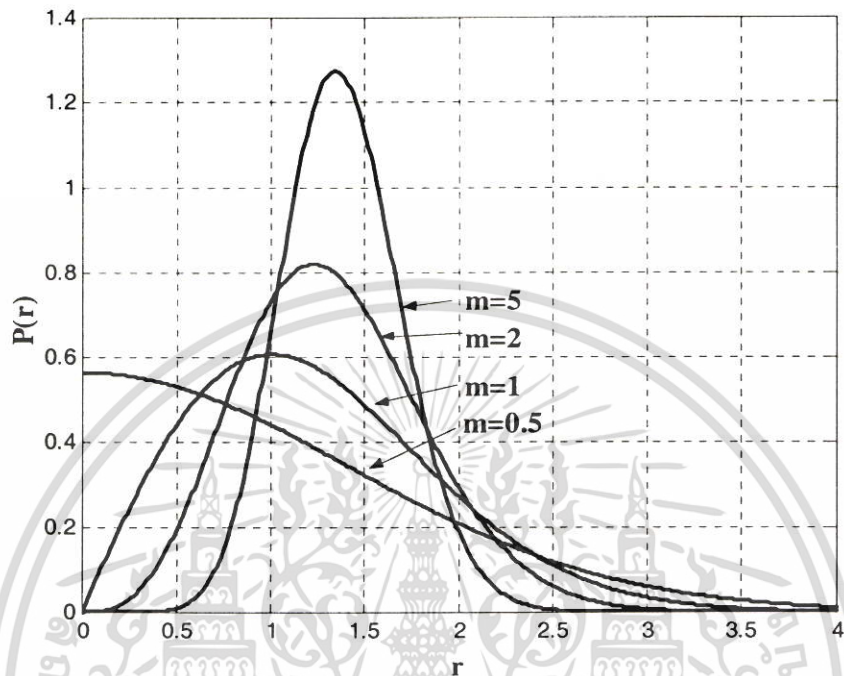
โดยที่ m คือ ค่าตัวแปรของการเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็ม ซึ่งจะมีค่าระหว่าง $\frac{1}{2}$ ถึง ∞

Γ คือ ฟังก์ชันแกมมา

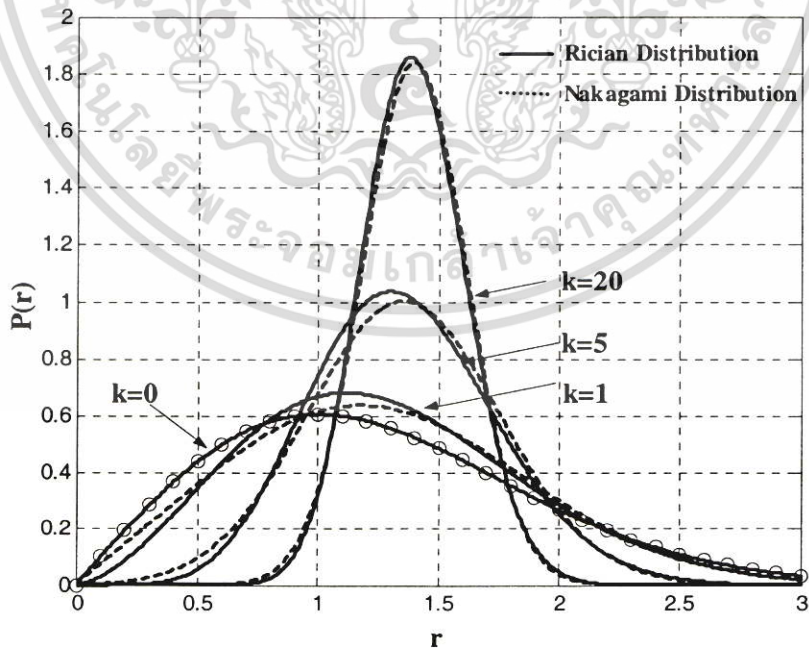
การกระจายตัวแบบนาคากามิ-เอ็ม จะมีช่วงอยู่ระหว่าง การกระจายตัวแบบเกาส์เซียนข้างเดียว ($m = \frac{1}{2}$) ซึ่งเป็นการเกิดการเฟดดิ้งของช่องสัญญาณอย่างรุนแรงที่สุด ไปจนถึง ไม่เกิดการเฟดดิ้ง ($m = \infty$) โดยจะมีกรณีพิเศษคือเมื่อ $m = 1$ การกระจายตัวจะเป็นแบบเรย์ลีและถ้าตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง $m > 1$ ความสัมพันธ์ระหว่างการกระจายตัวแบบไรซ์แสดงได้ด้วยค่าคงตัว

ไรซ์ (Rice factor: k) กับการกระจายตัวแบบนาคากามิ-เอม แสดงได้ดังความสัมพันธ์

$$m = \frac{1}{1 - \left(\frac{k}{1+k}\right)^2}$$



รูปที่ 3.6 แสดงการแจกแจงแบบนาคากามิ-เอม เมื่อ m เท่ากับ 0.5, 1, 2 และ 5 ตามลำดับ



รูปที่ 3.7 แสดงการแจกแจงแบบไรซ์ด้วยนาคากามิ-เอม เมื่อ k เท่ากับ 0, 1, 5 และ 10 ตามลำดับ

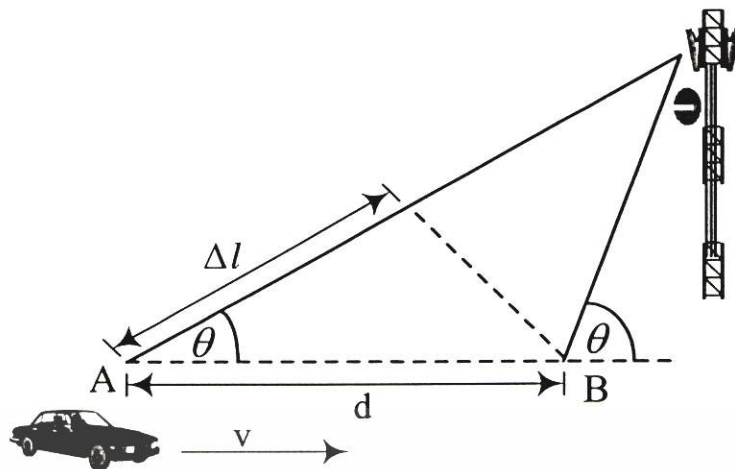
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง และค่าฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของการเฟดดิ้งแต่ละแบบ

ชนิดของการเฟดดิ้ง (Type of Fading)	ตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (Fading Parameter)	ฟังก์ชันความหนาแน่นของ ความน่าจะเป็น PDF, $p_y(\gamma)$
การเฟดดิ้งแบบเรย์ลี		$\frac{1}{\gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma}\right)$
การเฟดดิ้งแบบนาคาгами-เอ็น หรือ ไรเซียน	$0 \leq n$	$\frac{(1+n^2)^n e^{-n^2}}{\gamma} \exp\left[-\frac{(1+n^2)\gamma}{\gamma}\right]$ $xI_0\left[2n\sqrt{\frac{(1+n^2)}{\gamma}}\gamma\right]$
การเฟดดิ้งแบบนาคาгами-เอ็ม	$m \geq 0.5$	$\frac{m^m \gamma^{m-1}}{\gamma^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\gamma}\right)$

3.5 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟต์

ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟต์ (Doppler shift) เกิดจากการที่อุปกรณ์ภาครับสัญญาณมีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วในระดับหนึ่ง ซึ่งมีผลทำให้สัญญาณที่รับได้มีความถี่ที่เปลี่ยนไปจากความถี่ของสัญญาณที่ส่งออกจากต้นกำเนิด ปรากฏการณ์ที่กล่าวถึงนี้พบเห็นได้บ่อยครั้งในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เช่นการใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่ภายในรถยนต์ส่วนตัวหรือรถไฟฟ้าที่มีการเคลื่อนที่ เราสามารถคำนวณค่าของความถี่ที่เปลี่ยนไปได้ดังนี้ พิจารณาอุปกรณ์โทรศัพท์ในรถคันหนึ่งซึ่งมีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วคงที่ v ระหว่างจุด A และ B เป็นระยะทางเท่ากับ d ในการคำนวณนี้เราสมมติว่าแหล่งกำเนิดสัญญาณของสถานีฐานอยู่ห่างไกลออกไป จนทำให้เส้นทางการเดินทางของคลื่นทั้งสองที่ไปยังตำแหน่ง A และ B แทบจะตั้งคู่ขนานกันไป ดูรูปที่ 3.8 ประกอบ



รูปที่ 3.8 ปฏิกิริยาการดอปเปลอร์ซีฟต์ที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ภาครับ

จากรูปที่ 3.8 จะเห็นว่าความแตกต่างของระยะทางที่คลื่นใช้การเดินทางจากแหล่งกำเนิดไปยังจุด A และ B มีค่าเท่ากับ $\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta$ เมื่อ Δt คือ เวลาที่ใช้ในการเคลื่อนที่จากจุด A ไปยังจุด B และสมมติว่า θ ที่จุด A และ B มีค่าเท่ากัน (เนื่องจากถือว่าแหล่งกำเนิดอยู่ไกลมาก ซึ่งจะประมาณได้ว่าคลื่นเดินทางมาขนานกัน) ดังนั้นจะสามารถหาการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณที่รับได้เนื่องจากระยะทางที่ต่างกันได้จาก

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t \cos \theta}{\lambda} \quad (3.10)$$

จะเห็นได้ว่าความถี่ที่เคลื่อนไป หรือดอปเปลอร์ซีฟต์ f_i มีค่าเท่ากับ

$$f_i = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = \frac{v \cos \theta}{\lambda} \quad (3.11)$$

หรือจะเขียนในรูปที่กระชับขึ้นได้เป็น

$$f_i = f_d \cos \theta \quad (3.12)$$

โดย $f_d = \frac{v}{\lambda}$ และเรียกว่า f_d เป็นค่าดอปเปลอร์ซีฟต์สูงสุด ซึ่งเป็นค่าที่คำนวณได้จากความเร็วของเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่เทียบกับความยาวคลื่นของสัญญาณจากสมการที่ (3.11) จะเห็นได้ว่าดอปเปลอร์ซีฟต์จะขึ้นอยู่กับความเร็วในการเคลื่อนที่ของโทรศัพท์เคลื่อนที่ และมุมระหว่างทิศทางเคลื่อนที่ของโทรศัพท์เคลื่อนที่เทียบกับทิศทางที่คลื่นเดินทางมาถึง สังเกตว่า ถ้าโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีการเคลื่อนที่เข้าหาแหล่งกำเนิด จะได้ว่า θ เท่ากับ 0 และดอปเปลอร์ซีฟต์มีค่าเป็นบวก (ความถี่เพิ่มขึ้น) แต่ถ้าโทรศัพท์เคลื่อนที่เคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดจะได้ว่า θ เท่ากับ 180° และดอปเปลอร์ซีฟต์มีค่าเป็นลบ (ความถี่ลดลง)

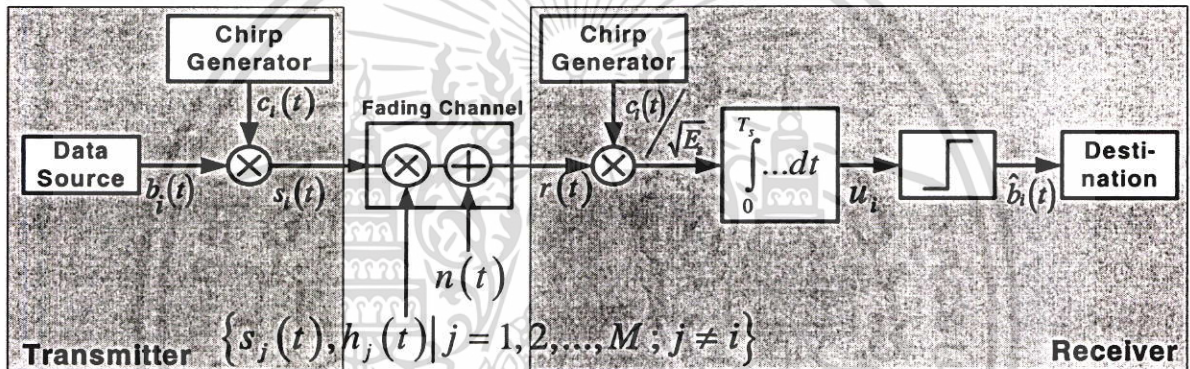
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองของระบบ

4.1 แบบจำลองของวิธีการสเปกตรัมโดยอาศัยสัญญาณชีพเชิงเฟสแบบต่อเนื่อง

จากการสเปกตรัมโดยอาศัยการมอดูเลตด้วยสัญญาณชีพเชิงเฟสแบบต่อเนื่องสำหรับหลายผู้ใช้(CPCMSS) แสดงดังรูปที่ 4.1 ซึ่งจากรูปเป็นแบบจำลองของระบบสำหรับ M ผู้ใช้ซึ่งทางภาคส่ง(Transmitter)ข้อมูลที่จะส่งผ่านระบบของแต่ละผู้ใช้งานกำหนดให้ดังสมการที่(4.1)

$$b_i(t) \in \{-1; +1 | 0 \leq t < T_s\} \quad (4.1)$$



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบ CPCMSS

โดยที่กำลังงานของสัญญาณของแต่ละผู้ใช้งานกำหนดให้เป็นค่าบรรทัดฐาน (Normalized) [1]เท่ากับ P_i , $i = 1, 2, \dots, M$ ($P_i = P, \forall i$) [6]

เมื่อ T_s คือช่วงคาบเวลาของสัญญาณข้อมูล (Bit duration) หรือช่วงคาบเวลาของสัญลักษณ์(Symbol duration)ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ข้อมูลของผู้ใช้งานจะกำหนดให้เป็นรหัสไบนารี ทั้งนี้เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณาเมื่อทำการสเปกตรัมสัญญาณไปสู่ความถี่ของคลื่นพาห้ (f_c) โดยอาศัยการคูณสัญญาณชีพกับสัญญาณข้อมูลโดยที่สัญญาณชีพแสดงได้ดังสมการที่(4.2) [3, 10]

$$\begin{aligned} c_i(t) &= \sqrt{2} \cos \left[2\pi f_c t + i\pi\Delta\alpha \left[\frac{t^2}{T_s^2} + \bar{\theta} \right] \right] , \quad 0 \leq t < \frac{T_s}{2} \\ &= \sqrt{2} \cos \left[2\pi f_c t + (M-i)\pi\Delta\alpha \left[\frac{t}{T_s} - \frac{1}{2} \right]^2 + i\pi\Delta\alpha \left[\frac{t}{T_s} - \frac{1}{2} \right] \dots \right. \\ &\quad \left. + \pi\Delta\alpha \left[\frac{1}{4} - \bar{\theta} \right] \right] , \quad \frac{T_s}{2} \leq t < T_s \end{aligned} \quad (4.2)$$

เมื่อ $\overline{\Delta\alpha} \in \mathbb{R}^+$ คือ อัตราเซฟ (Chirp Rate)
 $\overline{\theta} \in \mathbb{R}$ คือ เฟสของสัญญาณเซฟ

ดังนั้น เมื่อนำสัญญาณเซฟ มาทำให้มีอัตราการแปรเปลี่ยนความถี่เชิงเส้นต่อเนื่อง 2 ระดับในหนึ่งคาบเวลาโดยแบ่งอัตราการแปรเปลี่ยนความถี่เชิงเส้นก่อนและหลัง ($\overline{\Delta\alpha}$) ซึ่งสัญญาณที่ได้จากกระบวนการนี้จะมีลักษณะรูปร่างทางความถี่และเวลาได้มากกว่าหนึ่งรูปสัญญาณโดยสัญญาณทั้งหมดที่ถูกสร้างขึ้นจะมีย่านความถี่อยู่ในช่วงแบนด์วิดท์เดียวกันดังแสดงในรูปที่ 4.2 ซึ่งจะเห็นได้ว่าถ้านำย่านความถี่ทั้งหมด (W_c) และคาบเวลาทั้งหมด (T_s) มาแบ่งเป็นช่วง ๆ ทั้งในทางความถี่และทางเวลาโดยแบ่งออกเป็น $M + 1$ ช่วงจะได้ช่วงต่างความถี่แต่ละช่วงเท่ากับ Δf และช่วงต่างเวลาแต่ละช่วงเท่ากับ $\frac{T_s}{2}$ ค่า Δf และ $\frac{T_s}{2}$ จะเป็นพารามิเตอร์สำคัญใน

การคำนวณหาค่า อัตราเซฟ (Chirp rate; $\overline{\Delta\alpha}$) ซึ่งจะนำไปสู่การสร้างสัญญาณเซฟที่มีอัตราการแปรเปลี่ยนความถี่เชิงเส้น 2 ระดับ ทั้งหมดจำนวน M สัญญาณ ยิ่งไปกว่านั้นถ้ามีจำนวนผู้ใช้ เท่ากับ M ผู้ใช้แล้ว แต่ละผู้ใช้อาจมีสัญญาณเซฟประจำตัว จึงทำให้สัญญาณของแต่ละผู้ใช้ มีความแตกต่างกัน ซึ่งจะทำให้สามารถแยกแยะสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ออกจากกันได้ ถึงแม้ว่าจะอยู่ในย่านความถี่เดียวกันโดยกำหนดให้สัญญาณ Up chirp แทนข้อมูล "1" และสัญญาณ Down chirp แทนข้อมูล "0" ซึ่งสัญญาณเซฟเชิงเฟสแบบต่อเนื่องสามารถสร้างขึ้นได้ตามเงื่อนไขจากสมการที่ (4.2)

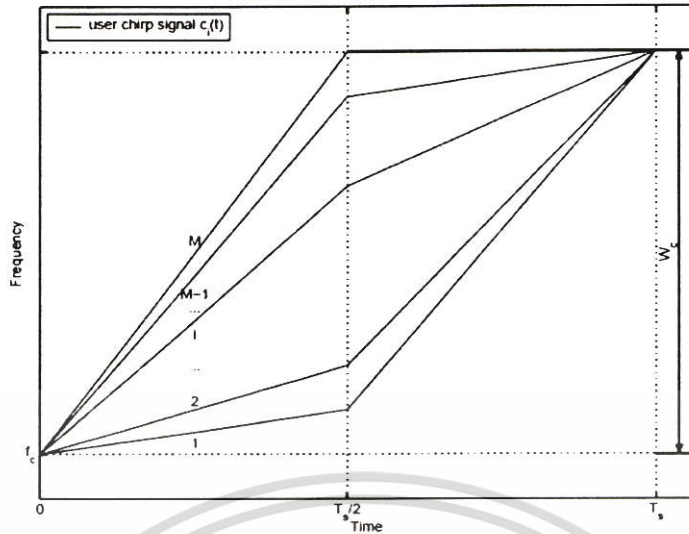
โดยที่
$$\overline{\Delta\alpha} = \frac{2W_c T_s}{M} \quad (4.3)$$

เมื่อ $\overline{\Delta\alpha}$ คือ อัตราเซฟ (Chirp rate)

W_c คือ แบนด์วิดท์ของสัญญาณเซฟ

T_s คือ ช่วงคาบเวลาบิต หรือช่วงต่างเวลาของแต่ละผู้ใช้

M คือ จำนวนผู้ใช้งานทั้งหมด



รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณ Multi Linear Chirp ในแกนเวลา-ความถี่ ในกรณี M ผู้ใช้

ส่วนค่าสัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross Correlation Coefficient) [1,6] ระหว่างสัญญาณ chirp 2 สัญญาณ $c_i(t)$ และ $c_j(t)$ แสดงได้ดังสมการที่ (4.4) [3]

$$\rho_{ij} = \frac{1}{E_s} \int_0^{T_s} c_i(t) c_j^*(t) dt \quad (4.4)$$

ซึ่งสัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ไขว้มีค่าประมาณ [3]

$$\rho_{ij} \approx \frac{1}{2} \int_0^{T_s/2} \cos \left[(i-j) \pi \Delta \alpha_{ij} (\tau^2 + \theta) \right] + \cos \left[(i-j) \pi \Delta \alpha_{ij} \left[\tau - \tau^2 + \frac{\theta^2}{4} \right] \right] d\tau \quad (4.5)$$

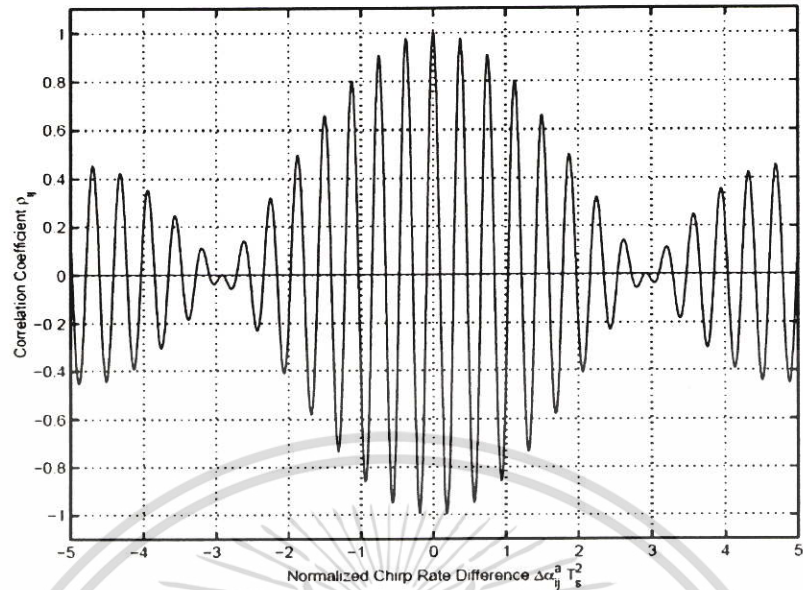
ซึ่ง ρ_{ij} จะขึ้นอยู่กับความแตกต่างของอัตรา chirp (Chirp Rate) และค่าของเฟสเริ่มต้น (Initial Phase)

โดยที่ค่าผลรวมของค่าสัมประสิทธิ์สัมบูรณ์สูงสุดของสหสัมพันธ์ไขว้ (Maximum absolute cross-correlation coefficients) แสดงได้ดังสมการที่ (4.6) โดยที่กราฟแสดงความสัมพันธ์ของค่าสัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ไขว้ของสัญญาณ chirp แสดงได้ดังรูปที่ 4.3 และกราฟแสดงความสัมพันธ์ของค่าผลรวมของค่าสัมประสิทธิ์สัมบูรณ์สูงสุดของสหสัมพันธ์ไขว้ของสัญญาณ chirp แสดงได้ดังรูปที่ 4.4

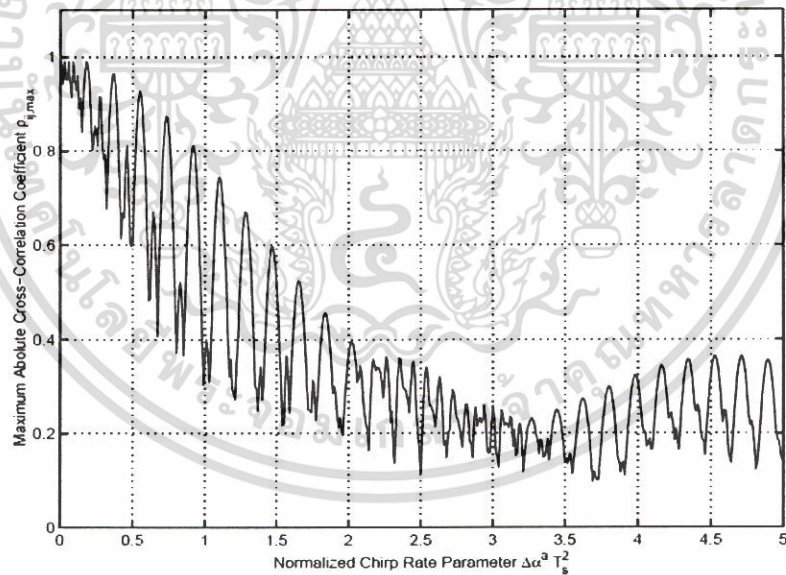
$$\rho_{sum,max} = \max_{i=1,2,\dots,M} \sum_{j=1, j \neq i}^M |\rho_{ij}| \quad (4.6)$$

สำหรับประสิทธิภาพของสเปกตรัมหรือประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ (η) หรือค่าผลคูณทางเวลา-แบนด์วิดท์ ของระบบ CPCMS จะเขียนแสดงได้ดังสมการ

$$\eta = \frac{T_s W_c}{M} \quad (4.7)$$



รูปที่ 4.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของค่าสัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ไขว้ของสัญญาณชีพ



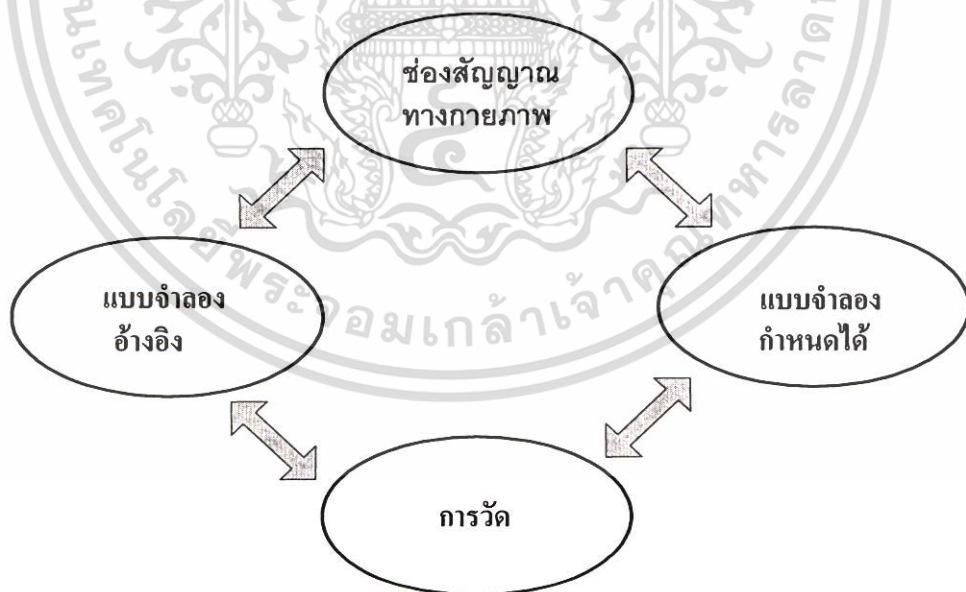
รูปที่ 4.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของค่าผลรวมของค่าสัมประสิทธิ์สมบูรณ์สูงสุดของสหสัมพันธ์ไขว้ของสัญญาณชีพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณการเฟดดิ้ง (Model of Fading Channel)

4.2.1 แบบจำลองของช่องสัญญาณแบบเรย์ลีและไรเซียน

วิธีการสร้างแบบจำลองในปัจจุบันมีความสำคัญอย่างมาก โดยวิธีการเหล่านี้ไม่เพียงแต่สามารถที่จะเป็นแบบจำลองคุณสมบัติทางสถิติลำดับที่หนึ่ง เช่น ค่าฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น ของแอมพลิจูดบนช่องสัญญาณได้เท่านั้น ยังสามารถที่จะพิจารณาค่าคุณสมบัติทางสถิติลำดับที่สอง เช่น ค่า Level-crossing rate(LCR)ได้ด้วย ซึ่งแบบจำลองเหล่านี้มีหลักการที่สำคัญอยู่ 2 ประการ ประการแรกจะเป็นการหา แบบจำลองช่องสัญญาณที่สามารถอธิบายได้ด้วยกระบวนการเชิงสถิติ (Stochastic Process)[11,12,13] ในอุดมคติ ซึ่งเหมาะสำหรับใช้ในการเป็นแบบจำลองช่องสัญญาณแบบ Frequency Selective และ Frequency Flat โดยเราเรียกแบบจำลองชนิดนี้ว่า แบบจำลองอ้างอิง (Reference Model) ส่วนประการที่ 2 จะเป็นการหาแบบจำลองที่มีประสิทธิภาพและความยืดหยุ่นเพียงพอที่จะใช้แทนช่องสัญญาณซึ่งอยู่หลายรูปแบบที่เราเรียกว่า แบบจำลองกำหนดได้ (Deterministic Model) โดยรูปที่ 4.5 แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่าง ช่องสัญญาณทางกายภาพ แบบจำลองอ้างอิง และแบบจำลองกำหนดได้ ซึ่งคุณภาพของแบบจำลองอ้างอิง และ แบบจำลองกำหนดได้ จะประเมินจากค่าคุณสมบัติต่างๆกับค่าที่ได้จากการวัดจากช่องสัญญาณจริง



รูปที่ 4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณทางกายภาพ แบบจำลองอ้างอิง แบบจำลองกำหนดได้ และ ค่าที่ได้จากการวัด

เมื่อสัญญาณถูกส่งไปยังเครื่องรับ สภาพแวดล้อมแต่ละแบบจะทำให้สัญญาณเกิดการหักเห เบี่ยงเบน และกระจายออกเป็นหลายทิศทาง ซึ่งถ้าเส้นทางสัญญาณตรงถูกบดบังโดยวัตถุบางอย่างแบบจำลองที่เหมาะสมควรจะเป็นแบบเรย์ลี แต่ถ้าสัญญาณที่รับได้มีส่วนที่เป็นเส้นทางสัญญาณตรงควรจะอ้างอิงโดยแบบจำลองไรเซียน โดยสามารถอธิบายกระบวนการสร้างแบบจำลองทั้ง 2 นี้ได้จากผลรวมส่วนประกอบต่างๆ ของสัญญาณที่รับได้ $\mu(t)$ ซึ่งอยู่ในรูป

$$\mu(t) = \mu_1(t) + j\mu_2(t) \quad (4.8)$$

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

$$m(t) = m_1(t) + jm_2(t) = \rho e^{j(2\pi f_p t + \theta_p)} \quad (4.9)$$

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

$$\mu_p(t) = \mu_{p1}(t) + j\mu_{p2}(t) = \mu(t) + m(t) \quad (4.10)$$

แบบจำลองเรย์ลีที่ไม่มีเส้นทางสัญญาณตรงจะมีค่าเป็นค่าสัมบูรณ์ของสมการ (4.8) จะได้

$$\zeta(t) = |\mu(t)| = |\mu_1(t) + j\mu_2(t)| \quad (4.11)$$

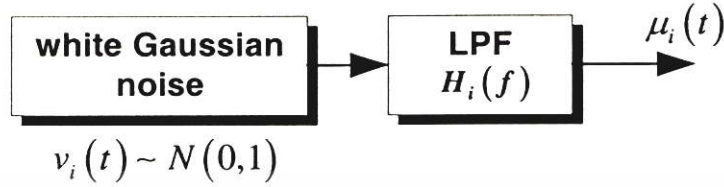
และค่าสัมบูรณ์จากสมการ (4.10) จะเป็นแบบจำลองไรซ์

$$\xi(t) = |\mu_p(t)| = |\mu(t) + m(t)| \quad (4.12)$$

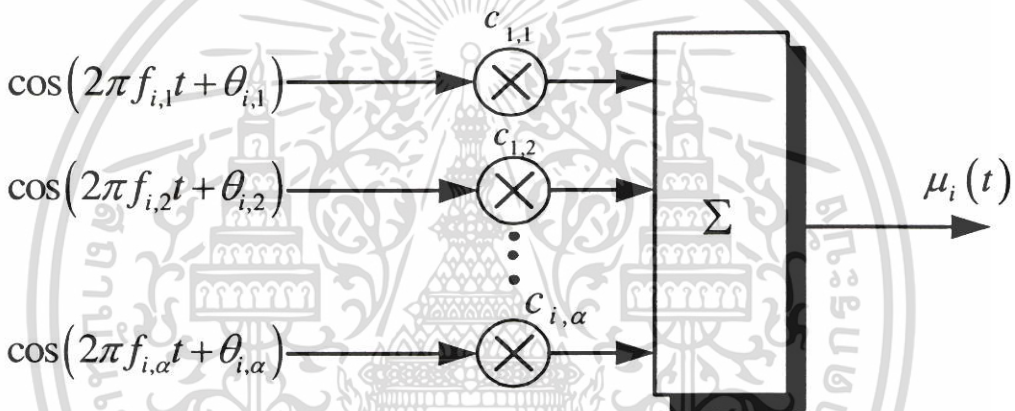
สังเกตว่าการหาแบบจำลองเรย์ลีและไรซ์ จะได้จากกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ ซึ่งแบบจำลองที่ใช้ในการหากระบวนการสุ่มแบบเกาส์ มีอยู่ 2 วิธีคือ การใช้ฟิลเตอร์ และวิธีการไรซ์ โดยรูปที่ 4.6 แสดงถึง การใช้ฟิลเตอร์ เมื่อกำหนดให้สัญญาณรบกวนเกาส์สีขาว (white Gaussian noise) $v_i(t)$ เป็นอินพุตของฟิลเตอร์แบบไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (time-invariant filter) ที่มีฟังก์ชันถ่ายโอน $H_i(f)$ เป็นแบบอุดมคติ คือสามารถใช้ได้กับทุกค่าการตอบสนองทางความถี่ ซึ่งถ้า $v_i(t) \sim N(0,1)$ เราจะได้ค่า $\mu_i(t)$ ที่เอาพุทของฟิลเตอร์เป็นกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ รูปที่ 4.7 แสดงถึงหลักการของวิธีการไรซ์ โดยมีพื้นฐานมาจากผลรวมค่าน้ำหนักของฟังก์ชันฮาร์โมนิกจำนวนไม่จำกัด โดยฟังก์ชันฮาร์โมนิกเหล่านี้จะมีช่วงห่างของความถี่เท่าๆ กันและมีเฟสแบบสุ่มจากหลักการนี้จะทำให้ได้ $\mu_i(t)$ เป็น

$$\mu_i(t) = \lim_{N_i \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^{N_i} c_{i,n} \cos(2\pi f_{i,n}(t) + \theta_{i,n}) \quad , (n=1,2,\dots,N_i) \quad (4.13)$$

โดยที่ $c_{i,n}$, $f_{i,n}$ และ N_i เป็น ค่าสัมประสิทธิ์ดอปเปลอร์ ค่าความถี่ดอปเปลอร์ และ จำนวนของฟังก์ชันฮาร์โมนิกตามลำดับส่วน $\theta_{i,n}$ เป็นเฟสซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายตัวแบบ Uniform



รูปที่ 4.6 การหา $\mu_i(t)$ โดยการใช้ฟิลเตอร์



รูปที่ 4.7 การหา $\mu_i(t)$ โดยวิธีการไรซ์

กระบวนการทั้ง 2 วิธีนี้เป็นกระบวนการแบบ Stochastic แบบอุดมคติและสามารถใช้เป็นแบบจำลองอ้างอิงได้เท่านั้น เนื่องจากกระบวนการทั้ง 2 นี้มีข้อจำกัดที่ทำให้ไม่สามารถหาค่า $\mu_i(t)$ ที่ถูกต้องแน่นอนได้ โดยในการใช้ฟิลเตอร์ ค่าฟังก์ชันถ่ายโอน $H_i(f)$ จะต้องเป็นแบบอุดมคติ ส่วนวิธีการไรซ์ จำนวนของฟังก์ชันฮาร์โมนิก N_i จะต้องไม่จำกัด ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นการนำวิธีการไรซ์มาประยุกต์เพื่อให้ได้แบบจำลองของช่องสัญญาณการเฟดดิ้ง ถ้าเรากำหนดให้จำนวนของฟังก์ชันฮาร์โมนิก N_i มีค่าจำกัดจากสมการ (4.8) จะได้กระบวนการการเชิงสถิติ เป็น

$$\widehat{\mu}_i(t) = \sum_{n=1}^{N_i} c_{i,n} \cos(2\pi f_{i,n}(t) + \theta_{i,n}) \quad (4.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบจำลองของสมการ (4.14) แสดงในรูปที่ 4.8 โดยที่ $\hat{\mu}_i(t) \approx \mu_i(t)$ ก็ต่อเมื่อ $N_i \rightarrow \infty$ ซึ่งถ้าพิจารณาว่า $\theta_{i,n}$ เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายตัวแบบ Uniform จะได้กระบวนการกำหนดได้ $\tilde{\mu}_i(t)$ เป็น

$$\tilde{\mu}_i(t) = \sum_{n=1}^{N_i} c_{i,n} \cos(2\pi f_{i,n}t + \theta_{i,n}) \quad (4.15)$$

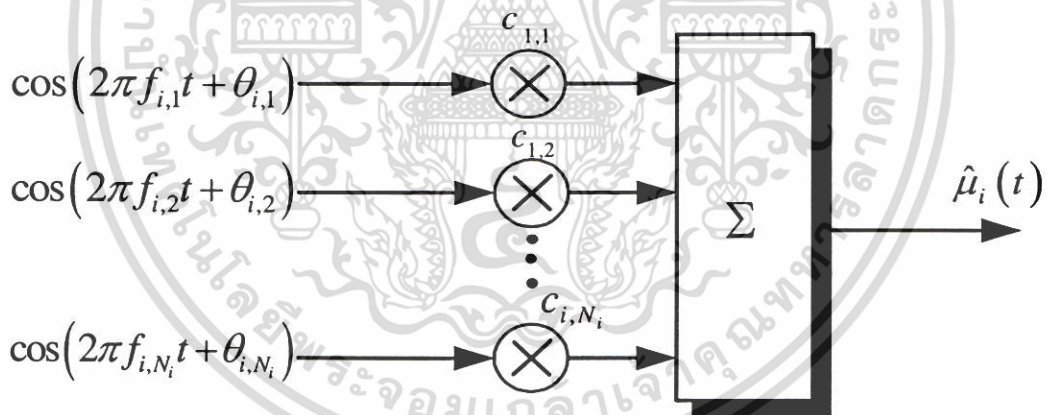
รูปที่ 4.9 แสดงถึงแบบจำลองของกระบวนการกำหนดได้ $\tilde{\mu}_i(t)$ โดยที่การเลือกค่าตัวแปร $c_{i,n}$, $f_{i,n}$, N_i และ $\theta_{i,n}$ ที่เหมาะสมจะมีผลทำให้ $\tilde{\mu}_i(t) \approx \mu_i(t)$ และจากสมการที่ (4.11) จะได้กระบวนการกำหนดได้ แบบเรย์ลี เป็น

$$\tilde{\zeta}(t) = |\tilde{\mu}(t)| = |\tilde{\mu}_1(t) + j\tilde{\mu}_2(t)| \quad (4.16)$$

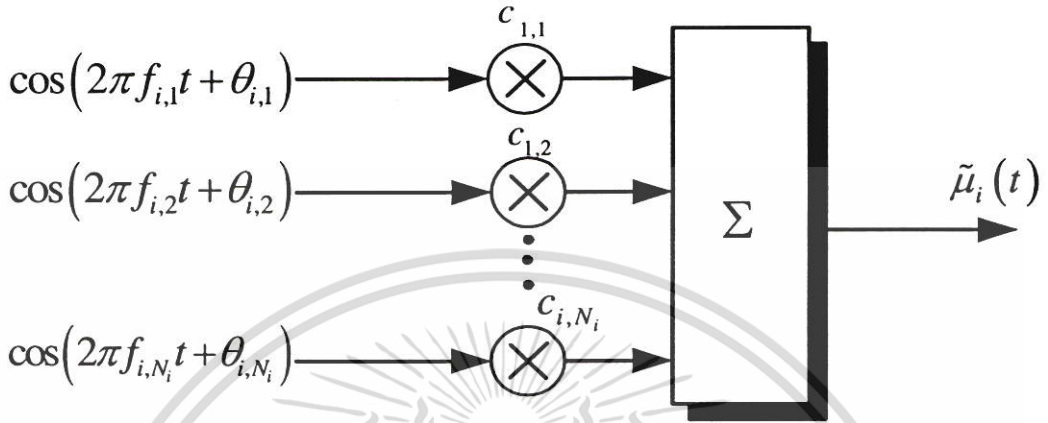
และค่า กระบวนการกำหนดได้แบบโรซ์ เป็น

$$\tilde{\xi}(t) = |\tilde{\mu}_o(t)| = |\tilde{\mu}(t) + m(t)| \quad (4.17)$$

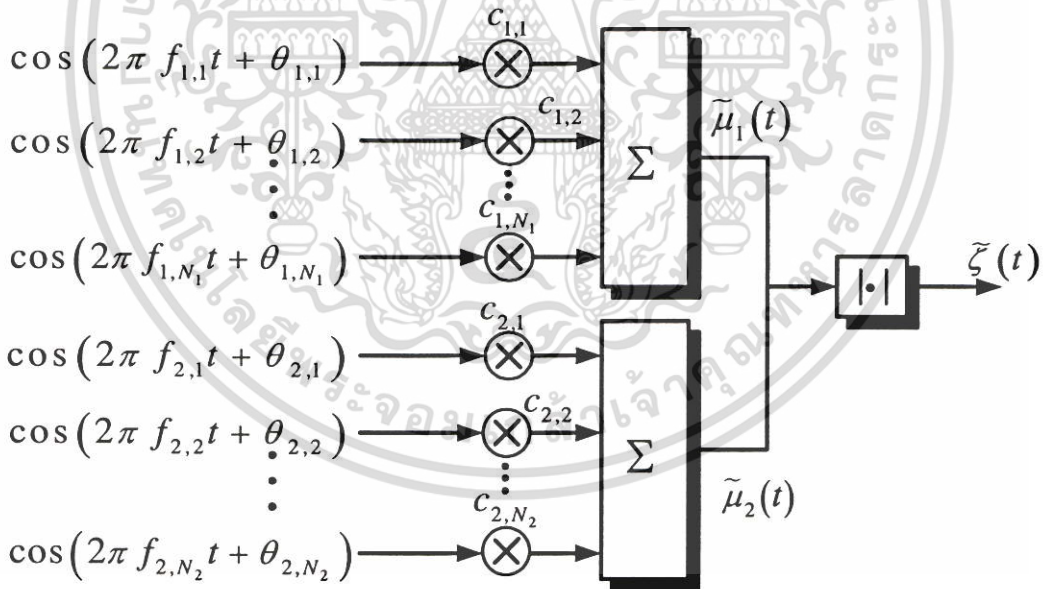
รูปที่ 4.10 และ 4.11 แสดงถึง โครงสร้างของกระบวนการกำหนดได้แบบเรย์ลี และกระบวนการกำหนดได้แบบโรซ์ ตามลำดับ



รูปที่ 4.8 แบบจำลองของกระบวนการเชิงสถิติ

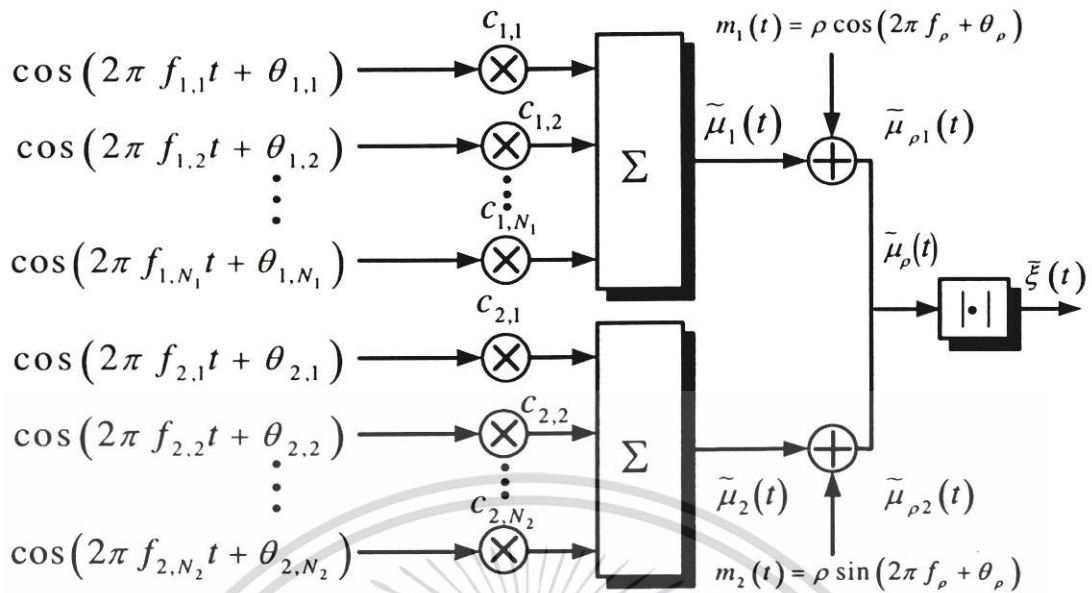


รูปที่ 4.9 แบบจำลองของกระบวนการกำหนดได้



รูปที่ 4.10 แผนภาพการสร้างช่องสัญญาณการเฟดดิ้งแบบเรย์ลี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 แผนภาพการสร้างช่องสัญญาณการเฟดดิ้งแบบไควเซี่ยน

4.2.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณแบบนาคากามิ-เอ็ม

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้วิธีการวิเคราะห์ผ่านทางกรเฟดดิ้งแบบเรย์ลีในการหาแบบจำลองของช่องสัญญาณการเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็ม โดยพิจารณาจากรูปที่ 4.12 ซึ่งแสดงถึงสภาพแวดล้อมของการเฟดดิ้งที่เกิดขึ้น เมื่อเรากำหนดให้สัญญาณผ่านสภาพแวดล้อมที่ทำให้เกิดการกระจายตัวออกเป็นหลายทิศทาง เหมือนกับสัญญาณผ่านการเฟดดิ้งแบบเรย์ลี นอกจากนั้นยังกำหนดให้สัญญาณที่ผ่านการเฟดดิ้งแบบเรย์ลีนี้ ผ่านสภาพแวดล้อมอีก จนได้สัญญาณสุดท้ายเป็นสัญญาณที่ผ่านการเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็ม ซึ่งแบบจำลองที่สร้างขึ้นนี้ทำให้สามารถสร้างความสัมพันธ์ระหว่างการเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็มที่สอดคล้องกับการเฟดดิ้งแบบเรย์ลีโดยอาศัยฟังก์ชันการกระจายตัวแบบเพิ่ม ดังนั้นถ้าเราระบุให้สัญญาณที่ผ่านการเฟดดิ้งแบบเรย์ลีมีค่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์ตัวเองที่แน่นอน เราก็สามารถหาค่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์ตัวเองของสัญญาณที่ผ่านการเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็ม ได้จากการเปลี่ยนรูปค่า ฟังก์ชันการกระจายตัวแบบเพิ่ม ที่เปลี่ยนการเฟดดิ้งแบบเรย์ลีให้เป็นการเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็มแบบจำลองของช่องสัญญาณการเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็ม แสดงในรูปที่ 4.12 โดยจะใช้แบบจำลองของการเฟดดิ้งแบบเรย์ลี เพื่อหากรอบคลื่นและเฟสของการเฟดดิ้งแบบเรย์ลี จากนั้นกำหนดให้ตัวแปรสุ่ม R แทนกรอบคลื่น และตัวแปรสุ่ม θ แทนเฟสที่สอดคล้องกับ R จะได้การเปลี่ยนรูปเป็น[12]

$$u = F_{Ray}(r) = 1 - e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \quad (4.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

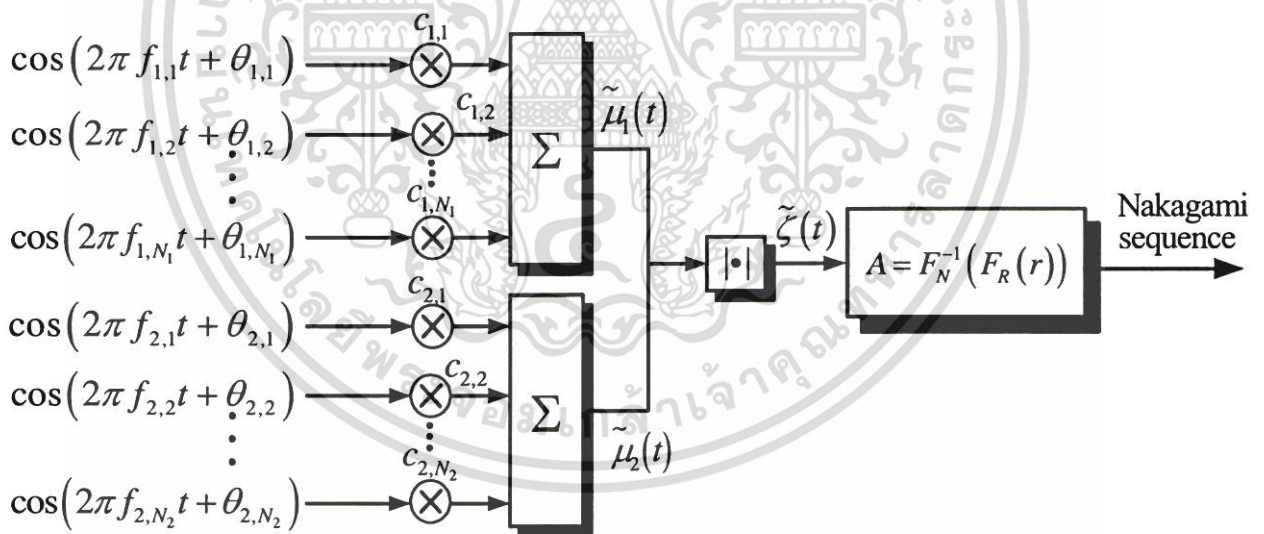
โดยที่ σ^2 แทนค่าโมเมนต์อันดับที่สองของตัวแปรสุ่ม $R(\sigma^2 = E[R^2])$ ซึ่งสมการที่ (4.18) จะทำการเปลี่ยนค่าตัวแปรสุ่ม R ให้เป็น ตัวแปรสุ่มแบบสม่ำเสมอ (Uniform random variable) ที่มีค่าอยู่ในช่วง $(0,1]$ ในส่วนของฟังก์ชันผกผันของค่าฟังก์ชันการกระจายตัวแบบเพิ่มของการเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอม $F_R^{-1}(u)$ จะสามารถหาค่าที่เกี่ยวข้องได้โดย

$$F_R(x) = \int_0^{x(\mu)} \left[\frac{2m^m t^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \right] e^{-\left(\frac{m}{\Omega}\right)t^2} dt \quad (4.19)$$

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

$$A = F_R^{-1}(u) \quad (4.20)$$

เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายตัวแบบนาคากามิ-เอม สังเกตว่าแบบจำลองนี้จะเป็นการสร้างตัวแปรสุ่มแบบสม่ำเสมอที่มีการกระจายตัวแบบนาคากามิ-เอมจากตัวแปรสุ่มแบบเรย์ลี โดยการใช้การเปลี่ยนรูปในสมการที่ (4.20) แทนที่จะสร้างโดยตรงจากตัวแปรสุ่มแบบสม่ำเสมอ ซึ่งการออกแบบนี้ทำให้ได้ค่าตัวแปรสุ่มแบบนาคากามิ-เอมในสภาวะสุดท้าย ที่มีคุณสมบัติทางสหสัมพันธ์และคุณสมบัติทางสถิติที่เหมาะสม



รูปที่ 4.12 โครงสร้างของแบบจำลองช่องสัญญาณการเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอม

ในการหาค่าตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายตัวแบบนาคากามิ-เอม ดังที่ได้กล่าวไปข้างต้นนั้น จำเป็นต้องใช้ฟังก์ชันผกผันของค่า ฟังก์ชันการกระจายตัวแบบเพิ่ม ของการเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอม $F_R^{-1}(u)$ ซึ่งไม่มีค่าสมการสำเร็จรูปที่แน่นอน จึงได้มีการคิดวิธีในการประมาณค่าฟังก์ชันผกผันนี้โดยอาศัยวิธีการของ Hasting [14] จะได้

$$G(\eta) = \eta + \frac{a_1\eta + a_2\eta^2 + a_3\eta^3}{1 + b_1\eta + b_2\eta^2} \quad (4.21)$$

โดยที่ η เป็นค่า ancillary variable ซึ่งมีค่าเป็นดังสมการ

$$\eta = \left(\sqrt{\ln \frac{1}{1-u}} \right)^{\frac{1}{m}} \quad (4.22)$$

ค่า a_1 , a_2 , a_3 , b_1 และ b_2 เป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่ทำให้เกิดค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุดและทำให้ $G(u) \approx F_R^{-1}(u)$ ส่วนค่า m เป็นตัวแปรของการเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็ม ตารางที่ 4.1 แสดงถึงค่าสัมประสิทธิ์เหล่านี้ที่สอดคล้องกับค่า m

ตารางที่ 4.1 ค่า a_1 , a_2 , a_3 , b_1 และ b_2 ที่สอดคล้องกับค่า m ต่างๆ [14]

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	0.789	-1.1798	0.3732
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 5

ผลการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบ

ผลการวิเคราะห์ที่ได้จะเป็นผลที่ได้จากแบบจำลองของระบบ CPCMS ที่ได้กล่าวมาแล้ว ในบทที่ 4 กล่าวคือสำหรับทางด้านภาคส่ง (Transmitter) ข้อมูลของแต่ละผู้ใช้จะถูกแผ่ออก (Spread) ซึ่งจะได้ฟังก์ชัน $s_i(t)$ และส่งผ่านไปยังช่องสัญญาณ $h_i(t)$ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะพิจารณาเฉพาะช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิ้ง ไรเรียนเฟดดิ้งและช่องสัญญาณการเฟดดิ้งแบบ นาคากามิ-เอ็ม โดยจะพิจารณาผลกระทบของแอมพลิจูดของสัญญาณ $s_i(t)$ และช่องสัญญาณ เฟดดิ้งของแต่ละผู้ใช้จะถูกรวมกับสัญญาณเกาส์สีขาวแบบบวก (AWGN) ที่มีความหนาแน่น ของสเปกตรัมกำลัง (Power spectral density) เท่ากับ $N_0/2$ ส่วนในทางภาครับนั้นจะอาศัยการตี เทกแบบสหสัมพันธ์ (Correlation detection) ซึ่งจะต้องพิจารณาผลสัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross-correlation) ระหว่างสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณชีพที่ใช้ในการสเปรดสเปกตรัมในแต่ ละผู้ใช้งานส่วนในการประมาณค่าเทรชโฮลด์ (Threshold) ของแต่ละผู้ใช้งานสามารถแสดงได้โดยสม การ[3,15]

$$\hat{b}_i(t) = \text{Sgn} \left[\frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} x(t) c_i(t) dt \right] \quad (5.1)$$

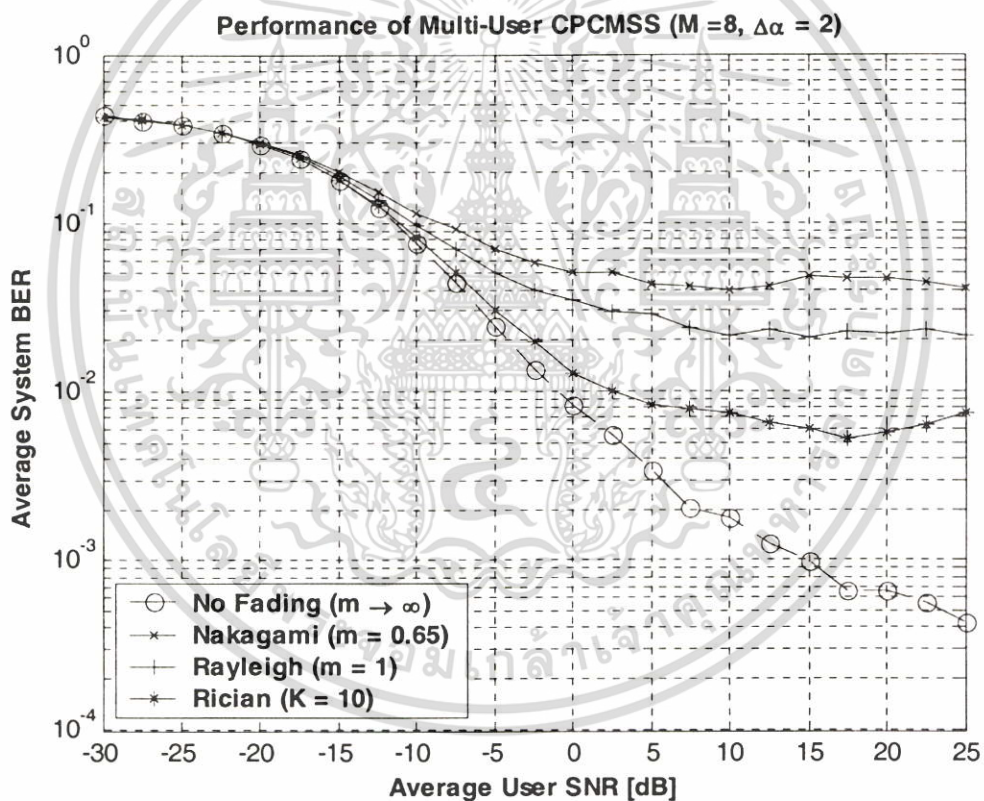
ในส่วนนี้จะแสดงผลที่ได้จากการใช้คอมพิวเตอร์จำลองระบบ CPCMS โดยที่ตารางที่ 5.1, 5.2 และ 5.3 จะแสดงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการจำลองระบบ

5.1 ผลจากการเปลี่ยนแปลงอัตราชีพหรืออัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ (Variable chirp rate parameter)

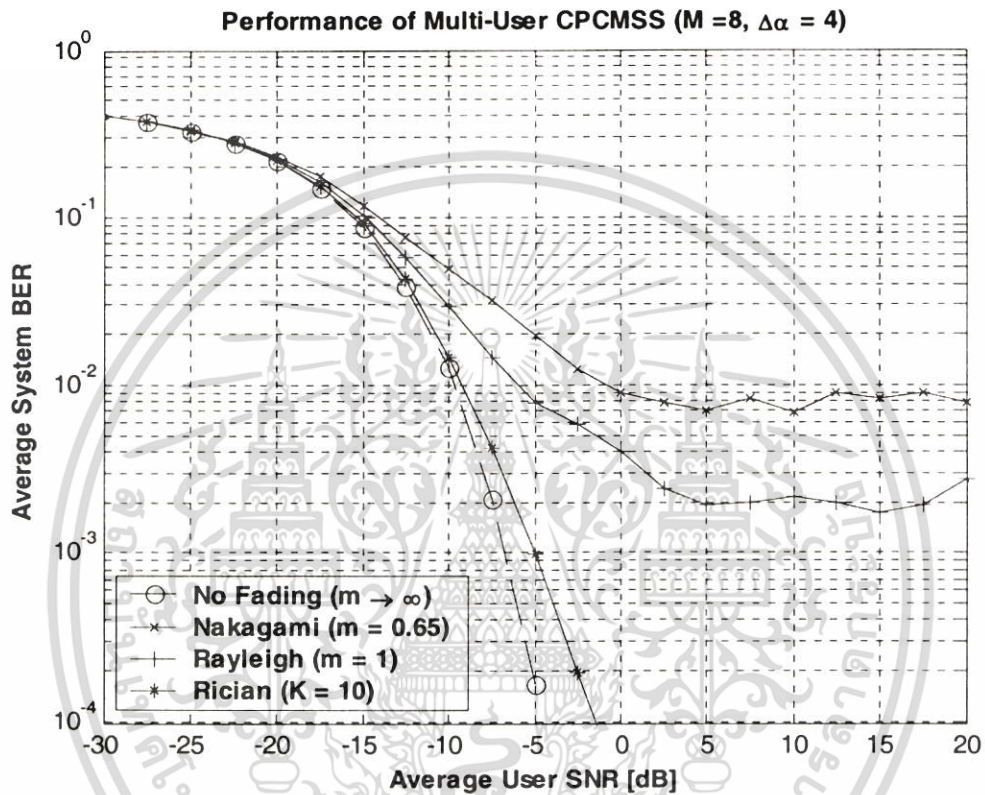
ตารางที่ 5.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบเมื่อเปลี่ยนแปลงอัตราชีพหรืออัตรา การแปรเปลี่ยนความถี่

No.	จำนวนผู้ใช้งาน(M)	$\Delta\bar{\alpha}$	$\rho_{ij,max}$	$\rho_{sum,max}$	η
1	8	2.0	0.36	1.38	1.00
2	8	4.00	0.31	1.44	2.00
3	8	8.00	0.23	1.04	4.00
4	8	16.00	0.16	0.74	8.00
5	8	32.00	0.11	0.52	16.00

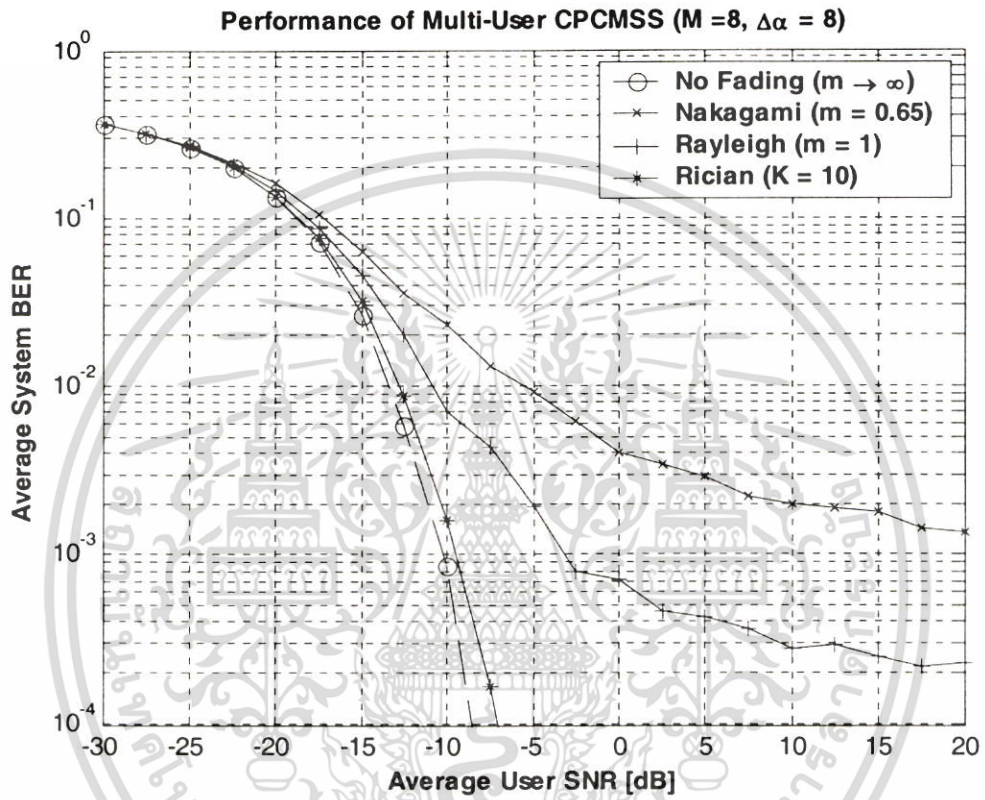
ผลการวิเคราะห์ในส่วนนี้จะเป็นการแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของระบบในรูปของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่เกิดจากการจำลองแบบสัญญาณและช่องสัญญาณของระบบ CPCMSS โดยจะแสดงให้เห็นถึงความแตกต่างของอัตราเซฟ (Chirp rate) หรืออัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณเซฟเชิงเฟสแบบต่อเนื่อง ซึ่งจากรูปที่ 5.1 ถึง 5.5 จะแสดงสมรรถนะของระบบตามการเปลี่ยนแปลงค่าอัตราเซฟในช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบต่างๆซึ่งจะเห็นได้ว่าถ้าอัตราการเปลี่ยนแปลงของอัตราเซฟมีแนวโน้มเพิ่มสูงขึ้นก็จะส่งผลให้สมรรถนะของระบบมีค่าดีขึ้นตามลำดับที่เป็นเช่นนี้เพราะสัญญาณเซฟเชิงเฟสแบบต่อเนื่องนั้นจะมีประสิทธิภาพดีขึ้นก็ต่อเมื่อมีช่วงในการกวาดความถี่เพิ่มสูงขึ้นและเฟสของสัญญาณมีความต่อเนื่องสม่ำเสมอตลอดช่วงการกวาดความถี่โดยที่พื้นที่ในการกวาดความถี่ในที่นี้ก็คือผลคูณทางเวลา-แบนด์วิดท์ (Time-Bandwidth product) นั่นเอง



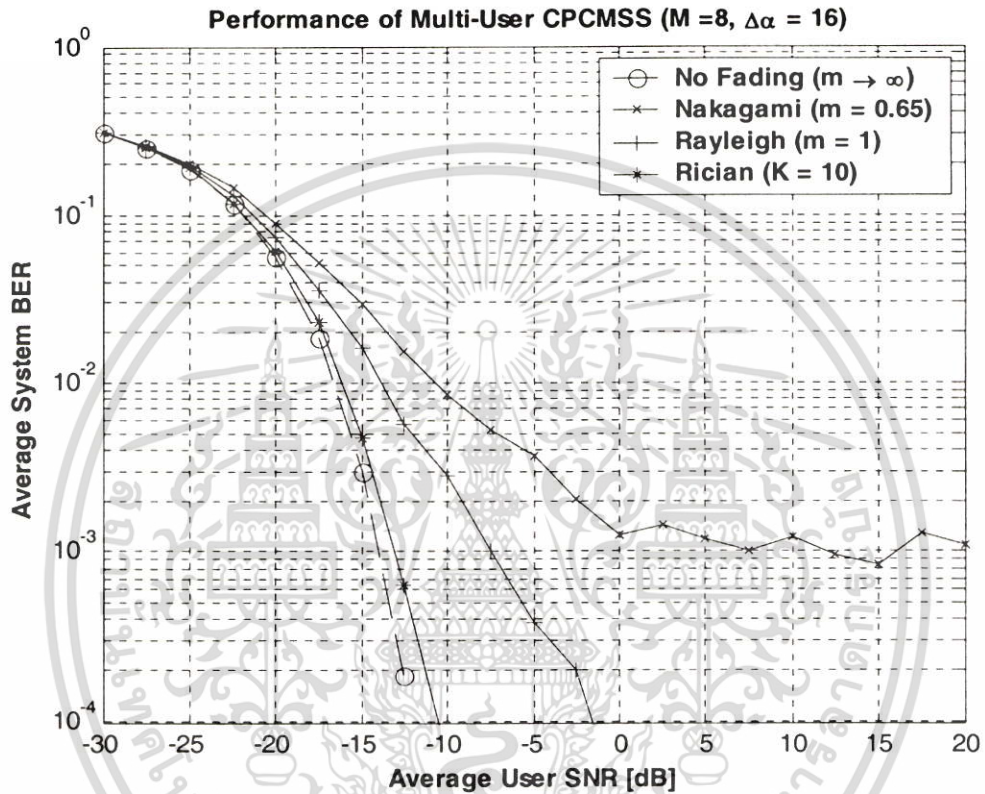
รูปที่ 5.1 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CPCMSS ในกรณีที่อัตราเซฟ (Chirp rate) มีค่าเท่ากับ 2



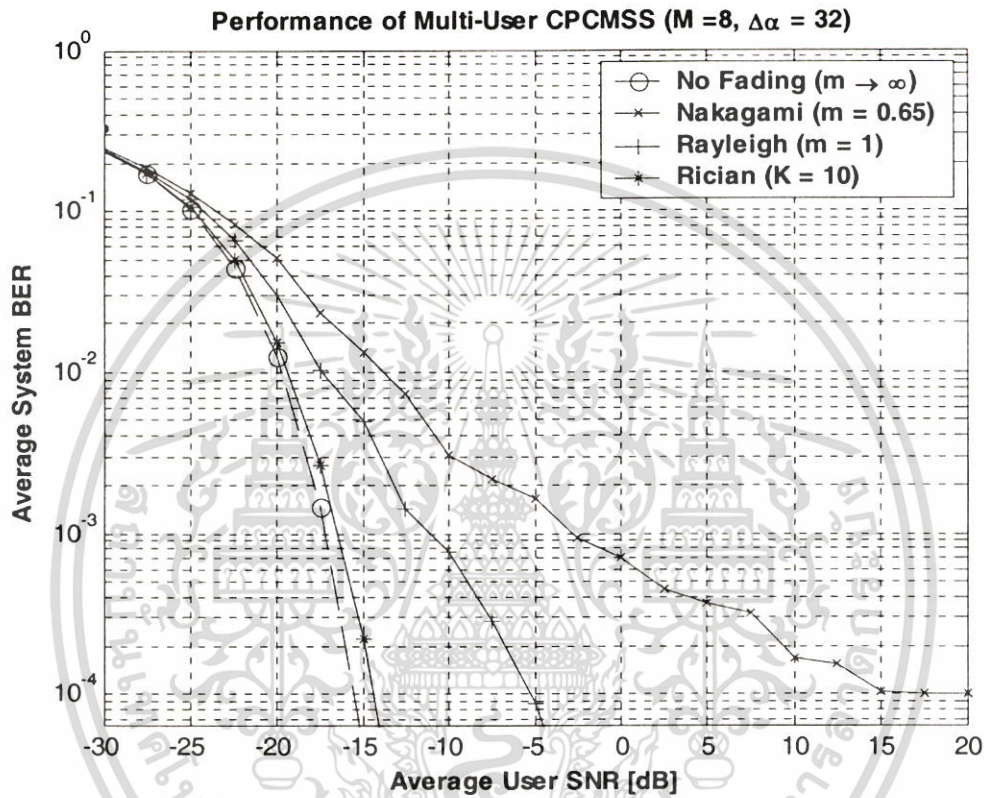
รูปที่ 5.2 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CPCMSS ในกรณีที่อัตราเซิร์ฟ (Chirp rate) มีค่าเท่ากับ 4



รูปที่ 5.3 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CPCMSS ในกรณีที่อัตราชีพ (Chirp rate) มีค่าเท่ากับ 8



รูปที่ 5.4 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CPCMSS ในกรณีที่อัตราเซฟ (Chirp rate) มีค่าเท่ากับ 16



รูปที่ 5.5 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CPCMSS ในกรณีที่อัตราเซฟ (Chirp rate) มีค่าเท่ากับ 32

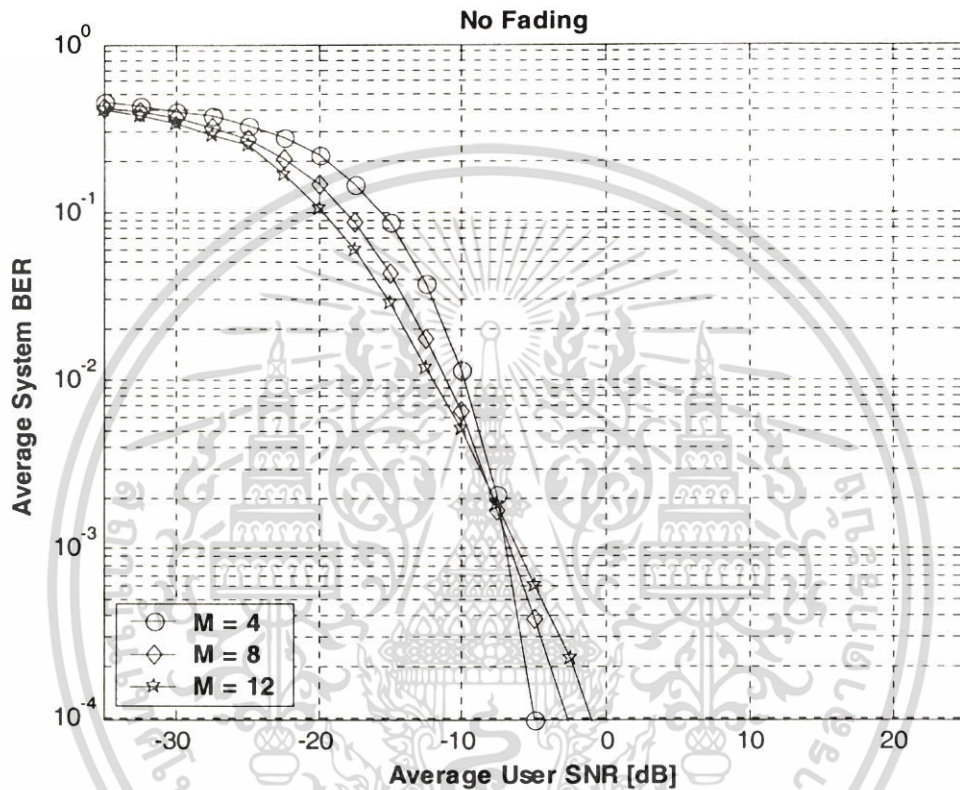
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 ผลจากการเปลี่ยนแปลงจำนวนผู้ใช้งานในระบบ (Variable number of users)

ตารางที่ 5.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบเมื่อเปลี่ยนแปลงจำนวนผู้ใช้งานในระบบ

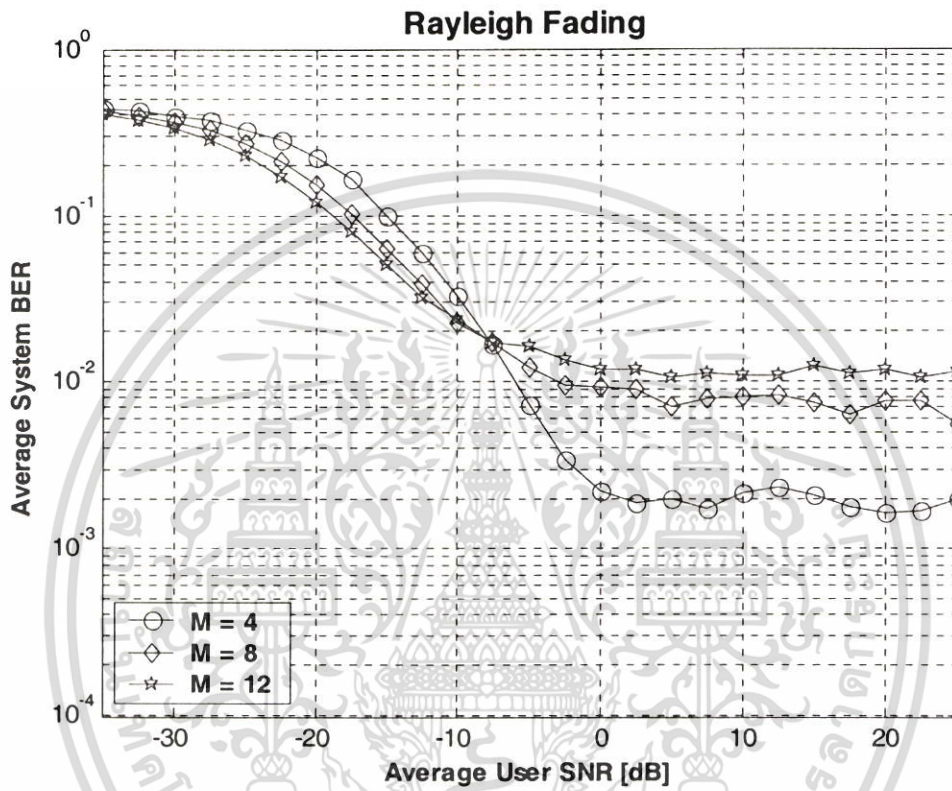
No.	จำนวนผู้ใช้งาน(M)	$\Delta \bar{\alpha}$	$\rho_{ij,max}$	$\rho_{sum,max}$	η
1	4	16.00	0.14	0.28	8.00
2	8	16.00	0.16	0.74	8.00
3	12	16.00	0.16	1.05	8.00

ผลการวิเคราะห์ในส่วนนี้จะเป็นการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CPCMS ในกรณีที่จำนวนผู้ใช้งานในระบบมีจำนวนแตกต่างกันโดยกำหนดให้มีรูปแบบของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบต่างๆ โดยในที่นี้จะกำหนดจำนวนผู้ใช้งานในระบบไว้ที่ 4, 8 และ 12 และกำหนดให้อัตราเซฟคิงที่เท่ากับ 16 หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งว่าค่าผลคูณทางเวลา-แบนด์วิดท์ (Time-Bandwidth product) มีค่ากับ 8 ซึ่งจากรูปที่ 5.6 เป็นผลเมื่อไม่เกิดการเฟดดิ้งของช่องสัญญาณ รูปที่ 5.7 เป็นผลเมื่อผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี รูปที่ 5.8 เป็นผลเมื่อผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็มหรือโรเซียน และในรูปที่ 5.9 เป็นผลเมื่อผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็ม ซึ่งจากผลการจำลองระบบพบว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเพิ่มสูงขึ้นตาม ด้วยเหตุนี้สมรรถนะของระบบจะลดลงตามอัตราการเพิ่มของจำนวนผู้ใช้งานในระบบนั่นเอง

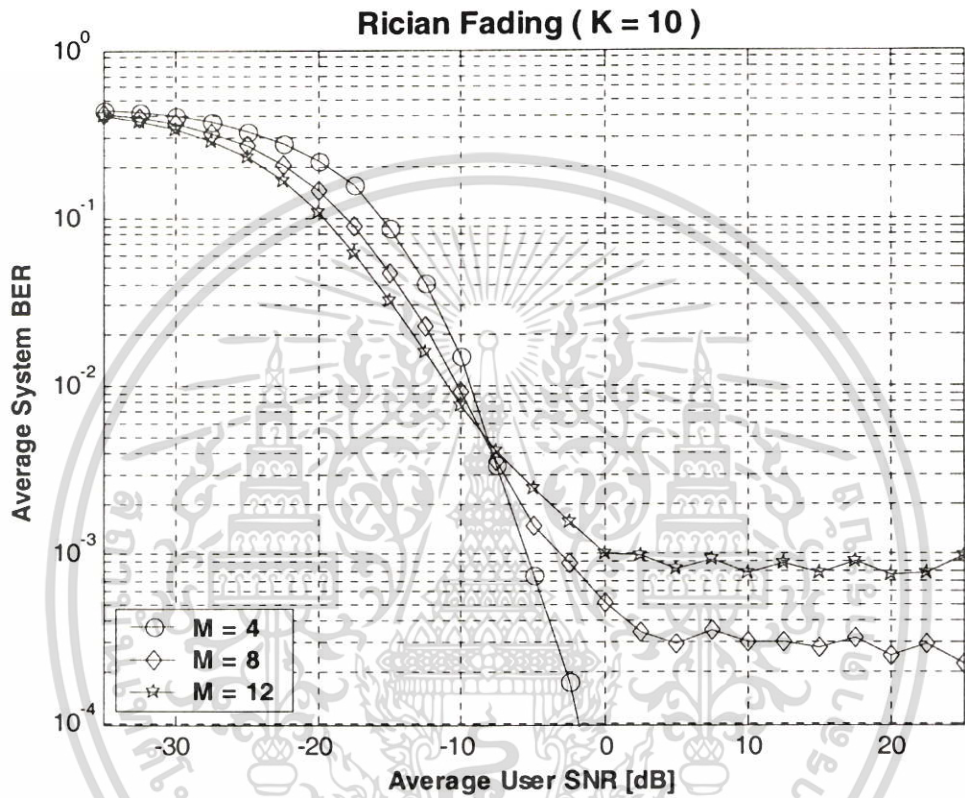


รูปที่ 5.6 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CPCMS ในกรณีที่ไม่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 4, 8 และ 12 เมื่อไม่เกิดการเฟดดิ้งของช่องสัญญาณ (No Fading)

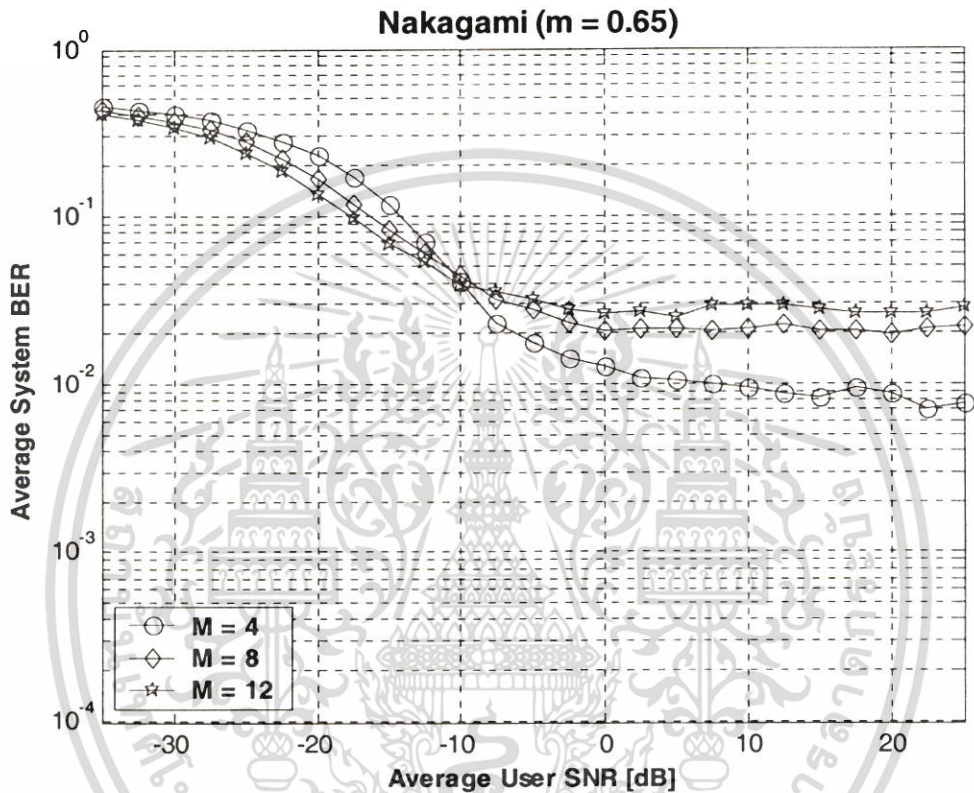
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.7 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CPCMS ในกรณีที่มีย่านงานผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 4, 8 และ 12 เมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading)



รูปที่ 5.8 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CPCMS ในกรณีที่มีย่านผู้ใช้ทำงานในระบบเท่ากับ 4, 8 และ 12 เมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคากามิเอ็นหรือไรเซียน (Rician Fading : K=10)



รูปที่ 5.9 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CPCMS ในกรณีที่มีย่านงานผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 4, 8 และ 12 เมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคากามิ เอ็ม(Nakagami-m:เมื่อตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง $m=0.65$)

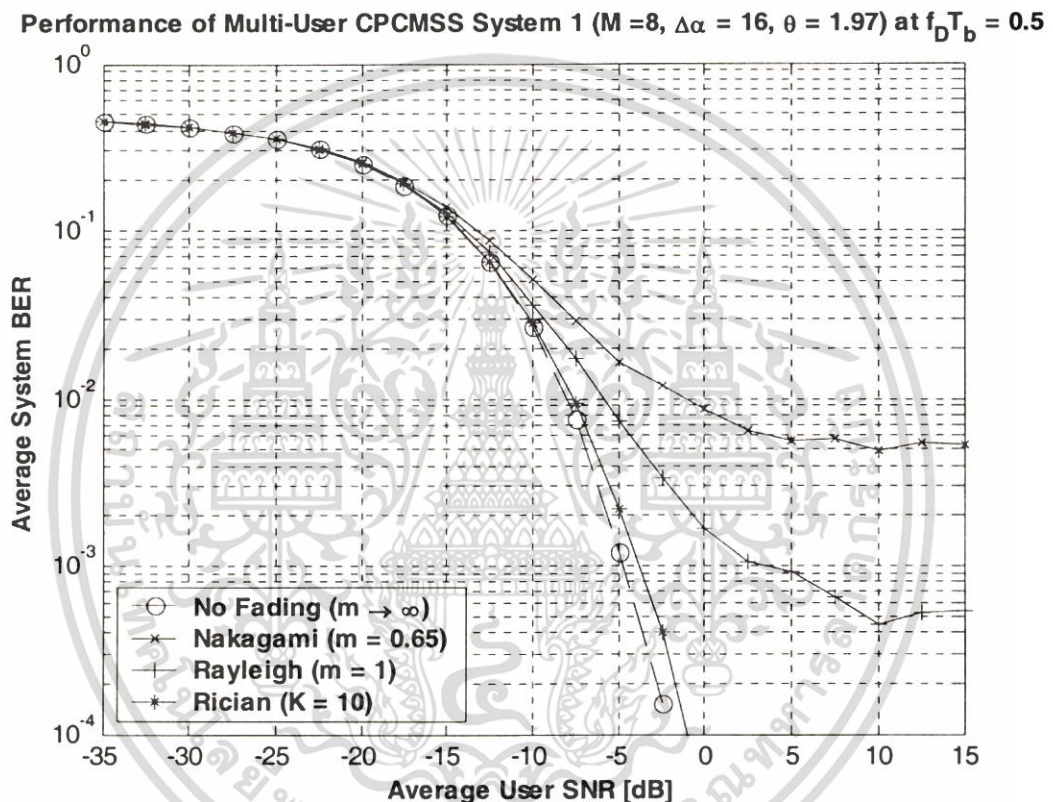
5.3 ผลจากการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตของระบบเมื่อพิจารณาผลกระทบจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟต์

ตารางที่ 5.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบเมื่อพิจารณาผลกระทบจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟต์

	จำลองผู้ใช้งาน (M)	η	$\Delta\bar{\alpha}$	$\rho_{ij,max}$	$\rho_{sum,max}$	$f_D T_b$
ระบบที่ 1	8	8	16	0.16	0.74	0.5
						1
ระบบที่ 2	8	2	4	0.31	1.44	0.5
						1

ผลการวิเคราะห์ที่ได้จะเป็นกราฟที่แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดพลาดบิต (BER) กับอัตราส่วนเฉลี่ยต่อผู้ใช้งานระหว่างกำลังของสัญญาณกับกำลังของสัญญาณรบกวน (Average user SNR: dB) ซึ่งในแต่ละรูปจะประกอบด้วยผลที่ได้จากการผ่านการเฟดดิ้งของช่องสัญญาณแบบนาคากามิ-เอ็ม ที่มีค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งเอมค่าต่างๆ กับผลที่ได้จากการผ่านช่องสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (AWGN) เพื่อเปรียบเทียบผลการจำลองของระบบ และเนื่องจากค่าประสิทธิภาพของสเปกตรัม (Spectral efficiency) อัตราชิฟ (Chirp rate: $\Delta\bar{\alpha}$) และผลจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟต์ (Doppler shift) จะมีผลต่ออัตราความผิดพลาดบิตด้วยเนื่องจากปรากฏการณ์ ดอปเปลอร์ชิฟต์จะมีผลกระทบต่ออัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณชิฟหรืออัตราชิฟโดยตรง ดังนั้นผลจากการวิเคราะห์จะให้ค่าประสิทธิภาพของสเปกตรัมและอัตราชิฟเปลี่ยนแปลงตามตารางที่ 5.3 ส่วนช่วงเวลาร่วมกัน (Coherence time) ของช่องสัญญาณกำหนดได้เป็น $T_c \approx 1/f_D$ โดยที่ f_D คือ ความถี่ดอปเปลอร์ (Doppler frequency) ซึ่งจะกำหนดให้เป็นบรรทัดฐาน (Normalized) เมื่อ $f_D T_b = 0.5$ และ $f_D T_b = 1$ ซึ่งผลที่ได้จากการจำลองระบบที่ 1 ที่ $f_D T_b = 0.5$ และ $f_D T_b = 1$ จะแสดงดังรูปที่ 5.10 และรูปที่ 5.11 เมื่อกำหนดให้บิตข้อมูลมีความยาวเท่ากับ 10^4 บิตต่อหนึ่งผู้ใช้งาน ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่าค่าของอัตราความผิดพลาดบิตจะเพิ่มสูงเมื่อช่วง เวลาร่วมกัน (Coherence time) ของช่องสัญญาณมีค่าลดลง $f_D T_b = 1$ แต่ในกรณีที่ $f_D T_b = 0.5$ นั้นจะเห็นได้ว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตจะดีขึ้นกว่าในกรณีแรกเพราะช่วงเวลาร่วมกัน (Coherence time) มีค่าเป็นสองเท่าของช่วงความกว้างบิตข้อมูลซึ่งจะเห็นได้ชัดเจนในกรณีที่ค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ($m = 0.65$) และค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ($m = 1$) สำหรับระบบที่ 2 ที่ค่าผลคูณทางเวลา-แบนด์วิดท์ (Time-Bandwidth product : $\eta = 2$) สมรรถนะของระบบจะแย่กว่าในระบบที่ 1 อย่างเห็นได้ชัดเพราะค่าของสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross-

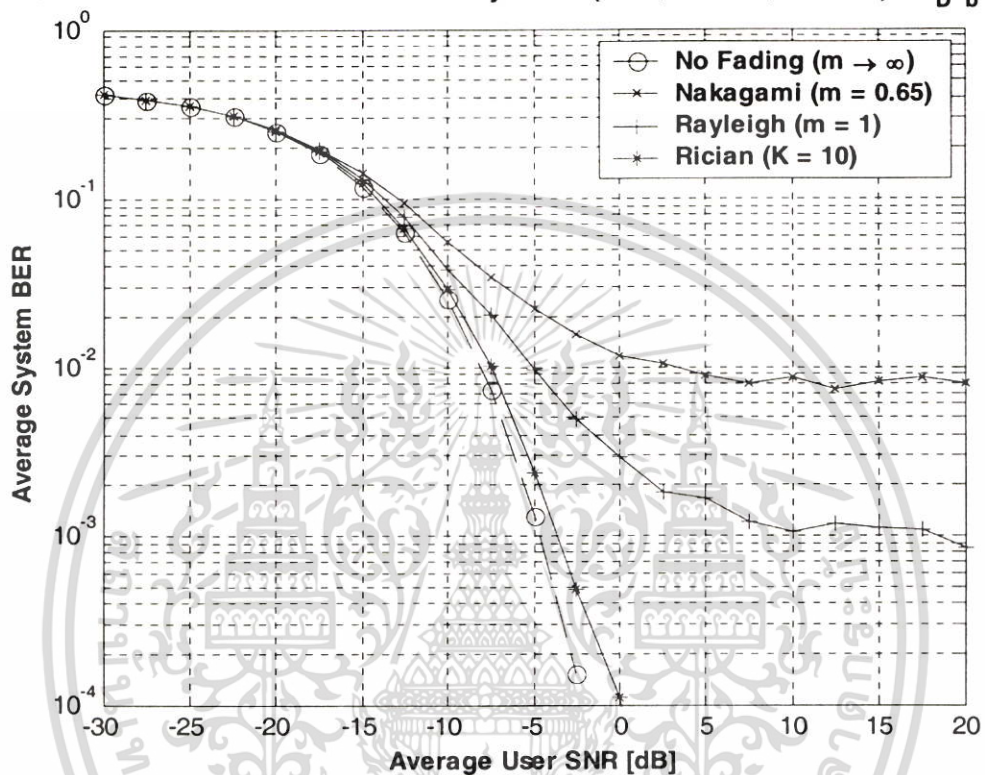
Correlation) มีค่าสูงขึ้นประกอบกับค่าอัตราเซิพมีค่าลดต่ำลงซึ่งจะเป็นตัวบ่งชี้ถึงค่าประสิทธิภาพของสเปคตรัมของระบบมีค่าต่ำลงอีกด้วยซึ่งผลจากการจำลองในระบบที่ 2 แสดงดังรูปที่ 5.12 และรูปที่ 5.13 และในรูปที่ 5.14 จะแสดงผลที่ได้จากการเปรียบเทียบระหว่างระบบ CPCMSS(Continuous Phase Chirp Modulation Spread Spectrum) กับระบบโดเรกตซีควนซ์ (Direct Sequence Spread Spectrum: DSSS) ซึ่งจะเห็นได้ว่าผลของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยข้อมูลมีค่าใกล้เคียงกัน



รูปที่ 5.10 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็ม

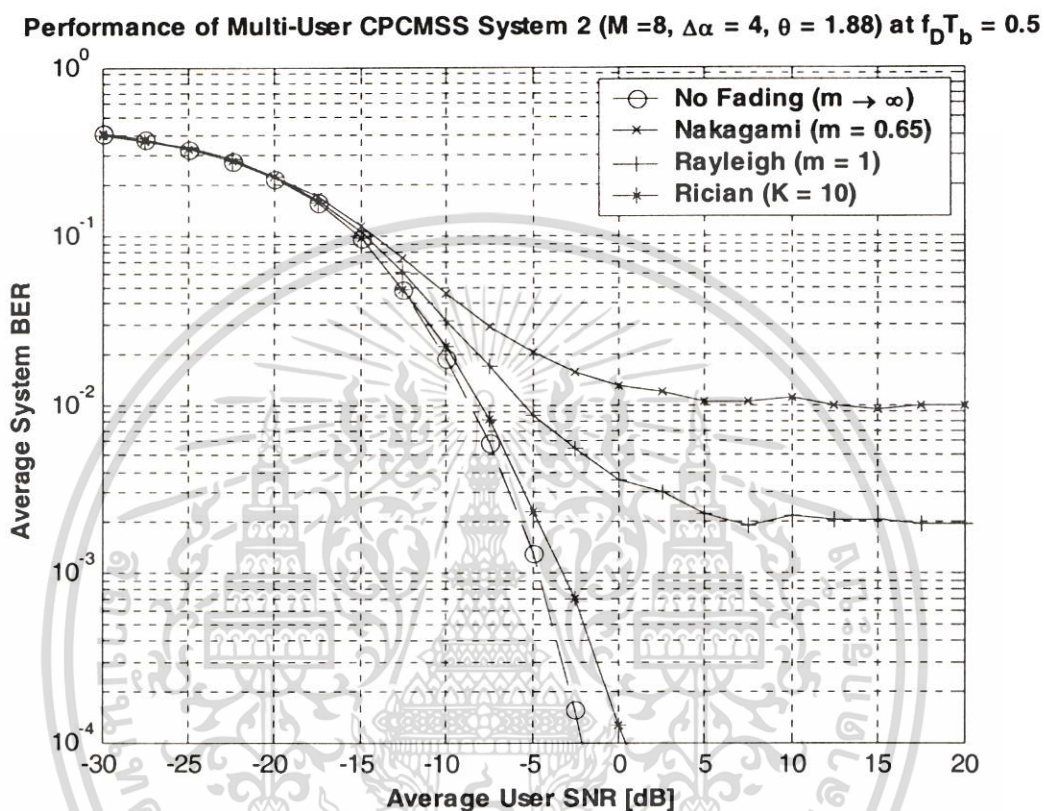
โดยกำหนดให้มีค่า $f_D T_b = 0.5$, $\Delta\alpha = 16$ และจำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 8 ผู้ใช้งาน

Performance of Multi-User CPCMSS System 1 ($M=8$, $\Delta\alpha=16$, $\theta=1.97$) at $f_D T_b = 1.0$



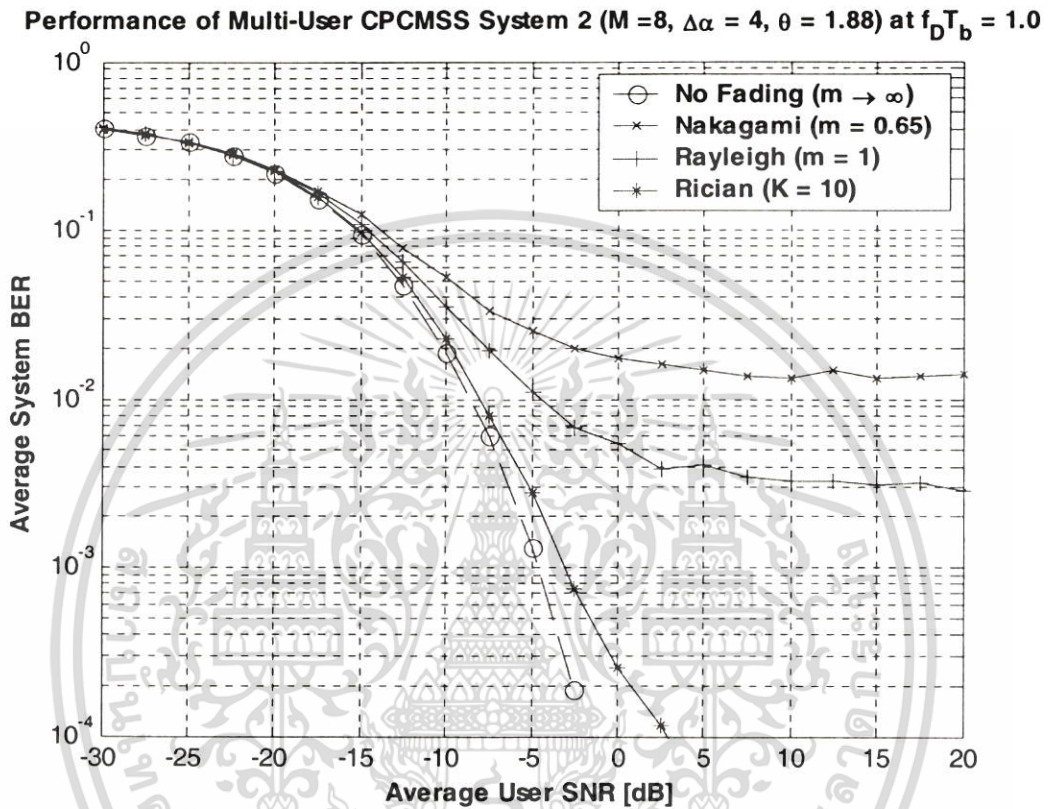
รูปที่ 5.11 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็ม โดยกำหนดให้มีค่า $f_D T_b = 1.0$, $\Delta\alpha = 16$ และจำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 8 ผู้ใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

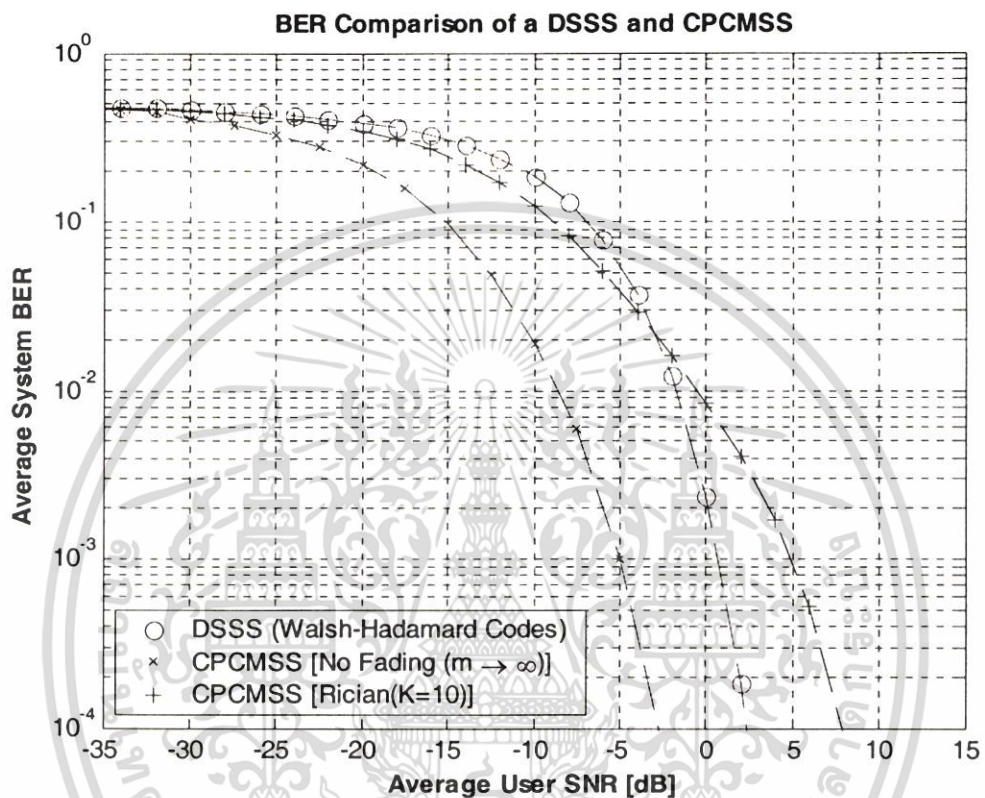


รูปที่ 5.12 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็ม โดยกำหนดให้มีค่า $f_D T_b = 0.5$, $\Delta\alpha = 4$ และจำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 8 ผู้ใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.13 อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็ม โดยกำหนดให้มีค่า $f_D T_b = 1.0$, $\Delta\alpha = 4$ และจำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 8 ผู้ใช้งาน



รูปที่ 5.14 ผลที่ได้จากการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลระหว่างระบบ CPCMS กับระบบ DSSS ในกรณีที่จำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 12 ผู้ใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอวิธีการส่ง/รับข้อมูลในรูปแบบการสื่อสารแบบหลายผู้ใช้งานโดยใช้เทคนิคการทำสเปกตรัม (Spread Spectrum) เมื่อนำสัญญาณเฟสเชิงเฟสแบบต่อเนื่อง (Continuous Phase Chirp Signal) มาใช้เป็นฟังก์ชันพื้นฐานในการมอดูเลตสัญญาณซึ่งในการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบจะแบ่งออกเป็น 3 รูปแบบด้วยกันกล่าวคือในรูปแบบแรกนั้นจะทำการเปลี่ยนแปลงค่าอัตราชีพ (Chirp rate) หรืออัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ซึ่งจากผลการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่าเมื่ออัตราชีพมีค่าเพิ่มสูงขึ้นก็จะส่งผลให้สมรรถนะของระบบดีขึ้นตามลำดับส่วนในรูปแบบที่สองนั้นจะทำการเปลี่ยนแปลงจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพราะระบบที่ถูกจำลองขึ้นนี้ใช้สำหรับหลายผู้ใช้งาน (Multi-Users) ซึ่งจากผลการวิเคราะห์ที่ได้พบว่าเมื่อจำนวนการเปลี่ยนแปลงจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพิ่มสูงขึ้นจะทำให้อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเพิ่มสูงขึ้นตามไปด้วยดังนั้นจึงส่งผลให้สมรรถนะของระบบลดลงตามอัตราการเพิ่มจำนวนของผู้ใช้งานในระบบ

ในส่วนสุดท้ายก็จะกล่าวถึงผลการวิเคราะห์ในรูปแบบสุดท้ายซึ่งจากผลการวิเคราะห์ที่ได้พบว่าอัตราความผิดพลาดบิต (Bit error rate:BER) ของระบบ CPCMS (Continuous Phase Chirp Modulation Spread Spectrum) จะขึ้นอยู่กับตัวแปรเสริมเฟตติง m ของช่องสัญญาณและผลกระทบจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟต์ทั้งนี้เนื่องจากช่วงเวลาร่วมใน (Coherence time) ของช่องสัญญาณมีขนาดน้อยกว่าช่วงคาบเวลาบิตของสัญญาณข้อมูลดังนั้นจะส่งผลให้ประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ (Bandwidth efficiency) มีค่าลดลงและถ้าเลือกอัตราชีพ (Chirp rate) ที่ไม่เหมาะสมก็จะส่งผลให้สมรรถนะ ของระบบแยกลงแต่ในทางกลับกันถ้าอัตราชีพที่เลือกใช้มีค่าเหมาะสมและช่วงเวลาร่วมในของช่องสัญญาณกว้างเพียงพอต่อการส่งสัญญาณบิตข้อมูลหรือมีค่ามากกว่าช่วงคาบเวลาบิตข้อมูลก็จะส่งผลให้ระบบมีสมรรถนะดีขึ้นเห็นได้ชัดเพราะช่วงเวลาร่วมในจะขึ้นอยู่กับค่าของดอปเปลอร์ชิฟต์ของคลื่นสัญญาณซึ่งขึ้นอยู่กับความเร็วในการเคลื่อนที่ของผู้ใช้งานในระบบและความถี่ของคลื่นพาห้ที่เลือกใช้ประกอบกับการนำสัญญาณชีพเป็นฟังก์ชันพื้นฐานก็จะส่งผลดี โดยที่ระบบไม่จำเป็นต้องใช้รหัสสุ่มเทียม (PN Sequence) และค่ากำลังงานจะมีค่าคงที่ตลอดช่วงแบนด์วิดท์ที่ใช้งานซึ่งจะช่วยลดปัญหาการแทรกสอดอันเนื่องมาจากการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access Interference : MAI) ดังนั้นระบบ CPCMS จึงเป็นอีกทางเลือกที่น่าสนใจนำไปพัฒนาเพื่อให้สามารถใช้ในการสื่อสารไร้สายได้ในอนาคต

6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

ถึงแม้ว่าการนำสัญญาณชีพ(Chirp Signal) มาใช้เป็นฟังก์ชันพื้นฐานในการมอดูเลตร่วมกันกับเทคนิคการสเปรดสเปคตรัมจะสามารถเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่สามารถนำมาใช้งานในระบบการสื่อสารแบบไร้สายได้แต่ในแง่ของสมรรถนะของระบบโดยรวมก็ยังไม่จัดว่าดีกว่าหรือโดดเด่นกว่าระบบการสเปรดสเปคตรัมในรูปแบบอื่นๆ ในกรณีที่เป็นการวิเคราะห์ระบบสำหรับหลายผู้ใช้งาน (Multi-Users) โดยที่ผู้ใช้งานในระบบมีจำนวนเพิ่มสูงขึ้นเรื่อยๆ ทั้งนี้ก็อันเนื่องมาจากข้อจำกัดบางประการของคุณสมบัติของสัญญาณชีพดังนั้นแนวทางในการพัฒนาต่อไปก็คือการปรับปรุงรูปแบบของสัญญาณชีพให้มีคุณสมบัติที่หลากหลายขึ้น อาทิเช่นการนำสัญญาณชีพมาทำการเข้ารหัสก่อนที่จะนำมาผ่านกระบวนการสเปรดสเปคตรัม

อีกแนวทางหนึ่งในการพัฒนาต่อไปก็คือ การจำลองการทำงานของระบบบนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเร็ว(Fast fading channels) และการเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่(Frequency Selective fading channels) ซึ่งนิยมนำมาใช้ทดสอบหาค่าสมรรถนะของระบบการสื่อสารแบบไร้สาย



เอกสารอ้างอิง

- [1] R.C. Dixon, *Spread Spectrum Techniques*. New York, NY: IEEE Press, pp. 1-14, 1976
- [2] C.E. Cook and M. Bernfeld, *Radar Signals: An Introduction to Theory and Application*. New York, NY: Academic Press, 1967.
- [3] S. Hengstler, D. P. Kasilingam, A. H. Costa, "A novel chirp modulation spread spectrum technique for multiple access, "Proceedings of the IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications," vol. 1, pp. 73-77, September 2002.
- [4] S. E. El-Khamy, S. E. Shaaban, and E. A. Tabet, "Efficient multiple-access communications using multi-user chirp modulation signals," Proceedings of the 4th IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, vol. 3, pp. 1209-1213, September 1996.
- [5] วิทยากร วุฒิสถิทธิกุลกิจ. หลักการโทรศัพท์เคลื่อนที่. กรุงเทพมหานคร: สำนักพิมพ์ แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2546
- [6] F. Hlawatsch and G.F. Boudreaux-Bartels, "Linear and quadratic time-frequency signal representations," IEEE Signal Processing Magazine, vol. 9, pp. 21-67, April 1992.
- [7] C.E. Cook and J.E. Chin, "The mathematics of pulse compression – a problem in system analysis," Sperry Eng. Rev., October 1959.
- [8] J.R. Klauder, A.C. Price, S. Darlington, and W.J. Albersheim, "The theory and design of chirp radars," Bell Syst. Tech. J., vol. 39, pp. 745-808, 1960.
- [9] A. J. Berni and W. D. Gregg, "On the utility of chirp modulation for digital signaling," IEEE Transactions on Communications, vol. 21, no. 6, pp. 748-751, June 1973.
- [10] S.E. El-Khamy, S.E. Shaaban, and E.A. Tabet, "Partially coherent detection of continuous phase chirp (CPCM) signals," NRSC 96., Thirteenth National Radio Science Conference, pp. 485-495, March 1996.
- [11] M.K. Simon, M-S. Alouini, "*Digital Communication Over Fading Channel*," New York :John Willey&Sons, 2000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [12] Pätzold M. *Mobile Fading Channel*. West Sussex, England: John Wiley&Sons, Ltd.2002
- [13] ยอดเยี่ยม เงินบำรุง. "การเปรียบเทียบผลการมอดูเลตสัญญาณเคโอติกในช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ" วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- [14] N. C. Beaulieu, C. Cheng, "An efficient procedure for Nakagami-m fading simulation," Proceedings of the IEEE Global Telecommunications Conference, vol. 6, pp. 25-29, November 2001.
- [15] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Stanford, CA: Course Reader for EE359 Wireless Communications, Fall 2003.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์

1. อูสาห์ ต่อเทียนชัย และ กอบชัย เดชหาญ., "การวิเคราะห์สมรรถนะของการสเปกตรัมดรามจากการมอดูเลตโดยอาศัยสัญญาณชีพในลักษณะหลายผู้ใช้งานบนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคากามิ ," การประชุมวิชาการครั้งที่ 43 มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ปีที่ 43, หน้า 206-213 กุมภาพันธ์ 2548.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นายอุสาร์ ต่อเทียนชัย เกิดเมื่อวันที่ 19 มีนาคม พ.ศ. 2521 ที่จังหวัดสมุทรปราการ สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (เกียรตินิยมอันดับ 2) สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังและในปี พ.ศ. 2543 เข้าทำงานในตำแหน่งวิศวกรระบบสื่อสารที่บริษัท ทีเอ ออเรนจ์ จำกัด จนถึงปัจจุบัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้