

การศึกษากการเข้าถึงแบบหลายผู้ใช้งานด้วยเทคนิคการเข้ารหัสเฟรมอดูเลชัน
สเปกตรัมแพร่กระจายสำหรับการสื่อสารไร้สายยุคที่ 4

INVESTIGATION OF MULTIPLE ACCESS BY PHASE CHIRP
MODULATION SPREAD SPECTRUM TECHNIQUE FOR
4G WIRELESS APPLICATIONS

นพรัตน์ ธรรมวงษา
NOPPARAT THAMAWONGSA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

KMITL-2007-EN-M-010-141

การศึกษาการเข้าถึงแบบหลายผู้ใช้งานด้วยเทคนิคการ chirp มอดูเลชัน
สเปกตรัมสำหรับการสื่อสารไร้สายยุคที่ 4

INVESTIGATION OF MULTIPLE ACCESS BY PHASE CHIRP
MODULATION SPREAD SPECTRUM TECHNIQUE FOR
4G WIRELESS APPLICATIONS



นพรัตน์ ชรรมวงษา

NOPPARAT THAMAWONGSA

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 77979
วัน,เดือน,ปี..... 12 ก.พ. 2551

b.....
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2550

**INVESTIGATION OF MULTIPLE ACCESS BY PHASE CHIRP
MODULATION SPREAD SPECTRUM TECHNIQUE FOR
4G WIRELESS APPLICATIONS**

NOPPARAT THAMAWONGSA

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

2007

KMITL-2007-EN-M-010-141

COPYRIGHT 2007

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การศึกษาการเข้าถึงแบบหลายผู้ใช้งานด้วยเทคนิคการแชร์ฟมอดูเลชันสเปกตรัมสำหรับการสื่อสารไร้สายยุคที่ 4
Investigation of Multiple Access by Phase Chirp Modulation Spread Spectrum Technique for 4G Wireless Application






นักศึกษา นายนพรัตน์ ธรรมวงษา

รหัสประจำตัว 49060936

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร.พิเชฐ ม่วงนวน

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.สมยศ	จุนณะปิยะ	
ผศ.ดร.พิพัฒน์	พรหมมี	
รศ.จิระศักดิ์	ชาญวุฒิชธรรม	
ดร.มนตรี	คำเงิน	
ผศ.ดร.พิเชฐ	ม่วงนวน	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ 18 ธันวาคม 2550 เวลา 09.00-11.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 1


บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว
(รศ.ดร.จารุวัตร เจริญสุข)
คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่..... 8เดือน..... มกราคม..... พ.ศ. ๒๕๕1.....

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาการเข้าถึงแบบหลายผู้ใช้งานด้วยเทคนิคการ เซิร์ฟมอดูเลชันสเปกตรัมสำหรับการสื่อสาร ไร้สายยุคที่ 4
นักศึกษา	นายพนรัตน์ ธรรมวงษา
รหัสนักศึกษา	49060936
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2550
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร. พิเชฐ ม่วงนวล

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอเทคนิคการมอดูเลตโดยการใช้สัญญาณเซิร์ฟเชิงเฟสที่ใช้ในระบบสเปกตรัมเป็นเทคนิคที่ทำการแบ่งแยกการเข้าถึงแบบหลายผู้ใช้งานที่มีความต่างกับแบบทั่วไปคือ โคเร็กซ์เฟควนและ ฟรีควนซีฮอปปีง โดยเทคนิคนี้สามารถนำมาใช้ในการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 ซึ่งต้องการอัตราการส่งผ่านของบิตที่สูงและสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานที่มากขึ้น ด้วยการสเปกตรัมสัญญาณที่มอดูเลตด้วยค่าของการเซิร์ฟและเฟสที่แตกต่างกัน เทคนิคนี้แสดงให้เห็นประสิทธิภาพที่สูงขึ้นของระบบและรวมถึงการลดลงของการแทรกสอด ซึ่งสัญญาณเซิร์ฟช่วยในการลดผลกระทบจากปรากฏการณ์คอปเปอเรอร์ที่ส่งผลให้ระบบเกิดความไม่แน่นอนและการรับข้อมูลผิดพลาดจากการเฟดดิ้งแบบเลื่อนความถี่

โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการวิเคราะห์เปรียบเทียบค่าความผิดพลาดของบิตและจำนวนผู้ใช้งานระหว่างระบบ PCMSS (Phase Chirp Modulation Spread Spectrum), CMSS (Chirp Modulation Spread Spectrum) และ DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) บนช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิ้งและบนสภาพแวดล้อมของคอปเปอเรอร์ด้วยการจำลองและประมวลผลทางสัญญาณ โดยตัวรับที่ใช้เป็นชนิดสหสัมพันธ์และมีเวลาที่โคฮีเรนท์กัน

Thesis Title	Investigation of Multiple Access by Phase Chirp Modulation Spread Spectrum Technique for 4G Wireless Applications
Student	Mr. Nopparat Thamawongsa
Student ID.	49060936
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunication Engineering
Year	2007
Thesis Advisor	Asst. Prof. Dr. Phichet Moungnoul

ABSTRACT

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

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

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาในการทำงานและการแก้ปัญหาต่างๆ เกี่ยวกับงานวิจัยจาก ผศ.ดร. พิเชฐ ม่วงนวล ซึ่งเป็นผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อบัวทอง คุณแม่อุทัยวัน คุณสุพรรณษาและคุณพัศตรพิมล ที่ให้โอกาส คอยสนับสนุนและเป็นกำลังใจแก่ข้าพเจ้ามาโดยตลอด และขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ทุกคนที่ช่วยเหลือและเป็นกำลังใจให้ด้วยดีเสมอมา ประโยชน์อันใดที่เกิดจากงานวิจัยนี้ย่อมเป็นผลมาจากความกรุณาของท่านดังกล่าวข้างต้น ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งเป็นอย่างยิ่ง จึงใคร่ขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

นพรัตน์ ธรรมวงษา

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VII
สารบัญตาราง.....	XI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	3
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ.....	5
2.1 เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายในยุคต่างๆ.....	5
2.1.1 ความเป็นมาของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่.....	5
2.2 ระบบการสื่อสารดิจิทัล.....	10
2.2.1 การมอดูเลตและดีมอดูเลต โดยวิธีใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน.....	10
2.2.1.1 ฟังก์ชันพื้นฐานแบบเชิงตั้งฉาก.....	10
2.2.1.2 การสร้างชุดสัญญาณ.....	11
2.2.1.3 การหาเวกเตอร์สัญญาณโดยใช้สหสัมพันธ์.....	12
2.2.2 รูปแบบพื้นฐานของเครื่องรับที่ใช้ดีเทคสัญญาณ.....	12
2.2.2.1 เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์และเครื่องรับแบบแมทซ์ฟิลเตอร์.....	13
2.2.2.2 เครื่องรับแบบร่วมนัยและแบบไม่ร่วมนัย.....	14
2.2.3 การวัดประสิทธิภาพของระบบ.....	15
2.3 ความรู้เบื้องต้นของการสเปกตรัม.....	16
2.3.1 การสื่อสารสเปกตรัมและคุณสมบัติ.....	16

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3.2 รูปแบบของการสเปกตรัม.....	19
2.3.2.1 ระบบไดเรกซีควเอนซ์ (Direct Sequence)	19
2.3.2.2 ระบบฟรีควเอนซ์ฮอปปีง (Frequency Hopping)	20
2.3.2.3 ระบบไทม์ฮอปปีง (Time Hopping)	21
2.3.2.4 ระบบไฮบริด (Hybrid System)	22
2.3.2.5 ระบบเชิร์ฟมอดูเลชัน (Chirp Modulation)	22
2.4 หลักการของการจัดการเข้าถึงของหลายผู้ใช้งาน.....	25
2.4.1 เทคนิคการมัลติเพล็กซ์.....	25
2.4.1.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่.....	26
2.4.1.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา.....	26
2.4.1.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส.....	27
2.4.1.4 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม.....	27
2.5 ทฤษฎีพื้นฐานของสัญญาณเชิร์ฟ.....	28
2.5.1 สัญญาณในระบบเรดาร์.....	28
2.5.1.1 สัญญาณพัลส์เคลื่อนต่อเนื่อง.....	29
2.5.1.2 สัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้น.....	32
2.5.1.3 สัญญาณเอฟเอ็มไม่เชิงเส้น.....	35
2.5.1.4 สัญญาณวี-เอฟเอ็ม.....	36
2.5.2 การมอดูเลชันด้วยสัญญาณเชิร์ฟ.....	38
2.6 ทฤษฎีการจางหายบนช่องสัญญาณ.....	41
2.6.1 ช่องสัญญาณรบกวนขาว (AWGN)	41
2.6.2 ปรากฏการณ์คอปเปลอร์ชิฟต์.....	42
2.6.3 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบ Rayleigh.....	44
2.6.4 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบ Rician.....	47
2.6.5 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบ Nakagami.....	47

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 เทคนิคเซิร์ฟมอดูเลชันสเปกตรัมสำหรับการสื่อสารไร้สายยุคที่ 4.....	48
3.1 การออกแบบจำลองของระบบมอดูเลชันสเปกตรัมด้วย สัญญาณเซิร์ฟ.....	48
3.1.1 ระบบเซิร์ฟมอดูเลชันสเปกตรัม.....	48
3.1.2 ระบบเฟสเซิร์ฟมอดูเลชันสเปกตรัม.....	50
3.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณการจางหาย.....	54
3.2.1 แบบจำลองของช่องสัญญาณแบบเรย์ลีและไรเซียน.....	54
3.2.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณแบบนาคากามิ-เอ็ม.....	59
บทที่ 4 ผลการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบ.....	63
4.1 ผลจากการเปลี่ยนแปลงจำนวนผู้ใช้งานในระบบ.....	63
4.2 ผลจากการเปลี่ยนแปลงอัตราเซิร์ฟ.....	67
4.3 ผลจากการเปลี่ยนแปลงเฟส.....	70
4.4 ผลการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดของบิตเมื่อพิจารณาผลกระทบจาก การจางหายและปรากฏการณ์คอปเปิลอร์ซีฟ.....	73
4.5 ผลการเปรียบเทียบความจุของผู้ใช้งานบนช่องสัญญาณการจางหายที่มี ผลกระทบจากปรากฏการณ์คอปเปิลอร์ซีฟ.....	76
บทที่ 5 สรุปผลการวิเคราะห์.....	79
เอกสารอ้างอิง.....	81
ภาคผนวก	
การเผยแพร่งานวิจัย.....	84
ประวัติผู้เขียน.....	91

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แนวทางการพัฒนาเทคโนโลยีของการสื่อสารไร้สาย.....	5
2.2 การสร้างองค์ประกอบของชุดสัญญาณที่ใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด.....	11
2.3 การหาค่าสัมประสิทธิ์เวกเตอร์สัญญาณ S_{mj} ที่เครื่องรับโดยใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด.....	12
2.4 ความสัมพันธ์ของสัญญาณที่ภาคส่งและภาครับเมื่อส่งผ่าน.....	13
2.5 โครงสร้างของวงจรภาครับสัญญาณ.....	13
2.6 โครงสร้างเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ที่ใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด.....	14
2.7 หลักการของการการสื่อสารแบบสเปกตรัม.....	17
<ul style="list-style-type: none"> (ก) การสร้างสัญญาณสเปกตรัมของผู้ใช้ 2 คน จากสัญญาณข้อมูลเดิมที่เป็นสัญญาณแบนด์แคบ (ข) การส่งสัญญาณสเปกตรัมของผู้ใช้ทั้ง 2 คนในเวลาเดียวกัน (ค) การดีสเพรด์ที่ภาครับ โดยมีเพียงสัญญาณของผู้ใช้คนที่ 1 เท่านั้นที่กลับคืนมา 	
2.8 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของการสื่อสารแบบสเปกตรัม.....	18
2.9 บล็อกไดอะแกรมของระบบไคเร็กซ์ควอนซ์ทั้งภาครับและส่ง.....	19
2.10 บล็อกไดอะแกรมของระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงรูปแบบหนึ่ง.....	20
2.11 บล็อกไดอะแกรมของระบบไทม์ฮอปปีง.....	22
2.12 สัญญาณ Multi Linear Chirp ในแกนเวลา-ความถี่ ในกรณี M ผู้ใช้งาน.....	24
2.13 บล็อกไดอะแกรมของการสเปกตรัมด้วยสัญญาณเชิร์พ.....	24
2.14 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่.....	26
2.15 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา.....	27
2.16 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส.....	27
2.17 การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM.....	28
2.18 สัญญาณพัลส์คลื่นต่อเนื่อง (CW) ในแกนความถี่กับเวลา.....	29
2.19 สัญญาณคลื่นต่อเนื่อง (CW).....	30
<ul style="list-style-type: none"> (ก) รูปสัญญาณทางเวลา (ข) สเปกตรัมของสัญญาณ 	
2.20 สัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้น (LFM) ในแกนความถี่กับเวลา.....	32
2.21 สัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้น (LFM).....	34
<ul style="list-style-type: none"> (ก) รูปสัญญาณทางเวลา (Down Chirp) 	

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
(ข) สเปกตรัมของสัญญาณ	
2.22 สัญญาณเอฟเอ็มไม่เชิงเส้นในทางความถี่-เวลา.....	35
2.23 สัญญาณวี-เอฟเอ็มในทางความถี่-เวลา.....	37
(ก) สัญญาณวี-เอฟเอ็มแบบง่าย(Simple V-FM)	
(ข) สัญญาณวี-เอฟเอ็มแบบซับซ้อน(Complex V-FM)	
2.24 สัญญาณเซิร์ฟ: สัญญาณในโดเมนเวลา, ความถี่ช่วงขณะ และความหนาแน่น สเปกตรัมกำลัง.....	41
2.25 คุณสมบัติของช่องสัญญาณรบกวนขาว.....	42
2.26 ปฏิกิริยาการคอปเปอเรชันที่เกดจากการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ภาครับ.....	43
3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบ CMSS.....	49
3.2 บล็อกไดอะแกรมของระบบ PCMSS.....	50
3.3 สัญญาณเซิร์ฟในแกนเวลา-ความถี่ในกรณี M ผู้ใช้งาน.....	52
3.4 กราฟความสัมพันธ์ของค่าสัมประสิทธิ์สัมบูรณ์สูงสุดของสหสัมพันธ์ไขว้ ของสัญญาณเซิร์ฟ.....	53
3.5 กราฟความสัมพันธ์ของค่าผลรวมของค่าสัมประสิทธิ์สัมบูรณ์สูงสุดของ สหสัมพันธ์ไขว้ของสัญญาณเซิร์ฟ.....	54
3.6 ความสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณทางกายภาพ แบบจำลองอ้างอิง และแบบจำลอง กำหนดได้ และค่าที่ได้จากการวัด.....	55
3.7 การหาเอาต์พุตกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ $\mu_i(t)$ โดยใช้ฟิลเตอร์.....	56
3.8 การหาเอาต์พุตกระบวนการสุ่ม $\mu_i(t)$ โดยวิธีการไรซ์.....	56
3.9 แบบจำลองของกระบวนการเชิงสถิติ.....	57
3.10 แบบจำลองของกระบวนการกำหนดได้.....	58
3.11 การสร้างช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี.....	58
3.12 การสร้างช่องสัญญาณการจางหายแบบไรเซียน.....	59
3.13 โครงสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคามี-เอ็ม.....	60
4.1 อัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CMSS ในกรณีที่มีจำนวน ผู้ใช้งานในระบบเป็น 8, 16 และ 32 เมื่อไม่มีการจางหายของช่องสัญญาณ.....	64

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.2 อัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS ในกรณีที่มีจำนวน ผู้ใช้งานในระบบเป็น 8, 16 และ 32 เมื่อไม่มีการจางหายของช่องสัญญาณ.....	65
4.3 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CMSS PCMSS และ DSSS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8, 16 และ 32 เมื่อไม่มี การจางหายของช่องสัญญาณ.....	66
4.4 อัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS ในกรณีที่มี 8 จำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 อัตราเฟสเป็น 1.82 และมีการเปลี่ยนแปลงอัตราเซิร์ฟ เท่ากับ 8, 16 และ 32 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบ Rayleigh Fading.....	68
4.5 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CMSS กับ ระบบ PCMSS ในกรณีที่มีผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 อัตราเฟสเป็น 1.82 และมีการเปลี่ยนแปลง อัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8, 16 และ 32 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบ Rayleigh Fading.....	69
4.6 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 อัตราเฟสเป็น 1.86 และมีอัตราเซิร์ฟ เท่ากับ 8 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ.....	70
4.7 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 อัตราเฟสเป็น 1.94 และมีอัตราเซิร์ฟ เท่ากับ 8 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ.....	71
4.8 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 มีอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 การเปลี่ยนแปลงเฟส เท่ากับ 1.82, 1.86 และ 1.94 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบ Nakagami Fading.....	72
4.9 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS ในกรณี ที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 มีอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 การเปลี่ยนแปลงเฟส เท่ากับ 1.82 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบราบเรียบและไม่มีปรากฏการณ์คอปเปิลอร์ซีฟ.....	74
4.10 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 มีอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 การเปลี่ยนแปลง เฟสเท่ากับ 1.82 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบราบเรียบและมีผลกระทบจาก ปรากฏการณ์คอปเปิลอร์ซีฟ.....	75

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.11 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS กับระบบ CMSS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบที่มีการเพิ่มขึ้น มีอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 การเปลี่ยนแปลงเฟสเท่ากับ 1.82 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบ Nakagami ที่ไม่มี ผลกระทบจากปรากฏการณ์คอปเปอเรอร์ซีฟ.....	76
4.12 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS กับระบบ CMSS กรณีจำนวนผู้ใช้งานในระบบที่มีการเพิ่มขึ้น อัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 การเปลี่ยนแปลงเฟสเท่ากับ 1.82 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบ Nakagami ที่มี ผลกระทบจากปรากฏการณ์คอปเปอเรอร์ซีฟ	77
4.13 การเปรียบเทียบค่าอัตราของบิตที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS กับจำนวนอัตราบิต ในระบบที่มีการเพิ่มขึ้น การเปลี่ยนแปลงเฟสเท่ากับ 1.82 บนช่องสัญญาณ การจางหายแบบ Nakagami	78

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงการเปรียบเทียบมาตรฐานของยุคที่ 3 และ ยุคที่ 4.....	8
2.2 แสดงการเปรียบเทียบอัตราขยายการประมวลผล (Process Gains) ของเทคนิคการทำสเปคสเปคตรัม.....	25
3.1 ค่า a_1, a_2, a_3, b_1 และ b_2 ที่สอดคล้องกับค่า m ต่างๆ.....	61
4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้จำลองระบบ CMSS และระบบ PCMSS.....	62
4.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบเมื่อเปลี่ยนแปลงจำนวนผู้ใช้งาน.....	63

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ยุคเริ่มต้นของระบบสื่อสารของโทรศัพท์เคลื่อนที่เรียกว่า ยุค 1G หรือในชื่อเต็มๆ คือ First Generation ซึ่งใช้การส่งสัญญาณแบบอนาล็อกได้แก่ระบบ AMPS (Advanced Mobile Phone Service) โดยใช้ช่วงความถี่ระหว่าง 800MHz ถึง 900MHz หลังจากนั้นจึงได้มีการพัฒนาเทคโนโลยีที่ใช้กับ 1G ให้มีสมรรถนะสูงขึ้น โดยมีการเพิ่มเทคโนโลยีการจัดการเข้าถึง (Multiple Access) แบบ FDMA (frequency division multiple access) เข้าไป ซึ่งเป็นการจัดการเข้าถึงแบบแบ่งช่วงความถี่ของแต่ละผู้ใช้งาน ทำให้สามารถเปลี่ยนการส่งสัญญาณแบบอนาล็อกเดิมไปเป็นระบบดิจิทัลเพื่อให้สามารถส่งข้อมูลอื่นได้

ยุค 2G เป็นยุคที่พัฒนาจากยุค 1G ที่เป็นอนาล็อกมาเป็นยุคของดิจิทัล ยุค 2G ได้เข้ามาแทนที่จากข้อมูลที่เป็นเสียงเพียงอย่างเดียวก็สามารถส่งข้อมูลไปด้วย ยุคของ 2G ถือเป็นรูปแบบการส่งข้อมูลแบบดิจิทัลอย่างแท้จริง ซึ่งระบบโทรศัพท์ในยุคดิจิทัลจะให้เสียงที่คมชัดกว่าเดิม สำหรับความถี่ของระบบโทรศัพท์ในยุค 2G นี้จะมีอยู่ 2 แบบด้วยกันคือ 900 เมกะเฮิร์ตซ์ และ 1800 เมกะเฮิร์ตซ์ ยุคของ 2G เป็นยุคที่มีการพัฒนาและการนำเอาเทคนิคของการจัดการเข้าถึงมาใช้กันอย่างแพร่หลาย ซึ่งเทคนิคที่นิยมนำมาใช้คือ GSM, FDMA, TDMA (Time Division Multiple Access), FDMA/TDMA และระบบ CDMA (Code Division Multiple Access) ที่สามารถเพิ่มผู้ใช้ได้ตามอัตราของการเข้ารหัส เป็นต้น

ในยุค 2G ได้มีการแบ่งออกเป็นยุคของ 2.5G และ 2.75G ซึ่งเป็นยุคที่ทำการนำเทคโนโลยีสำหรับการรองรับการส่งข้อมูลที่เป็นภาพและเสียงที่มีความเร็วที่สูงมากขึ้น โดยเทคโนโลยีที่เรารู้จักกันก็คือ EDGE (Enhanced Data Rate for Global Evolution), GPRS (General Packet Radio Service) และเทคโนโลยีของ WCDMA/CDMA2000 1x มาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่ 2.5G หรือ 2.75G แม้จะสามารถรองรับการสื่อสารแบบข้อมูลได้ แต่มีข้อจำกัดของเครือข่าย 2G เดิม ไม่ว่าจะ เป็นมาตรฐาน GSM หรือ CDMA ทำให้ผู้ใช้บริการเครือข่ายไม่อาจบริหารจัดการทรัพยากรเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้อย่างคล่องตัว เนื่องจากอุปกรณ์ที่มีการติดตั้งใช้งานมาตั้งแต่การเปิดให้บริการในยุค 2G ล้วนเป็นเทคโนโลยีเก่า มีการทำงานแบบ TDMA ซึ่งเป็นเทคโนโลยีเก่า ต้องจัดสรรวงจรให้กับผู้ใช้งานตายตัวไม่สามารถนำทรัพยากรเครือข่ายมาใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพ แม้เมื่อมีการพัฒนาเทคโนโลยี GPRS และ EDGE ซึ่งถือเป็นการเสริมเทคโนโลยีสื่อสารข้อมูลแบบแพ็คเกจสวิตชิง (Packet Switching) แต่เทคโนโลยีทั้ง 2 ประเภทนี้ก็ถือว่าเป็นเพียงการต่อยอดบนเครือข่ายแบบเดิม โดยเฉพาะอย่างยิ่งกับการจัดสรรวงจรสื่อสารผ่านคลื่นความถี่

วิทย์จากสถานีฐานไปยังเครื่องลูกข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ ทำให้ไม่สามารถเปิดให้บริการการสื่อสารข้อมูล ได้อย่างเต็มรูปแบบ เนื่องจากจะทำให้เกิดผลกระทบต่อบางบริการสื่อสารเสียงมากจนเกินไป ทำให้ต้องมีการเปลี่ยนแปลงเทคโนโลยีมาเป็นยุคของ 3G ที่มีความสามารถรองรับการทำงานได้

สำหรับคุณสมบัติและความสามารถของ 3G มีดังนี้ ใช้คลื่นความถี่ 2 GHz สามารถเชื่อมต่อเข้าสู่เครือข่ายได้ตลอดเวลา สามารถส่งข้อมูลที่เป็นมัลติมีเดียได้ รองรับการใช้งานประเภทดิจิทัลคอนเทนต์ มีความเร็วในการสื่อสารสูงสุด 2Mbps และสามารถทำโรมมิ่ง (roaming) ได้ทั่วโลก

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

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

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

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

ปัญหาอย่างหนึ่งที่เกิดขึ้นบ่อยครั้งในการสื่อสาร กรณีหลายผู้ใช้คือการแทรกสอดเนื่องจากหลายผู้ใช้ (Multiple Access Interference) ซึ่งมีสาเหตุมาจากค่ารหัสบางช่วงในชุดรหัส PN ของสองผู้ใช้เกิดบังเอิญมีค่าเท่ากันจึงทำให้ ณ ช่วงเวลานั้นมีการสังเคราะห์ความถี่ย่านเดียวกันขึ้นมาใช้งาน จึงไม่สามารถตรวจจับได้ว่าข้อมูลไหนเป็นของผู้ใช้รายใด ผลที่เกิดขึ้นคือความน่าจะเป็นอย่างมากที่จะเกิดความผิดพลาดของข้อมูลที่รับได้ จึงเป็นปัญหาที่มีอิทธิพลกับระบบนี้มาก เพราะเป็นเหตุการณ์ที่เกิดขึ้นอยู่ตลอดเวลา โดยเราต้องการหาประสิทธิภาพของระบบ CMSS ที่สามารถรองรับผู้ใช้งานที่มากขึ้น และอัตราการส่งข้อมูลที่สูงในการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการวิเคราะห์สมรรถนะของวิธีการรับส่งข้อมูลด้วยเทคนิคซีร์ฟมอดูเลชันสเปกตรัมสเปกตรัมคือมีช่วงของแถบความถี่กว้างทำให้ช่วยลดปัญหาในการพบกับสภาพแวดล้อมแบบมัลติพาร์ทและยังสามารถลดความซับซ้อนของวงจรและค่าใช้จ่ายได้ ซึ่งในการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบนั้นได้ทำการจำลองระบบในลักษณะหลายผู้ใช้งานบนช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ พิจารณาปรากฏการณ์คอปเปลอร์ชิฟ (Doppler shift) ประสิทธิภาพของระบบเมื่อมีจำนวนผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น ภายใต้มาตรฐานการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1.2.1 ศึกษาการทำงานของสเปกตรัมสเปกตรัมโดยเทคนิคซีร์ฟมอดูเลชัน

1.2.2 ศึกษาการทำงานของสัญญาณซีร์ฟเมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณการจางหาย ปรากฏการคอปเปลอร์ชิฟ อัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ (Chirp Rate) และการเปลี่ยนเฟส ว่ามีผลอย่างไรต่อระบบ

1.2.3 ศึกษาการทำงานเมื่อมีการเพิ่มจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มมากขึ้นศึกษาการใช้แบบจำลองในการวิเคราะห์ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อใช้งานภายใต้มาตรฐานของการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

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

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

ในระบบการสื่อสารไร้สายยุคที่ 4 ต้องการการส่งข้อมูลที่มีอัตราส่งผ่านที่สูง ถูกต้อง แต่ต้องอยู่ในแบนด์วิดท์ที่จำกัด และเทคนิคที่นิยมนำมาใช้งานในระบบแบนด์กว้างคือ การสเปกตรัมสเปกตรัม ซึ่งปัญหาที่เกิดขึ้นมากของเทคนิคนี้คือ การแทรกสอดจากการที่มีจำนวนผู้ใช้เพิ่มมากขึ้น รวมถึงการลดทอนจากการเกิดช่องสัญญาณการจางหาย ซึ่งสามารถแก้ไขปัญหาลำนี้ได้ด้วยการใช้สัญญาณซีร์ฟ โดยเทคนิคการซีร์ฟ เป็นเทคนิคที่มีคุณสมบัติที่น่าสนใจ คือช่วยลดปัญหาการแทรกสอดเนื่องจากการเข้าถึงหลายทาง และยังสามารถลดผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดแบบอื่นๆ ได้ดีอีกด้วย (Interference Rejection) โดยแนวคิดหลักของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือ นำเทคนิคซีร์ฟมาประยุกต์ใช้ในการสร้างการมอดูเลต ที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเฟส เพื่อการเปลี่ยนเฟสและ

ความถี่ให้แต่ละผู้ใช้มีค่าที่ต่างกัน เพื่อให้แต่ละผู้ใช้มีลักษณะทางเฟส และความถี่ที่แตกต่างกันบนมาตรฐานของการสื่อสารไร้สายยุคที่ 4

1.5 ขอบเขตการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีขอบเขตการวิจัยดังต่อไปนี้

1.5.1 ศึกษาค้นหาวิธีการออกแบบเทคนิคการสเปกตรัมโดยใช้เฟสเชิร์ฟมอดูเลชัน

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

1.5.3 ทำการจำลองแบบช่องสัญญาณรบกวนขาว (AWGN) และช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ เพื่อหาค่าอัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้จากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณนั้น เพื่อความหลากหลายที่อาจเกิดขึ้นได้ตามแต่ละภูมิภาค

1.5.4 ทำการจำลองศึกษาผลของตัวแปรเสริมการจางหาย ปรากฏการณ์คอปเปิลอร์ชิฟ และอัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ (Chirp Rate) ว่ามีผลอย่างไรต่อระบบ

1.5.5 สรุปผลการศึกษาสมรรถนะของระบบทั้งสองในเงื่อนไขสภาวะต่างๆ

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้จัดเนื้อหาออกเป็น 6 บทด้วยกันดังต่อไปนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีต่างๆ ในเบื้องต้นจะกล่าวถึง เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายในยุคต่างๆ ระบบการสื่อสารดิจิทัล ความรู้เบื้องต้นของการทำสเปกตรัม การจัดการเข้าถึงของหลายผู้ใช้งาน ทฤษฎีพื้นฐานของสัญญาณเชิร์ฟ และรูปแบบของการจางหายแบบต่างๆ ที่อาจเกิดขึ้นในระบบการสื่อสารไร้สาย

บทที่ 3 กล่าวถึงแบบจำลองของระบบที่ทำการศึกษา ระบบเชิร์ฟมอดูเลชัน ระบบเฟสเชิร์ฟมอดูเลชัน และแบบจำลองของช่องสัญญาณการจางหายที่ถูกสร้างขึ้นเพื่อใช้กับระบบที่ถูกจำลองขึ้นในการศึกษานี้

บทที่ 4 กล่าวถึงการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบและผลของการจำลองระบบ

บทที่ 5 กล่าวถึงการสรุปผลการวิจัยและแนวทางที่จะสามารถนำงานวิจัยนี้ไปพัฒนาปรับใช้กับงานในการสื่อสารอื่นๆต่อไป

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีและพื้นฐานต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับระบบการจัดการเข้าถึงแบบหลายผู้ใช้งานด้วยเทคนิคการแชร์พมอดูเลชันสเปกตรัมสำหรับการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 เริ่มด้วยการอธิบายถึงเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายในยุคต่างๆซึ่งอธิบายความเป็นมาและการเปรียบเทียบความแตกต่างของแต่ละยุค ระบบการสเปกตรัม ระบบการจัดการเข้าถึงของผู้ใช้งาน (Multiple Access) เทคนิคการแชร์พมอดูเลชัน และช่องสัญญาณการจางหาย ซึ่งเนื้อหาทั้งหมดนี้จำเป็นสำหรับการศึกษาและวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบการจัดการเข้าถึงแบบหลายผู้ใช้งานด้วยเทคนิคการแชร์พมอดูเลชันสเปกตรัมสำหรับการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4

การจัดการเข้าถึงแบบหลายผู้ใช้งานด้วยเทคนิคการแชร์พมอดูเลชันสเปกตรัม เป็นเทคนิคที่นำเสนอสำหรับการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 โดยที่ในปัจจุบันมีการเสนอหลักการจัดการเข้าถึงแบบหลายผู้ใช้งานมากมายแต่เป็นการที่พัฒนามาจากรากฐานของการจัดการเข้าถึงแบบเดิมคือ FDMA, TDMA, CDMA และ OFDM ที่เราจำเป็นต้องยกความสำคัญของการจัดการเข้าถึงของผู้ใช้งานมาเป็นหัวข้อหลักนั้นเนื่องจาก ในการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 นั้นเป็นการสื่อสารในช่วงของแบนด์กว้าง ที่ต้องการการจัดการให้มีการใช้งานแบนด์วิดท์ให้มีประสิทธิภาพสูงสุด ให้ระบบมีอัตราการส่งข้อมูลที่สูง และรองรับผู้ใช้งานได้ในจำนวนมากโดยที่ไม่กระทบถึงการทำงานของระบบ ซึ่งเราจะอธิบายถึงคุณสมบัติและวิธีการจัดการเข้าถึงแบบต่างๆในหัวข้อต่อไป

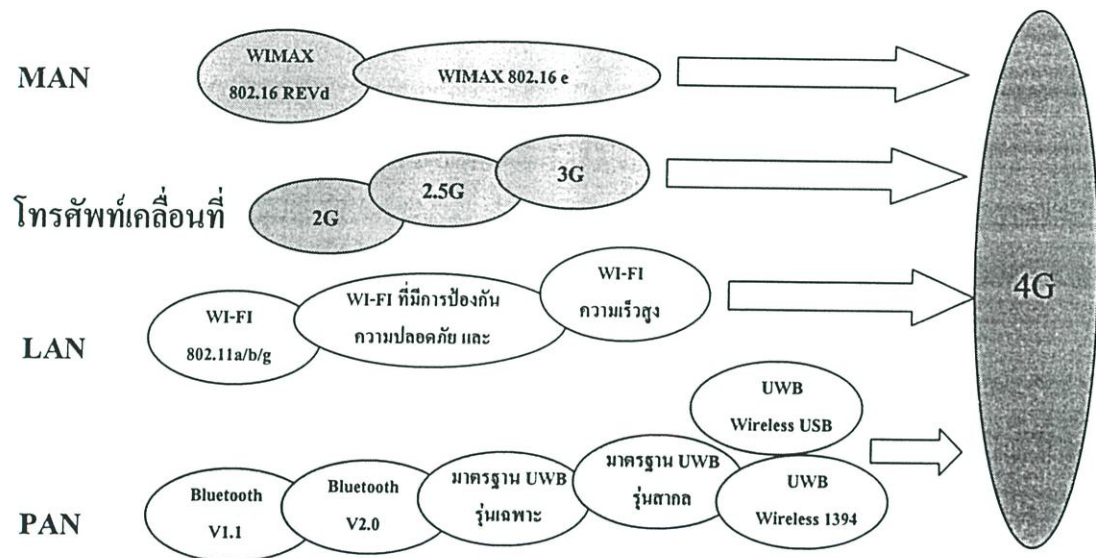
2.1 เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายในยุคต่างๆ

2.1.1 ความเป็นมาของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่

อเล็กซานเดอร์เกรแฮม เบล เป็นผู้วางรากฐานระบบโทรศัพท์ไว้ตั้งแต่ปี พ.ศ. 2419 หรือประมาณร้อยปีเศษแล้ว โทรศัพท์ที่มีพัฒนาการค่อนข้างช้า เริ่มจากการสวิตช์ด้วยคน มาเป็นการใช้ระบบสวิตช์แบบอัตโนมัติด้วยกลไกทางแม่เหล็กไฟฟ้าจำพวกรีเลย์ จนในที่สุดเป็นระบบครอสบาร์ ครั้นเข้าสู่ยุคดิจิทัลอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์ ระบบโทรศัพท์ที่ใช้ได้เปลี่ยนแปลงวิธีการสวิตช์มาเป็นแบบดิจิทัล มีการแปลงสัญญาณเสียงให้เป็นดิจิทัล โดยแถบเสียงขนาด 4 กิโลเฮิรตซ์ต่อวินาที ใช้อัตราสุ่ม 8,000 ครั้งต่อวินาที ได้สัญญาณดิจิทัลขนาด 64 กิโลบิตต่อวินาที แถบเสียงแบบดิจิทัลจึงเป็นข้อมูลที่มีการรับส่งกันมากที่สุดในโลกอยู่ขณะนี้

จนประมาณปี 1983 ระบบเซลลูลาร์เริ่มพัฒนาขึ้นใช้งาน ระบบแรกที่พัฒนามาใช้งาน เรียกว่า ระบบ AMPS (Analog Advance Mobile Phone Service) ระบบดังกล่าวส่งสัญญาณไร้สาย แบบอนาล็อก โดยใช้คลื่นความถี่ที่ 824-894 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยใช้หลักการแบ่งช่องทางความถี่หรือที่ เรียกว่า FDMA

ต่อมาประมาณปี 1990 กลุ่มผู้พัฒนาระบบเซลลูลาร์ได้พัฒนามาตรฐานใหม่โดยให้ชื่อว่า ระบบ GSM โดยเน้นระบบเชื่อมโยงติดต่อกันได้ทั่วโลก ระบบดังกล่าวนี้ใช้วิธีการเข้าถึง ช่องสัญญาณด้วยระบบ TDMA โดยใช้ความถี่ในการติดต่อกับสถานีเบสที่ 890-960 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 2.1 แนวทางการพัฒนาเทคโนโลยีของการสื่อสารไร้สาย

สำหรับในสหรัฐอเมริกาเองก็มีการพัฒนาระบบของตนขึ้นมาใช้ในปี 1991 โดยให้ชื่อว่า IS - 54 - Interim Standard - 54 ระบบดังกล่าวใช้วิธีการเข้าสู่ช่องสัญญาณด้วยระบบ TDMA เช่นกัน แต่ใช้ช่วงความถี่ 824-894 เมกะเฮิร์ตซ์ และในปี 1993 ก็ได้พัฒนาต่อเป็นระบบ IS-95 โดยใช้ระบบ CDMA ที่มีช่องความถี่มากขึ้นคือ 824-894 และ 1,850-1,980 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็นระบบที่ใช้ร่วมกับระบบ AMPS เดิมได้

พัฒนาการของโทรศัพท์แบบเซลลูลาร์แบ่งออกเป็นยุคตามรูปของการพัฒนาเทคโนโลยีได้ ดังนี้

ยุค 1G เป็นยุคแรกของการพัฒนาระบบโทรศัพท์แบบเซลลูลาร์ การรับส่งสัญญาณใช้วิธีการมอดูเลตสัญญาณอนาล็อกเข้าสู่ช่องสื่อสารโดยใช้การแบ่งความถี่ออกมาเป็นช่องเล็ก ๆ ด้วยวิธีการนี้มีข้อจำกัดในเรื่องจำนวนช่องสัญญาณ และการใช้ไม่เต็มประสิทธิภาพ จึงติดขัดเรื่องการขยายจำนวนเลขหมาย และการขยายแถบความถี่ ประจวบกับระบบเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุ

กำหนดขนาดของเซล และความแรงของสัญญาณเพื่อให้เข้าถึงสถานีเบสได้ ตัวเครื่องโทรศัพท์ เซลลูลาร์ยังมีขนาดใหญ่ ใช้กำลังงานไฟฟ้ามาก ในภายหลังจึงเปลี่ยนมาเป็นระบบดิจิทัล และการเข้าช่องสัญญาณแบบแบ่งเวลา โทรศัพท์เคลื่อนที่แบบ 1G จึงใช้เฉพาะในยุคแรกเท่านั้น

ยุค 2G เป็นยุคที่พัฒนาต่อมาโดยการเข้ารหัสสัญญาณเสียง โดยบีบอัดสัญญาณเสียงใน รูปแบบดิจิทัล ให้มีขนาดจำนวนข้อมูลน้อยลงเหลือเพียงประมาณ 9 กิโลบิตต่อวินาที ต่อช่องสัญญาณ การติดต่อจากสถานีลูก หรือตัวโทรศัพท์เคลื่อนที่กับสถานีเบส ใช้วิธีการสองแบบคือ TDMA คือการแบ่งช่องเวลาออกเป็นช่องเล็ก ๆ และแบ่งกันใช้ ทำให้ใช้ช่องสัญญาณความถี่วิทยุได้ เพิ่มขึ้นจากเดิมอีกมาก กับอีกแบบหนึ่งเป็นการแบ่งการเข้าถึงตามการเข้ารหัส และการถอดรหัส โดยใส่แอดเดรสเหมือน IP เราเรียกรูปแบบนี้ว่า CDMA - Code Division Multiple Access ในยุค 2G จึงเป็นการรับส่งสัญญาณ โทรศัพท์แบบดิจิทัลหมดแล้ว

ยุค 3G เป็นยุคแห่งอนาคตอันใกล้ โดยสร้างระบบใหม่ให้รองรับระบบเก่าได้ และเรียกว่า Universal Mobile Telecommunication Systems (UMTS) โดยมุ่งหวังว่า การเข้าถึงเครือข่ายแบบไร้สาย สามารถกระทำได้ด้วยอุปกรณ์หลากหลาย เช่น จากคอมพิวเตอร์ จากเครื่องใช้ไฟฟ้าอื่น ระบบยังคงใช้การเข้าช่องสัญญาณเป็นแบบ CDMA ซึ่งสามารถบรรจุช่องสัญญาณเสียงได้มากกว่า แต่ใช้แบบแถบกว้าง (wideband) ในระบบนี้จึงเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า WCDMA จากความสำเร็จในการพัฒนาระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่สามหรือที่เรียกว่าระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุค 3G ซึ่งมีอยู่ด้วยกันหลายระบบตามคุณสมบัติทางเทคนิคที่แตกต่างกันไปภายใต้กลุ่ม IMT-2000 (International Mobile Telecommunications for the year 2000) ทำให้บริษัทผู้ให้บริการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่มีรูปแบบบริการใหม่ๆเสนอต่อผู้ใช้ได้ ขณะเดียวกันเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ของผู้ใช้ก็ต้องมีคุณสมบัติรองรับการใช้บริการต่าง ๆ ถึงจะสามารถใช้บริการนั้นๆได้ และในช่วงหลายปีที่ผ่านมา บริษัทชั้นนำต่าง ๆ ที่ทำธุรกิจด้านระบบสื่อสารทั่วโลก มีทั้งบริษัทที่เป็นผู้ผลิตอุปกรณ์ต่าง ๆ และบริษัทที่เป็นผู้ให้บริการ ได้มีการพัฒนาระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ต่อจากยุค 3G อย่างต่อเนื่อง จนเข้าสู่ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่สี่หรือระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุค 4G เพื่อให้โครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่มีสมรรถนะเพิ่มมากขึ้นในปัจจุบันระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุค 3G กำลังมีการพัฒนาให้มีสมรรถนะที่สูงมากขึ้น ยกตัวอย่าง มีการพัฒนาให้โครงข่ายทั้งหมดเป็นแบบ IP (All-IP Networks) หมายความว่าข้อมูลทั้งหมดอยู่ในระบบโครงข่ายจะมีการรับส่งกันผ่านสวิตช์แบบแพ็กเกต การเชื่อมต่อแบบไร้สายนั้นได้มีการพัฒนาให้สามารถรับส่งข้อมูลที่อัตราเร็วที่ 10Mbps ขึ้นไป และกำลังพยายามที่จะพัฒนาให้ขึ้นไปถึง 1 Gbps [1,4,5]

ตารางที่ 2.1 การเปรียบเทียบมาตรฐานของยุคที่ 3 และ ยุคที่ 4

	3G	4G
Frequency Band	1.8 - 2.5 GHz	2 - 8 GHz
Bandwidth	5-20 MHz	5-20 MHz
Data rate	Up to 2Mbps (384 kbps WAN)	Up to 20 Mbps or more
Access	Wideband CDMA	Multi-carrier - CDMA or OFDM(TDMA)
FEC	Turbo-codes	Concatenated codes
Switching	Circuit/Packet	Packet
Mobile top speeds	200 kmph	200 kmph

การพัฒนาการรับส่งข้อมูลสามารถอธิบายได้ดังนี้ ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุค 2G นั้น ได้ถูกออกแบบให้มีการรับส่งข้อมูลที่เป็นสัญญาณเสียงเป็นหลัก ส่วนระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุค 2.5G ได้มีการออกแบบให้สามารถรับส่งข้อมูลแบบแพ็คเกจได้ สำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุค 3G ได้พัฒนาระบบให้สามารถรองรับการส่งข้อมูลแบบมัลติมีเดียและรองรับ การให้บริการต่างๆ ทั้งหมดของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคก่อน ๆ ซึ่งการพัฒนาระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุค 3G นี้ การรับส่งข้อมูลผ่านตัวกลาง โครงข่ายต้องมีความฉลาดมากขึ้น บริการต่าง ๆ ที่เปิดให้ผู้ใช้มีมากขึ้น รวมไปถึงสมรรถนะและคุณภาพของการบริการมีมากขึ้นภายใต้สภาวะแวดล้อมที่เหมาะสม ในขณะที่เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ของผู้ใช้มีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วต่ำ หรือ ไม่ได้อยู่ในรถยนต์ที่มีการเคลื่อนที่ในขณะที่กำลังใช้บริการรับส่งข้อมูลมัลติมีเดียอยู่ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุค 4G โทรศัพท์เคลื่อนที่ที่จะสามารถรับส่งข้อมูลที่มีอัตราการส่งข้อมูลที่หลากหลาย ขึ้นอยู่กับความต้องการใช้บริการในสภาวะแวดล้อมต่าง ๆ ซึ่งผู้ใช้สามารถใช้บริการรับส่งข้อมูลต่าง ๆ ได้ แม้อยู่ในรถยนต์ที่กำลังเคลื่อนที่ และมีอัตราการรับส่งข้อมูลขึ้นไปถึง 50-100 Mbps ขึ้นไป

นอกจากนี้ ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุค 4G จะสนับสนุนการบริการต่าง ๆ ที่มีลักษณะการบริการทั้งแบบสมมาตรและแบบไม่สมมาตร(Symmetrical / Asymmetrical Services) การบริการแบบสมมาตร คือ ข้อมูลมีการรับส่งกันทั้งสองฝ่ายในปริมาณที่เท่า ๆ กัน การบริการแบบไม่สมมาตร คือ ปริมาณการส่งข้อมูลของฝ่ายหนึ่งมีมากกว่าอีกฝ่ายหนึ่งเช่น การใช้บริการอินเทอร์เน็ต ซึ่งส่วนมากเราจะรับข้อมูลมากกว่าส่งข้อมูล ในเรื่องคุณภาพของการบริการที่มีลักษณะแบบเวลา

จริง(Real time) ก็จะดีขึ้น อีกทั้งยังสนับสนุนการบริการที่มีลักษณะแบบแพร่กระจายข้อมูลให้มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นด้วยโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในอนาคตจะมีคุณลักษณะการติดต่อสื่อสารเป็นแบบแบนนอน หมายความว่าระบบการเชื่อมต่อต่าง ๆ ระหว่างโครงข่ายและเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ของผู้ใช้ที่แตกต่างกันทางเทคนิค เช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ ระบบการเชื่อมต่อแบบบรอดแบนด์ (Broadband) ไร้สาย ระบบแลนไร้สาย ระบบการเชื่อมต่อระยะสั้น (Short-Range Connectivity) และระบบที่ใช้สายต่าง ๆ จะถูกนำมาเชื่อมโยงให้อยู่ในแพลตฟอร์มเดียวกัน เพื่อให้การเชื่อมต่อของระบบต่าง ๆ สามารถเข้าด้วยกันได้อย่างมีประสิทธิภาพ เป็นวิธีที่ทำให้มีบริการต่างๆ ที่เป็นไปตามความต้องการของผู้ใช้ และสภาวะแวดล้อมทางด้านคลื่นความถี่ที่ใช้งานกุญแจที่สำคัญที่จะทำให้การพัฒนา ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุค 4G มีความเป็นไปได้ จะต้องมีการระบุแนวโน้มของเทคโนโลยีต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้อง ดังนี้ระบบเทคโนโลยีที่เกี่ยวข้องและต้องคำนึงถึง ได้แก่ Voice Over IP ซอฟต์แวร์การจัดการด้านคลื่นความถี่ เครื่องรับส่งบรอดแบนด์ไร้สาย แพลตฟอร์มของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ สถาปัตยกรรมโครงข่าย ระบบไร้สายที่เป็นแบบ IP ทั้งหมด (All-IP Wireless) การรักษาความปลอดภัย การเข้ารหัส การตรวจสอบผู้ใช้บริการ การเรียกเก็บค่าใช้บริการ การพาณิชย์อิเล็กทรอนิกส์บนระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ และเทคโนโลยีโครงข่าย Mobile Ad hoc(MANETS) แอปพลิเคชัน เทคโนโลยีที่เกี่ยวข้อง ได้แก่ การบีบอัดสัญญาณ เทคนิคการเข้ารหัสที่มีอัตราการเข้ารหัสแบบพลวัต (Dynamic Variable-rate Codec) การอินเตอร์เฟซระหว่างผู้ใช้กับโทรศัพท์เคลื่อนที่อัจฉริยะ เทคโนโลยีการติดต่อสื่อสารข้อมูลที่มีลักษณะต่อเนื่องกัน ภาษาที่ใช้เขียนโปรแกรมสำหรับบริการต่าง ๆ และเทคนิคในการพัฒนาแอปพลิเคชันการเชื่อมต่อไร้สาย เทคโนโลยีที่เกี่ยวข้อง ได้แก่การควบคุมคุณภาพของการให้บริการแบบพลวัต การควบคุมความผิดพลาด เทคนิคการค้นหาเซลล์ที่ความเร็วอัตราสูง การควบคุมการเคลื่อนที่บนพื้นฐาน IP ระบบส่งแพ็กเก็ต IP การปรับตัวของข่ายเชื่อมโยง และการส่งคลื่นแสงการใช้คลื่นความถี่อย่างมีประสิทธิภาพ เกี่ยวข้องกับการขยายการใช้คลื่นความถี่ย่านไมโครเวฟ การใช้แถบความถี่ร่วมกัน และแบ่งปันการใช้ความถี่ การกำหนดช่องสัญญาณแบบพลวัต เทคนิคลดการเกิดสัญญาณรบกวน โครงสร้างของเซลล์สามมิติที่มีความหนาแน่นสูง (High-Density 3D Cell Structure) สายอากาศแบบอาร์เรย์แบบปรับตัวได้ เทคนิค MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) และเทคนิค OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ เทคโนโลยีที่เกี่ยวข้อง ได้แก่ เทคนิคการจัดการด้านการใช้พลังงาน เทคโนโลยีด้านอุปกรณ์หน้าจอ แสดงฟังก์ชันการทำงานต่างๆ การจดจำเสียง (Voice Recognition) เทคโนโลยีด้านการผลิตอุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์ แพลตฟอร์มของระบบเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ และการรักษาความปลอดภัยจะเห็นได้ว่าการพัฒนาระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุค 4G ที่จะเกิดขึ้นในอนาคตนั้น จะต้องมีการพัฒนาเทคโนโลยีต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องเป็นจำนวนมาก เพื่อให้ระบบมีสมรรถนะที่สูงขึ้น และทำให้เกิดการรวมระบบระหว่างระบบการเชื่อมต่อแบบบรอดแบนด์ไร้สาย และระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่

2.2 ระบบการสื่อสารดิจิทัล

2.2.1 การมอดูเลตและดีมอดูเลตโดยวิธีใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน

กรรมวิธีการมอดูเลตแบบดิจิทัลมีได้หลากหลายรูปแบบ แต่ละแบบก็จะมีคุณลักษณะที่แตกต่างกันไป ฉะนั้นการเลือกกรรมวิธีที่เหมาะสมในการใช้งานในทางปฏิบัติโดยเฉพาะกับระบบการสื่อสารแบบไร้สาย มีองค์ประกอบที่จะต้องนำมาพิจารณาหลายประการ แต่โดยทั่วไปวิธีการมอดูเลตที่จัดว่าดีมีประสิทธิภาพควรมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้ [16]

- สามารถให้อัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำ (Bit error rate) แม้ว่าอัตราส่วนกำลังของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to noise ratio) ของช่องสัญญาณที่รับได้มีค่าไม่สูงนัก
- มีความต้องการแบนด์วิดท์ขนาดเล็กและสามารถใช้ส่งข้อมูลด้วยอัตราบิตที่สูง นั่นคือสามารถใช้งานสเปกตรัมความถี่ที่มีอยู่จำกัดได้อย่างมีประสิทธิภาพ
- สามารถทำงานได้ดีกับช่องสัญญาณที่มีปัญหาของการจางหายและมัลติพาธ
- วงจรภาครับและภาคส่งมีโครงสร้างเรียบง่าย ไม่ซับซ้อน สามารถสร้างจริงได้ด้วยต้นทุนที่ประหยัด

ในสภาพความเป็นจริงวิธีการมอดูเลตที่มีอยู่ในทางปฏิบัติมิได้มีคุณสมบัติที่ครบพร้อมกันทุกข้อ การเลือกใช้วิธีที่เหมาะสมจึงขึ้นอยู่กับความต้องการของระบบและทรัพยากรที่มีอยู่เป็นหลัก สำหรับในส่วนนี้จะอธิบายถึงหลักการพื้นฐานของการมอดูเลตแบบดิจิทัล

การมอดูเลตเป็นกระบวนการที่เปลี่ยนสัญลักษณ์ให้อยู่ในรูปคลื่นอนาล็อก(องค์ประกอบของชุดสัญญาณ $s_m(t)$ จากนั้นสัญญาณ $s_m(t)$ จะถูกส่งผ่านช่องสัญญาณซึ่งทำให้เกิดการลดทอน จากนั้นการดีมอดูเลตจะทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณที่รับได้ $r_m(t)$ (สัญญาณแอนะล็อกที่ถูกรบกวน) ให้กลายเป็นสัญลักษณ์เหมือนเดิม

2.2.1.1 ฟังก์ชันพื้นฐานแบบเชิงตั้งฉาก

เมื่อพิจารณาถึงการใช้แบนด์วิดท์ของระบบจะพบว่า ยิ่งชุดสัญญาณมีขนาดใหญ่เท่าใด ประสิทธิภาพการใช้ของแบนด์วิดท์ก็จะสูงตามไปด้วย โดยข้อได้เปรียบหลักของการใช้ฟังก์ชันพื้นฐานที่เป็นเชิงตั้งฉากนี้ คือการที่สามารถสร้างชุดสัญญาณขนาดใหญ่ได้โดยใช้ฟังก์ชันพื้นฐานเพียงไม่กี่ชุด ทำให้เราสามารถกำหนดฟังก์ชันพื้นฐานเหล่านี้ที่เครื่องรับได้อย่างไม่ยุ่งยาก

กำหนดให้ $s_m(t), m = 1, 2, \dots, M$ เป็นองค์ประกอบของชุดสัญญาณ ที่สามารถเขียนให้อยู่ในรูปผลรวมเชิงเส้นของฟังก์ชันพื้นฐานได้เป็น

$$s_m(t) = \sum_{j=1}^N s_{mj} g_j(t) dt, \quad \begin{cases} 0 \leq t \leq T \\ m = 1, 2, \dots, M \end{cases} \quad (2.1)$$

โดยที่ T แทนค่าช่วงของสัญลักษณ์

s_{mj} เป็นค่านำหนักของฟังก์ชันพื้นฐานที่ j

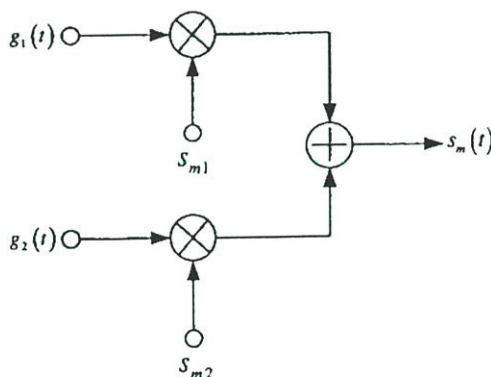
$g_l(t), j=1,2,\dots,N$ เป็นฟังก์ชันพื้นฐานแบบเชิงตั้งฉากและ N เป็นจำนวนฟังก์ชันพื้นฐานที่ใช้ ($N \leq M$) ซึ่งฟังก์ชันพื้นฐานแบบเชิงตั้งฉากจะมีคุณสมบัติคือ

$$\int_0^T g_l(t)g_j(t)dt = \begin{cases} 1 & \text{If } l = j \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (2.2)$$

2.2.1.2 การสร้างชุดสัญญาณ

ค่าสัมประสิทธิ์ s_{mj} ในสมการที่ (2.1) อาจมองได้ว่าเป็นส่วนประกอบลำดับที่ j th ของเวกเตอร์สัญญาณ s_m ขนาด N โดยบิตข้อมูลที่ส่งเข้ามาจะถูกแปลงให้เป็นลำดับสัญลักษณ์ซึ่งค่าองค์ประกอบของชุดสัญญาณจะสามารถหาได้จากสัญลักษณ์นี้ ทำให้สามารถหาค่าสัญญาณ $s_m(t)$ ที่จะส่งได้จากผลรวมมาทางน้ำหนักของฟังก์ชันพื้นฐานได้ตามสมการ (2.1)

รูปที่ 2.2 แสดงถึงตัวอย่างของการสร้างสัญญาณ $s_m(t)$ โดยใช้ผลรวมทางน้ำหนักของฟังก์ชันพื้นฐาน ซึ่งประกอบด้วยฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุดคือ $g_1(t)$ และ $g_2(t)$ เมื่อต้องการส่งสัญลักษณ์ 1 ค่าสัมประสิทธิ์จะกำหนดให้เป็น $s_{m1} = 1$ และ $s_{m2} = 0$ และ $s_{m1} = 0$ และ $s_{m2} = 1$ เมื่อต้องการส่งสัญลักษณ์ 2



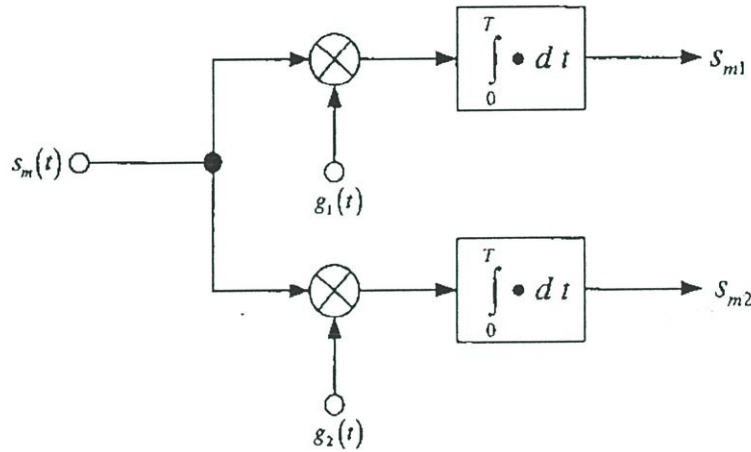
รูปที่ 2.2 การสร้างองค์ประกอบของชุดสัญญาณที่ใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด

2.2.1.3 การหาเวกเตอร์สัญญาณโดยใช้สหสัมพันธ์

การหาเวกเตอร์สัญญาณสามารถทำได้โดยองค์ประกอบของชุดสัญญาณ เนื่องจากการที่มีฟังก์ชันพื้นฐานเป็นแบบเชิงตั้งฉาก ซึ่งมีการใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์นั้น จำเป็นจะต้องมีฟังก์ชันพื้นฐานทุกชุดอยู่ที่เครื่องรับ และสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์ s_{mj} ได้จาก

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

โดยรูปที่ 2.3 แสดงถึงการหาค่าสัมประสิทธิ์ s_{mj} ที่ใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด จะเห็นว่าการดีมอดูเลตจะใช้การสหสัมพันธ์ 2 ชุดทำหน้าที่หา s_{m1} และ s_{m2} จากการใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน $g_1(t)$ และ $g_2(t)$ ตามลำดับ



รูปที่ 2.3 การหาค่าสัมประสิทธิ์ s_{mj} ที่เครื่องรับโดยใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด

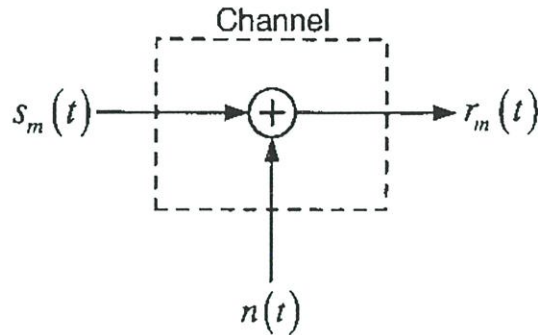
2.2.2 รูปแบบพื้นฐานของเครื่องรับที่ใช้ดีเทกสัญญาณ

ที่ผ่านมาเราได้กล่าววิธีการมอดูเลตสัญญาณ โดยอาศัยฟังก์ชันพื้นฐานที่สามารถใช้สำหรับส่งข้อมูลดิจิทัลผ่านช่องสัญญาณ ในขั้นตอนดังกล่าวเป็นกระบวนการที่เกิดขึ้นที่ภาคส่ง โดยมีหน้าที่ในการแปลงข้อมูลดิจิทัลให้เป็นรูปสัญญาณที่เหมาะสมกับช่องสัญญาณ ในลำดับต่อไปจะกล่าวถึงขั้นตอนการดีมอดูเลตสัญญาณซึ่งเป็นกระบวนการที่เกิดขึ้นที่ภาครับสัญญาณซึ่งจะพิจารณาเฉพาะกรณีที่ช่องสัญญาณได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise: AWGN) จากข้อกำหนดแสดงแบบจำลองช่องสัญญาณได้ในรูปที่ 2.4 จากรูปเราจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ออกที่ภาคส่งกับสัญญาณที่รับได้ ดังนี้

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

โดย $s_m(t)$ คือ สัญญาณที่ภาคส่งใช้ในการแทนข้อมูลดิจิทัล ทั้งนี้ $m=1,2,\dots,M$ ระยะเวลาที่ใช้ในการส่งสัญญาณดิจิทัลแต่ละครั้งจะมีความยาวเท่ากับ T วินาที และ $n(t)$ คือสัญญาณรบกวนในสำหรับช่วงเวลาการส่งข้อมูลดิจิทัลแต่ละครั้ง $n(t)$ เป็นฟังก์ชันแชนเปิลของกระบวนการแรนดอมเกาส์สีขาวแบบบวก (AWGN random process) ที่มีความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังเท่ากับ

$$\frac{N_0}{2} W / \text{Hz}$$



รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ของสัญญาณที่ภาคส่งและภาครับเมื่อส่งผ่าน



รูปที่ 2.5 โครงสร้างของวงจรภาครับสัญญาณ

สัญญาณ $r_m(t)$ ที่รับได้จะถูกป้อนเข้าวงจรภาครับซึ่งประกอบด้วยองค์ประกอบย่อย 2 ส่วน คือ วงจรดีมอดูเลตสัญญาณ (signal demodulator) และวงจรดีเทกเตอร์ (detector) ดังแสดงในรูปที่ 2.5 สำหรับในส่วนนี้จะขอกำลังถึงเฉพาะองค์ประกอบส่วนหลังคือวงจรดีเทกเตอร์ ซึ่งโดยทั่วไปวงจรดีเทกสัญญาณมีได้หลายรูปแบบแต่ที่นิยมนำมาใช้ในระบบการสื่อสารแบบไร้สายคือ

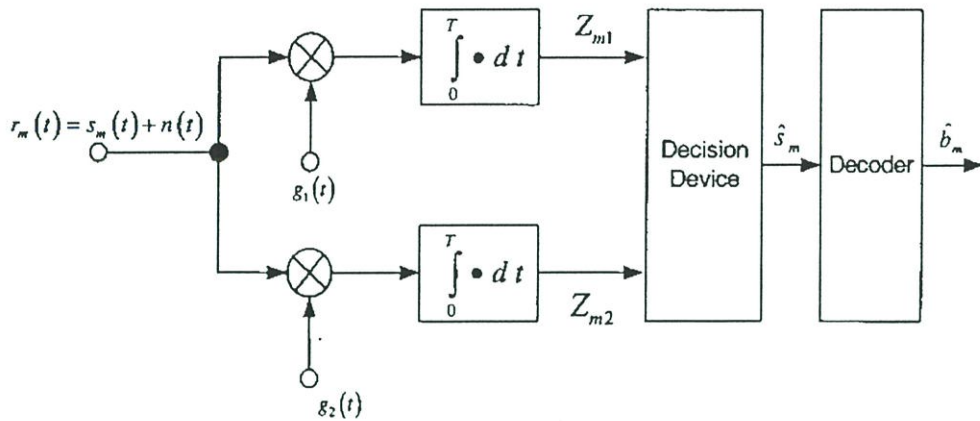
2.2.2.1 เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์และเครื่องรับแบบแมทซ์ฟิลเตอร์

เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ (Correlation receiver)

สมการที่ (2.3) จะแสดงถึงการหาค่าแวกเตอร์สัญญาณจากสัญญาณที่รับได้โดยใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ โดยมีเงื่อนไขที่สำคัญคือเครื่องรับจะต้องมีค่าฟังก์ชันพื้นฐาน $g_1(t)$ ทั้งหมดที่ใช้ โดยรูปที่ 2.6 จะเป็นการใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ที่ใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด สังเกตว่านอกจากเครื่องรับจะต้องมีค่าฟังก์ชันพื้นฐานแล้ว ยังต้องทราบค่าช่วงเวลาของสัญญาณ T และเวลาที่เริ่มทำการส่ง ซึ่งข้อมูลเหล่านี้เราเรียกว่า Timing information

ในช่องสัญญาณที่ใช้งานจริงนั้นสัญญาณ $r_m(t)$ ที่เป็นอินพุทของเครื่องรับจะเป็นผลรวมระหว่างสัญญาณที่ส่งมา $s_m(t)$ กับสัญญาณรบกวน $n(t)$ ทำให้การหาค่าองค์ประกอบของชุดสัญญาณ s_{mj} ซึ่งเป็นผลลัพธ์จากการใช้วิธีสหสัมพันธ์เป็นเพียงค่าประมาณเท่านั้น โดยจากรูปที่ 2.6 เราจะแทนค่าประมาณนี้เป็นแวกเตอร์สังเกตการณ์ (Observation vector) z_{m1} และ z_{m2} และถูกนำไปเป็นอินพุทของวงจรการตัดสินใจ (Decision Circuit) เพื่อหาค่า \hat{s}_{mj} ที่ใกล้เคียงกับ s_{mj} ที่ส่งมามากที่สุดจากนั้นจึงทำการถอดรหัสเพื่อให้ได้ข้อมูลสุดท้ายออกมา โดยหลักสำคัญของเครื่องรับ

แบบสหสัมพันธ์คือการหาฟังก์ชันพื้นฐานทั้งหมดและ Timing information จากสัญญาณที่รับมาได้นั้นเอง



รูปที่ 2.6 โครงสร้างเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ที่ใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด

เครื่องรับแบบแมทช์ฟิลเตอร์ (Matched Filter)

เราใช้แมทช์ฟิลเตอร์ในการหาเวกเตอร์สังเกตการณ์ z_{mj} แทนเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ได้ โดยข้อแตกต่างของเครื่องรับแบบแมทช์ฟิลเตอร์คือการที่ฟังก์ชันพื้นฐานทั้งหมดจะถูกเก็บไว้ที่เครื่องรับ ในรูปผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ (Impulse Response) ทำให้ไม่จำเป็นต้องหาฟังก์ชันพื้นฐานจากสัญญาณที่รับมาได้

2.2.2.2 เครื่องรับแบบร่วมนัยและแบบไม่ร่วมนัย

เครื่องรับแบบร่วมนัย (Coherent receiver)

เครื่องรับแบบร่วมนัยจำเป็นจะต้องมีค่าฟังก์ชันพื้นฐานที่เป็นสำเนาอย่างถูกต้องแน่นอน โดยในทางปฏิบัติเครื่องรับแบบร่วมนัยมักจะใช้ในการมอดูเลตสัญญาณ การมอดูเลตทางเลขเชิงแอมพลิจูด, 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 ซึ่งในการใช้งานประยุกต์บางอย่างการหาค่าฟังก์ชันพื้นฐานจากสัญญาณที่รับได้เป็นเรื่องที่ทำได้ยาก โดยเครื่องรับแบบไม่ร่วมนัยจะใช้คุณสมบัติอื่นๆ ของสัญญาณ s_{mj} ในการตัดสินใจแทน ซึ่งการเลือกคุณสมบัติที่ใช้นั้นจะขึ้นอยู่กับวิธีที่ใช้ในการมอดูเลตด้วย

โดยทั่วไปแล้วข้อดีหลักของเครื่องรับแบบร่วมนัยเมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบไม่ร่วมนัยคือการที่มีประสิทธิภาพของระบบในช่องสัญญาณ สัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวกรบกวน คือว่า ซึ่งในทางปฏิบัติแล้วถ้าค่า BER มีค่าสูงกว่า 10^{-2} หรือ 10^{-3} ระบบก็ไม่อาจทำงานได้ นอกจากนี้เครื่องรับแบบร่วมนัยยังสามารถสร้างชุดสัญญาณขนาดใหญ่ได้โดยใช้ฟังก์ชันพื้นฐานที่เป็นเชิงตั้งฉาก เพียงไม่กี่ชุด ซึ่งทำให้ประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์มีค่าสูงด้วย แต่เครื่องรับแบบไม่ร่วมนัยก็ยังคงมีข้อดีในบางส่วน เช่น ในสภาพแวดล้อมบางแบบที่ไม่สามารถหาค่าฟังก์ชันพื้นฐานได้ เครื่องรับแบบไม่ร่วมนัยก็เป็นทางเลือกเดียวที่ใช้ได้ อีกทั้งเมื่อเปรียบเทียบในด้านความซับซ้อนของวงจรการทำงาน เครื่องรับแบบไม่ร่วมนัยจะมีความซับซ้อนน้อยกว่าด้วย

2.2.3 การวัดประสิทธิภาพของระบบ

ในระบบการสื่อสารแบบดิจิทัลนั้น ส่วนที่มักจะทำให้เกิดความผิดพลาดคือ ช่องสัญญาณ แอนะลอกซึ่งปัญหาพื้นฐานของระบบการสื่อสารแบบดิจิทัลมักจะเป็นการหาวิธีที่ทำให้ประสิทธิภาพในการส่งผ่านข้อมูลสูงสุดและให้พลังงานที่ใช้ในการส่งต่อ 1 บิตข้อมูลมีค่าน้อยที่สุด นอกจากนี้ยังต้องคำนึงถึงแบนด์วิดท์ที่ใช้ในการส่งอีกด้วย โดยการวัดประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารแบบดิจิทัล มักจะอยู่ในรูปของค่าอัตราความผิดพลาดของบิต (Bit Error Rate: BER) ซึ่งเป็นค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากบิตข้อมูลที่ได้รับ ซึ่งโดยทั่วไปแล้วค่าอัตราความผิดพลาดของบิตนี้จะขึ้นอยู่กับวิธีการเข้ารหัส วิธีการมอดูเลตและดีมอดูเลต พลังงานของเครื่องส่งที่ใช้ รวมถึงคุณสมบัติของช่องสัญญาณที่เปลี่ยนไปตามสภาพแวดล้อมด้วย

ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าจุดประสงค์หลักของการออกแบบระบบการสื่อสารแบบดิจิทัลคือการทำให้พลังงานในการส่งข้อมูลแต่ละบิตมีค่าน้อยที่สุด ส่วนจุดประสงค์อื่นที่ใช้พิจารณาตามมาก็คือ การใช้แบนด์วิดท์ให้เกิดประโยชน์สูงสุด นอกจากนี้ถ้าต้องใช้งานประยุกต์บางอย่าง เช่น ภายในอาคาร อาจจะต้องนำผลจากการจางหายแบบมัลติพาท มาใช้ในการเลือกวิธีการมอดูเลต

2.3 ความรู้เบื้องต้นของการสเปรดสเปกตรัม

2.3.1 การสื่อสารสเปรดสเปกตรัมและคุณสมบัติ

การสื่อสารสเปรดสเปกตรัม จะทำการเข้ารหัสสัญญาณข่าวสารด้วยสัญญาณรหัสที่มีความเป็นอิสระไม่ขึ้นกับสัญญาณข้อมูลและมีความกว้างของสเปกตรัมมากกว่าสัญญาณข้อมูลมาก การทำเช่นนี้จะเป็นผลทำให้กำลังของสัญญาณข้อมูลมีการแผ่กว้างออกไปตลอดช่วงของแบนด์วิดท์ของสัญญาณสเปรดสเปกตรัมนั้น เป็นผลทำให้สัญญาณสเปรดสเปกตรัม มีความหนาแน่น (Density) ของกำลังงานลดลง อัตราส่วนของแบนด์วิดท์ของสัญญาณสเปรดสเปกตรัม ต่อแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลจะถูกระบุเรียกว่า อัตราขยายการประมวลผล (Processing Gain : G_p) ของระบบสเปรดสเปกตรัม

$$G_p = \frac{W}{B_i} \quad (2.5)$$

โดยที่ W คือ แบนด์วิดท์ของการส่งสัญญาณ

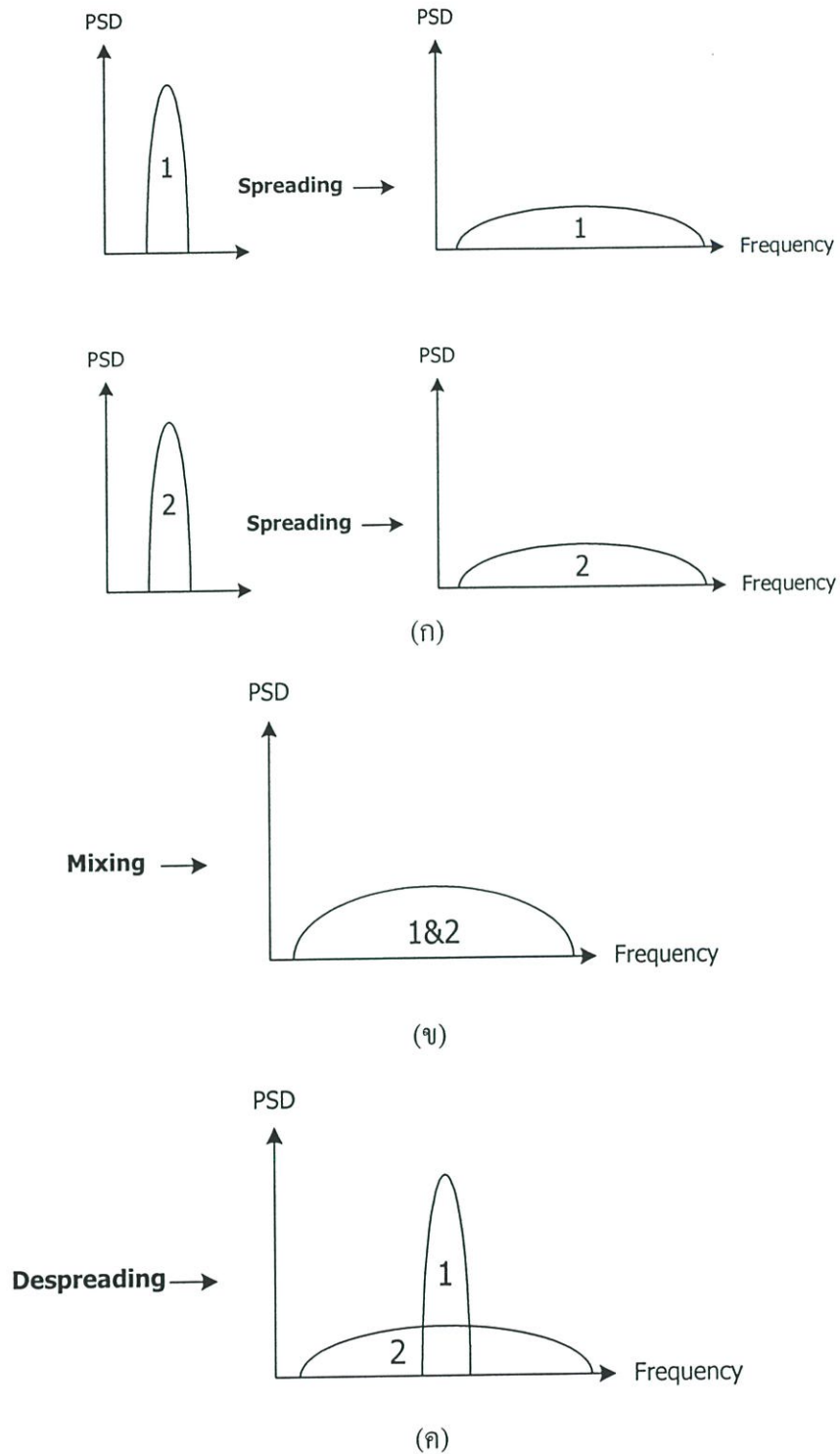
B_i คือ แบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูล

เครื่องรับจะทำอัตสหสัมพันธ์ (Auto-Correlation) สัญญาณที่รับได้ด้วยสัญญาณรหัสที่เหมือนกับทางด้านส่ง ซึ่งถูกสร้างขึ้นอย่างเข้าจังหวะกับรหัสของสัญญาณที่รับได้ เพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมา แสดงว่าเครื่องรับจะต้องรู้สัญญาณรหัสที่ถูกใช้ในทางส่ง

เนื่องจากการเข้ารหัสทำให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลมีขนาดใหญ่ขึ้นมาก ดังนั้น สเปรดสเปกตรัม จึงมีคุณสมบัติหลายประการที่แตกต่างจากคุณสมบัติของสัญญาณแบนด์แคบ (Narrowband) คุณสมบัติที่สำคัญของการใช้เทคนิคสเปรดสเปกตรัม มีดังนี้

ความสามารถสูงในการมัลติเพล็กซ์ (Multiple Access Capability)

ถ้ามีผู้ใช้หลายๆคนทำการส่งสัญญาณสเปรดสเปกตรัม ในเวลาเดียวกัน เครื่องรับยังคงสามารถแยกความแตกต่างระหว่างผู้ใช้แต่ละคนได้ โดยการให้ผู้ใช้แต่ละคนใช้รหัส ซึ่งมีค่าสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-Correlation) ที่ต่ำระดับหนึ่ง ระหว่างรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการกับรหัสของผู้ใช้อื่นๆ ดังนั้นเมื่อทำอัตสหสัมพันธ์ (Auto-correlation) สัญญาณที่รับได้ด้วยรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการ ก็จะเป็นการดีสเปรด (Despread) สัญญาณของผู้ใช้คนดังกล่าวกลับคืนมา ในขณะที่สัญญาณสเปรดสเปกตรัม ของจากผู้ใช้อื่นๆ จะยังคงมีลักษณะเหมือนเดิม ด้วยเหตุนี้ภายในแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลจะมีกำลังของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการมากกว่ากำลังของสัญญาณแทรกสอด (Interfering power) จากผู้ใช้อื่นๆ ดังนั้นจึงสามารถทำการตรวจจับสัญญาณที่ต้องการออกมาได้ แสดงดังรูปที่ 2.7



- รูปที่ 2.7 หลักการของการสื่อสารแบบสเปรดสเปคตรัม
- (ก) การสร้างสัญญาณสเปรดสเปคตรัม ของผู้ใช้ 2 คนจากสัญญาณข้อมูลเดิมที่เป็นสัญญาณแบนด์แคบ
 - (ข) การส่งสัญญาณสเปรดสเปคตรัม ของผู้ใช้ทั้ง 2 คนในเวลาเดียวกัน
 - (ค) การดีสเปรด (Despread) ที่ภาครับ โดยมีเพียงสัญญาณของผู้ใช้คนที่ 1 เท่านั้นที่กลับคืนมา

การป้องกันสัญญาณแทรกสอดแบบหลายวิถี (Multipath interference)

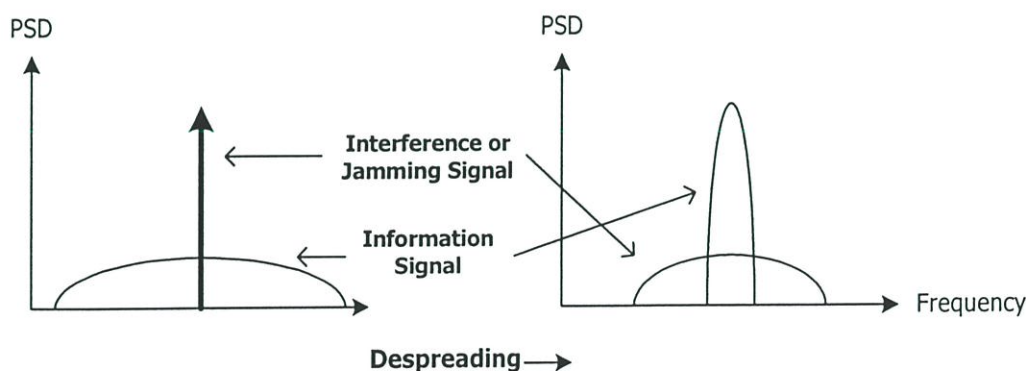
สำหรับช่องสัญญาณวิทยุที่เส้นทางเดินของสัญญาณระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับไม่ได้มีเพียงเส้นทางเดียว เนื่องมาจากการสะท้อนและการหักเห ทำให้สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับมาจากเส้นทางต่างกัน สัญญาณจากเส้นทางต่าง ๆ นั้นเป็นสัญญาณที่ถูกส่งออกมาจากเครื่องส่งเหมือนกัน แต่จะมีความแตกต่างกันทางแอมพลิจูดและเฟส การรวมสัญญาณเหล่านี้เข้าด้วยกันที่เครื่องรับนั้นจะเป็นการรวมแบบเสริมกันที่บางความถี่และหักล้างกันที่ความถี่อื่นๆ ซึ่งการทำสเปกตรัมสเปคตรัมสามารถแก้ปัญหาเกี่ยวกับสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทางนี้ได้

ความเป็นส่วนตัว (Privacy)

สัญญาณที่ถูกส่งออกไปสามารถจะถูกดักสเปกตรัม และได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมาเมื่อเครื่องรับรู้รหัสเดียวกันเท่านั้น จึงทำให้มีความเป็นส่วนตัวของแต่ละผู้ใช้สูง

การกำจัดสัญญาณแทรกสอด (Interference Rejection)

การทำสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-Correlation) ของสัญญาณรบกวนด้วยสัญญาณแบนด์แคบ (Interference Signal) จะทำให้แถบความถี่ของสัญญาณนั้นแผ่ออก นั่นคือจะทำให้สัญญาณแทรกสอดที่อยู่ในแถบความถี่ของสัญญาณข้อมูล มีกำลังงานลดลง แสดงดังรูปที่ 2.8 สัญญาณสเปกตรัมสเปคตรัม ซึ่งถูกรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดแบนด์แคบ จะถูกดักสเปกตรัมที่เครื่องรับ ส่งผลให้ความถี่ของสัญญาณแทรกสอดนั้นแผ่กว้างขึ้น ทำให้สัญญาณแทรกสอดดังกล่าวปรากฏเป็นสัญญาณรบกวนพื้นหลัง (Background Noise) เมื่อเทียบกับสัญญาณข้อมูล



รูปที่ 2.8 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของการสื่อสารแบบสเปกตรัมสเปคตรัม

ความสามารถในการป้องกันการแทรกแซงจากผู้อื่น (Anti Jamming Capability)

โดยเฉพาะอย่างยิ่งการแทรกแซงแบนด์แคบ (Narrowband Jamming) คุณสมบัตินี้คล้ายกับการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพียงสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นในกรณีนี้เป็นไปโดยเจตนาให้เกิดแก่ระบบ จากคุณสมบัติข้อนี้และข้อถัดไปทำให้การทำสเปกตรัมสเปคตรัม เป็นที่น่าสนใจสำหรับการประยุกต์ใช้งานทางทหาร

ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ (Low Probability of Intercept)

เนื่องจากสัญญาณสเปกตรัมมีความหนาแน่นของกำลังงานที่ต่ำจึงทำให้เป็นการยากที่จะถูกตรวจจับ

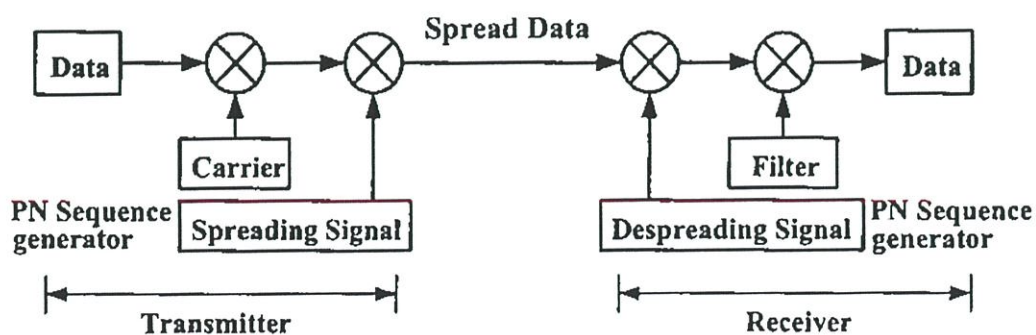
2.3.2 รูปแบบของการสเปกตรัม

โดยทั่วไปเทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัมนั้นมีอยู่ 5 รูปแบบคือ[9,10,11]

- 1) ระบบไดเรกซีแควนซ์ (Direct Sequence)
- 2) ระบบฟรีแควนซ์ฮอปปีง (Frequency Hopping)
- 3) ระบบไทม์ฮอปปีง (Time Hopping)
- 4) ระบบไฮบริด (Hybrid System)
- 5) ระบบเชิร์พมอดูเลชัน (Chirp Modulation)

2.3.2.1 ระบบไดเรกซีแควนซ์ (Direct Sequence)

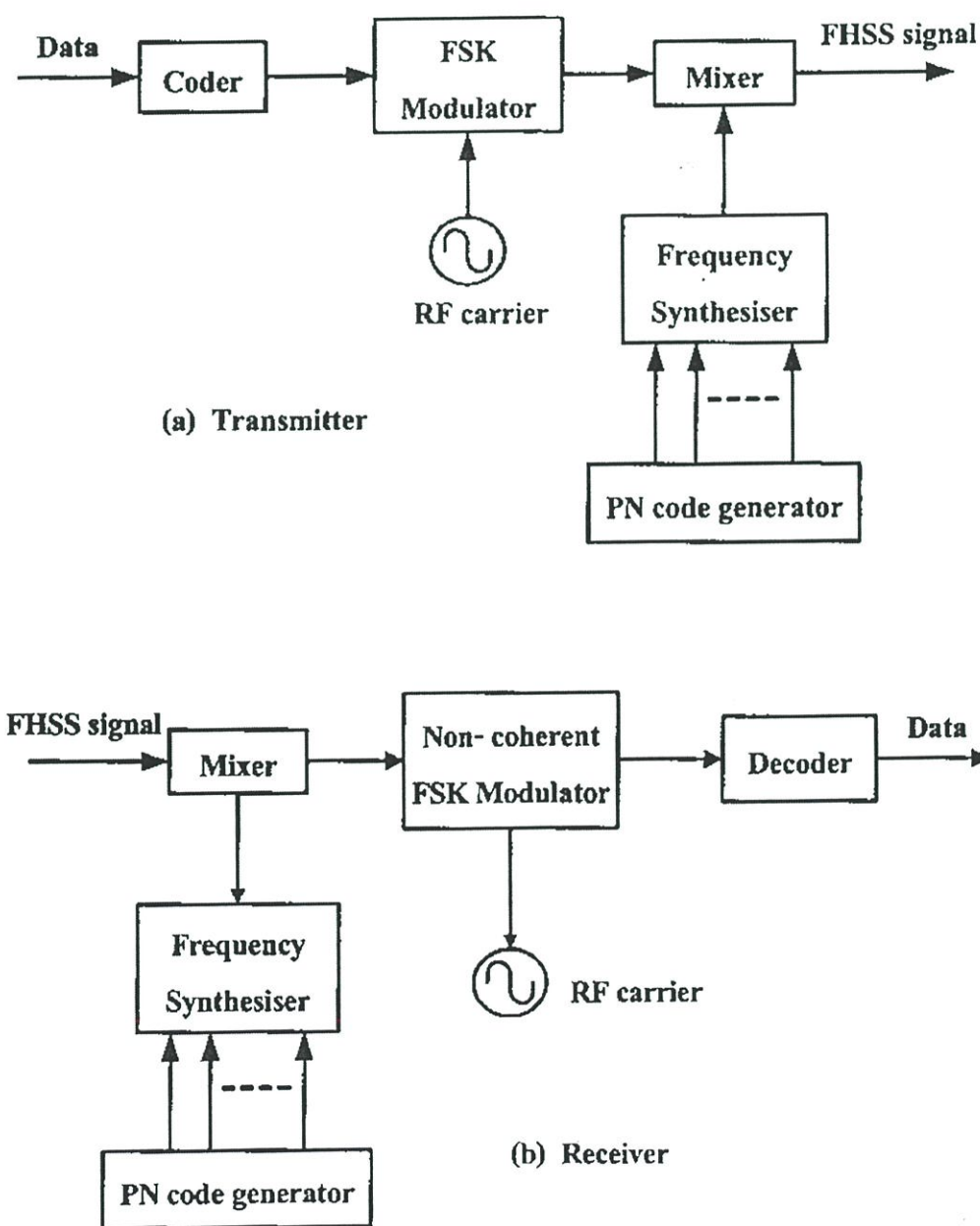
สำหรับระบบ DS สัญญาณข้อมูลที่ทำกรมอดูเลตกับคลื่นพาห้จะถูกมอดูเลตโดยตรงคูณกับรหัสสุ่มเทียม (PN Code) โดยที่สัญญาณข้อมูลอาจเป็นสัญญาณดิจิทัลหรือสัญญาณแอนาลอกก็ได้ ซึ่งสัญญาณที่ได้จะได้อสัญญาณที่ถูกมอดูเลตเป็นคลื่นพาห้แบบแบนด์กว้างโดยที่รหัสสุ่มเทียมนี้จะประกอบไปด้วยบิตต่างๆของรหัสซึ่งเรียกว่าชิพ (Chip) ซึ่งมีค่าเป็น +1 หรือ -1 เพื่อให้ได้การแผ่สเปกตรัมตามต้องการโดยที่อัตราชิพ (Chip Rate) รหัสสุ่มเทียมจะมีอัตราชิพสูงกว่าอัตราชิพของสัญญาณข้อมูลมากๆ สำหรับส่วนของการมอดูเลตนั้นสามารถใช้ได้หลายวิธี เช่น BPSK, DBPSK, QPSK และ MPSK ส่วนการดีสเปกตรัมสัญญาณสเปกตรัมโดยใช้ตัวกำหนดลำดับรหัสสุ่มเทียมซึ่งกระบวนการดีสเปกตรัมทางเครื่องรับต้องรู้รหัสสุ่มเทียมที่ถูกต้อง และรหัสสุ่มเทียมที่ได้จะต้องสามารถซิงโครไนซ์ตั้งแต่เริ่มรับสัญญาณจนถึงสิ้นสุดการรับสัญญาณหลังจากผ่านส่วนของการดีสเปกตรัมและดีมอดูเลตแล้วจะได้สัญญาณข้อมูลกลับมาอย่างถูกต้อง ซึ่งในรูปที่ 2.9 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบไดเรกซีแควนซ์ทั้งภาครับและส่ง



รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมของระบบไดเรกซีแควนซ์ทั้งภาครับและส่ง

2.3.2.2 ระบบพรีแควนซีฮอปปีง (Frequency Hopping)

วิธีการของระบบพรีแควนซีฮอปปีงนี้ความถี่คลื่นพาห้ของสัญญาณข้อมูลที่นำมาคูณเลตจะ ไม่คงที่แต่จะเปลี่ยนแปลงไปในช่วงคาบเวลา (Time Duration) ซึ่งรูปแบบของการกระโดดนี้จะ เป็นไปตามรหัสสุ่มเทียม ซึ่งกลุ่มของความถี่ที่เป็นไปได้จะเรียกว่า (Hop Set) ซึ่งรูปแบบของการ ครอบครองความถี่จะแตกต่างกับระบบไคเร็คซีแควนซ์ที่ใช้แบนด์วิดท์ทั้งหมดที่ใช้ในการส่งข้อมูล ในขณะที่ระบบพรีแควนซีฮอปปีง จะใช้แบนด์วิดท์เพียงส่วนน้อยเพื่อใช้ในการส่งข้อมูลในแต่ละครั้ง และความถี่ก็จะแปรเปลี่ยนไปตามเวลาที่แตกต่างกันออกไป จากรูปที่ 2.10 แสดงบล็อกไดอะแกรม ของระบบพรีแควนซีฮอปปีงรูปแบบหนึ่ง

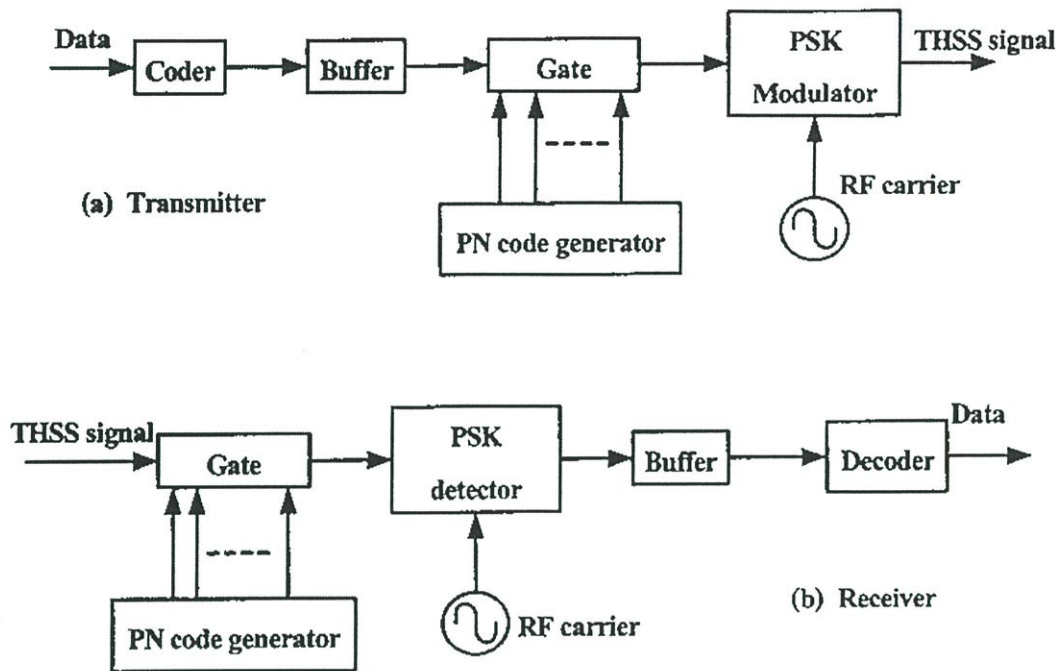


รูปที่ 2.10 บล็อกไดอะแกรมของระบบพรีแควนซีฮอปปีงรูปแบบหนึ่ง

สัญญาณข้อมูลจะถูกมอดูเลตกับคลื่นพาห้ด้วยเทคนิคการมอดูเลตที่นำมาใช้กับความถี่ก้าวกระโดด เช่นการมอดูเลตเชิงความถี่ (Frequency Modulation) สำหรับสัญญาณที่เป็นแอนะล็อก ส่วนการมอดูเลตแบบฟรีควเอนซีชิฟต์คีย์อิง (Frequency Shift Keying: FSK) จะใช้กับสัญญาณแบบดิจิทัล และการสังเคราะห์ความถี่ที่ความเร็วสูงจะควบคุมได้จากอัตราชีพของรหัสสุ่มเทียม และความถี่คลื่นพาห้จะถูกแปลงให้มีความถี่สูงขึ้นเพื่อใช้ในการส่งและจะทำการแปลงความถี่ของคลื่นพาห้ให้ลดลงเป็นสัญญาณเบสแบนด์ในทางภาครับ และช่วงความถี่ก้าวกระโดดจะต้องซิงโครไนซ์ในรูปแบบเดียวกันกับลักษณะของการก้าวกระโดดของคลื่นพาห้ที่รับได้จึงจะทำให้การดีสเปรดไม่เกิดความผิดพลาด ระบบฟรีควเอนซีฮอปปีงยังสามารถแบ่งได้ 2 ประเภท คือ ถ้าจำนวนของการกระโดดของความถี่สูงกว่าอัตราการส่งข้อมูล กล่าวได้ว่าเป็นการกระโดดแบบเร็ว (Fast Frequency Hopping) ในกรณีนี้ความถี่คลื่นพาห้จะทำการเปลี่ยนหลายครั้งตลอดการส่งข้อมูล 1 บิต แต่ถ้าจำนวนของการกระโดดของความถี่น้อยกว่าอัตราของการส่งข้อมูล กล่าวได้ว่าเป็นการกระโดดแบบช้า (Slow Frequency Hopping) การครอบครองแบนด์วิดของสัญญาณในการกระโดดของความถี่ครั้งหนึ่งๆ จะไม่ขึ้นอยู่กัแบนด์วิดของสัญญาณข้อมูล โดยที่ความถี่ในการก้าวกระโดดในแต่ละครั้งจะมีค่าประมาณ $\frac{1}{T_h}$ โดยที่ T_h คือช่วงความถี่ของการก้าวกระโดด ส่วนกำลังงานที่ใช้ในระบบจะแปรเปลี่ยนไปตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ก้าวกระโดดในแต่ละครั้ง

2.3.2.3 ระบบไทม์ฮอปปีง (Time Hopping)

ในระบบไทม์ฮอปปีงสัญญาณข้อมูลจะถูกส่งในช่วงเวลาที่กำหนดโดยรหัสของผู้ใช้งานแต่ละผู้ใช้งาน แขนงของเวลาจะถูกแบ่งออกเป็นเฟรมและในแต่ละเฟรมจะถูกแบ่งออกเป็นจำนวน M ไทม์สล็อต ซึ่งแต่ละผู้ใช้งานจะส่งเฟรมใดในไทม์สล็อต M ไทม์สล็อตนั้นซึ่งจะขึ้นอยู่กับรหัสที่กำหนดให้ในแต่ละผู้ใช้งาน เมื่อผู้ใช้งานสามารถส่งข้อมูลทั้งหมดได้ในหนึ่งไทม์สล็อต ความถี่ที่ใช้ในการส่งจะเพิ่มขึ้นด้วยแฟกเตอร์ M จากรูปที่ 2.11 แสดงตัวอย่างบล็อกไดอะแกรมของระบบไทม์ฮอปปีง



รูปที่ 2.11 ตัวอย่างบล็อกไดอะแกรมของระบบไทม์ฮอปปีง

2.3.2.4 ระบบไฮบริด (Hybrid System)

ระบบไฮบริดจะเป็นการรวมเทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัม 2 เทคนิค หรือมากกว่า 2 เทคนิคเข้าด้วยกัน หากพิจารณาแต่ระบบไดเรกซีแควนซ์ (DS) ฟรีแควนซีฮอปปีง (FH) และไทม์ฮอปปีง (TH) สามารถมีระบบไฮบริดได้ถึง 4 รูปแบบคือ DS/FH, DS/TH, FH/TH และ DS/FH/TH ซึ่งระบบไฮบริดเป็นการนำข้อดีของแต่ละระบบที่นำมารวมเข้าด้วยกัน เช่น DS/FH ก็จะได้คุณสมบัติในส่วนข้อดีของระบบ DS คือการลดผลของการจางหายของช่องสัญญาณ และระบบ FH จะช่วยลดผลกระทบจากปรากฏการณ์ความใกล้-ไกล (Near-Far Effect) แต่จะเพิ่มความซับซ้อนของระบบเพิ่มมากขึ้นด้วย

2.3.2.5 ระบบเชิร์ฟมอดูเลชัน (Chirp Modulation)

เมื่อเรานำสัญญาณเชิร์ฟมาทำการแปรเปลี่ยนความถี่เป็น 2 ระดับในหนึ่งคาบเวลา T_s โดยแบ่งเป็นอัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ก่อนและหลังซึ่งสัญญาณที่ได้จากกระบวนการนี้จะมีลักษณะรูปร่างทางความถี่และเวลาได้มากกว่าหนึ่งรูปสัญญาณ โดยสัญญาณทั้งหมดที่ถูกสร้างขึ้นจะมีย่านความถี่อยู่ในช่วงแบนด์วิดธ์เดียวกันดังแสดงในรูปที่ 2.12 จะเห็นได้ว่าถ้านำย่านความถี่ทั้งหมด W_c และคาบเวลาทั้งหมด T_s มาแบ่งเป็นช่วงๆ ทั้งในทางความถี่และทางเวลาโดยแบ่งออกเป็น $M+1$ ช่วง จะได้ช่วงต่างความถี่แต่ละช่วงเท่ากับ Δf และช่วงต่างเวลาแต่ละช่วงเท่ากับ $\frac{T_s}{2}$ ค่า Δf และ $\frac{T_s}{2}$ จะเป็นส่วนสำคัญในการคำนวณหาค่า $c_1^+(t)$ และ $c_1^-(t)$ ซึ่งจะนำไปสู่การสร้างสัญญาณเชิร์ฟที่มีอัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ 2 ระดับ ทั้งหมดจำนวน M สัญญาณ ยิ่งไปกว่านั้นถ้ามีจำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ

M ผู้ใช้ แล้วแต่ละผู้ใช้งานจะมีสัญญาณของแต่ละผู้ใช้งานที่แตกต่างกันออกไปถึงแม้จะอยู่ในช่วงความถี่เดียวกันก็ตามซึ่งเราสามารถสร้างสัญญาณเซิร์ฟได้ตามเงื่อนไขดังสมการดังต่อไปนี้[13]

$$c_i^+(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos \left[2\pi f_c t + i\pi\Delta\bar{\alpha}_i^a t^2 \right], & 0 \leq t < \frac{T_s}{2} \\ \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos \left[2\pi \left(f_c + i\Delta f \right) \cdot \left(t - \frac{T_s}{2} \right) + \pi\bar{\alpha}_i^b \left(t - \frac{T_s}{2} \right)^2 \right], & \frac{T_s}{2} \leq t < T_s \end{cases} \quad (2.6)$$

และ

$$c_i^-(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos \left[2\pi f_c t - i\pi\Delta\bar{\alpha}_i^a t^2 \right], & 0 \leq t < \frac{T_s}{2} \\ \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos \left[2\pi \left(f_c - i\Delta f \right) \cdot \left(t - \frac{T_s}{2} \right) - \pi\bar{\alpha}_i^b \left(t - \frac{T_s}{2} \right)^2 \right], & \frac{T_s}{2} \leq t < T_s \end{cases} \quad (2.7)$$

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

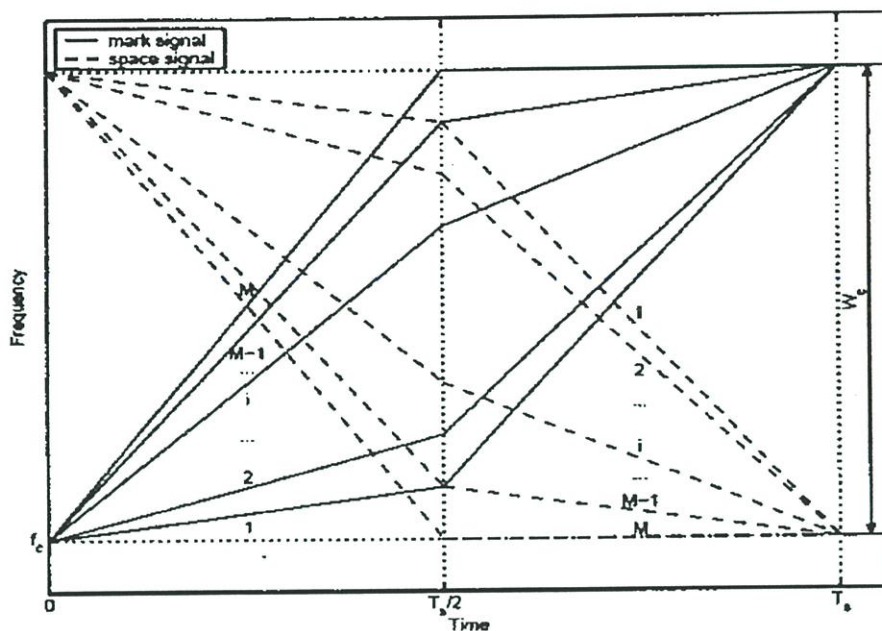
$$\text{โดยที่อัตราเซิร์ฟช่วงแรก} = \alpha_i^a = \frac{2i\Delta f}{T_s}$$

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

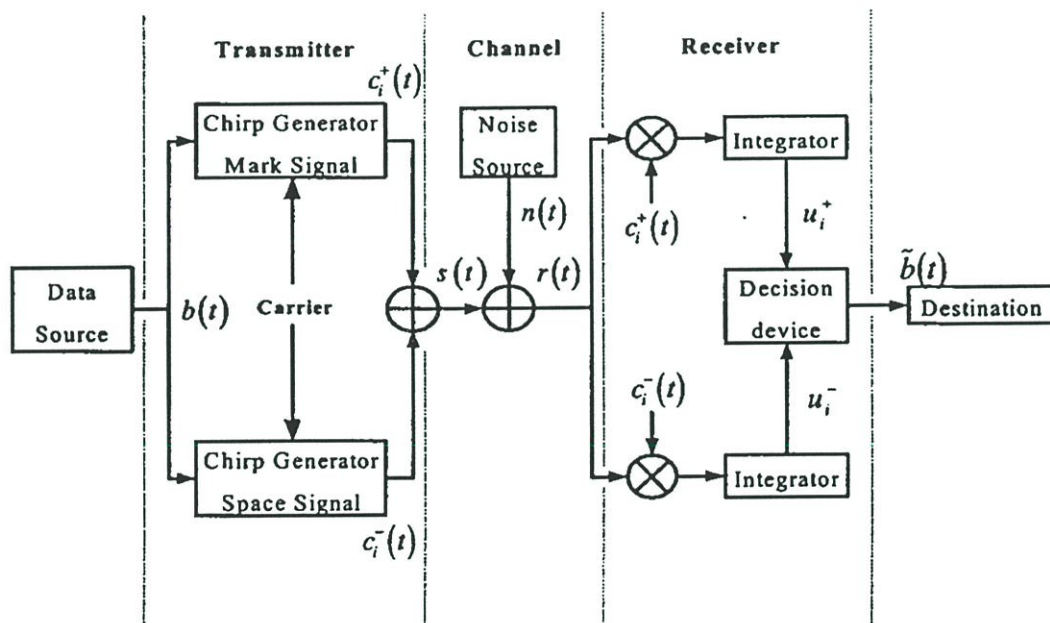
Δf คือ ช่วงต่างความถี่ของแต่ละผู้ใช้งาน (Separation Frequency)

T_s คือ ช่วงต่างเวลาของแต่ละผู้ใช้งาน (Separation Time)

การมอดูเลตด้วยสัญญาณเซิร์ฟ ทำได้ 2 วิธีด้วยกัน กล่าวคือวิธีแรกเป็นการใช้สวิตช์ตอบสนองสัญญาณเซิร์ฟแล้วทำการเลือกออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่แปรเปลี่ยนที่ต้องการเพื่อทำการส่งสัญญาณออกไป ซึ่งจำนวนออสซิลเลเตอร์ที่มีต้องเท่ากับจำนวนระดับของสัญญาณ วิธีการนี้เฟสของสัญญาณแต่ละช่วงจะไม่ต่อเนื่องกันเนื่องจากสัญญาณรับที่มีการแปรเปลี่ยนความถี่จะมาจากออสซิลเลเตอร์ต่างชุดกัน โดยทั่วไปเทคนิคนี้เรียกว่าเทคนิคเซิร์ฟแบบเชิงเส้น (Linear Chirp Modulation) สำหรับวิธีที่สองเป็นการมอดูเลตสัญญาณเซิร์ฟจากออสซิลเลเตอร์ตัวเดียวกัน เพราะฉะนั้นเฟสของสัญญาณจะต่อเนื่องกัน เรียกว่าเทคนิคเซิร์ฟเชิงเฟส (Phase Chirp Modulation)



รูปที่ 2.12 สัญญาณ Multi Linear Chirp ในแกนเวลา-ความถี่ ในกรณี M ผู้ใช้งาน



รูปที่ 2.13 บล็อกไดอะแกรมของการสเปคตรัมการสเปคตรัมด้วยสัญญาณเชิร์ฟ

ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบอัตราขยายการประมวลผล (Process Gains) ในแต่ละเทคนิคการทำสเปกตรัม

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

2.4 หลักการของการจัดการเข้าถึงของหลายผู้ใช้งาน

หลักการของการจัดการเข้าถึงของหลายผู้ใช้งาน (Multiple Access) ในยุคแรกๆ นั้นมีจุดมุ่งหมายเพื่อนำมาใช้ในงานในวงการทหารสำหรับป้องกันการรบกวนของข้าศึกต่อการรับส่งสัญญาณ (Enemy Jamming) หากแต่ปัจจุบันวิธีการนี้ได้นำมาใช้ประโยชน์ในระบบสื่อสารข้อมูลแบบไร้สาย โดยประโยชน์สำคัญที่ได้จากวิธีนี้คือสามารถเพิ่มความจุของระบบหรืออัตราการรับส่งข้อมูลให้สูงขึ้น ซึ่งในทางทฤษฎีแล้วมีความเป็นไปได้ที่จะเพิ่มอัตราการรับส่งข้อมูลให้สูงกว่าระบบที่มีการใช้งานกันอยู่อย่างแพร่หลายในขณะนี้คือ FDMA (Frequency Division Multiple Access) และ TDMA (Time Division Multiple Access) นอกจากนี้ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่อาศัยเทคโนโลยี CDMA ยังมีข้อดีอื่นๆ ที่น่าสนใจและเป็นประโยชน์ในทางปฏิบัติ ดังนั้นในตอนต้นนี้ จะขอกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของการมัลติเพล็กซ์ ก่อน

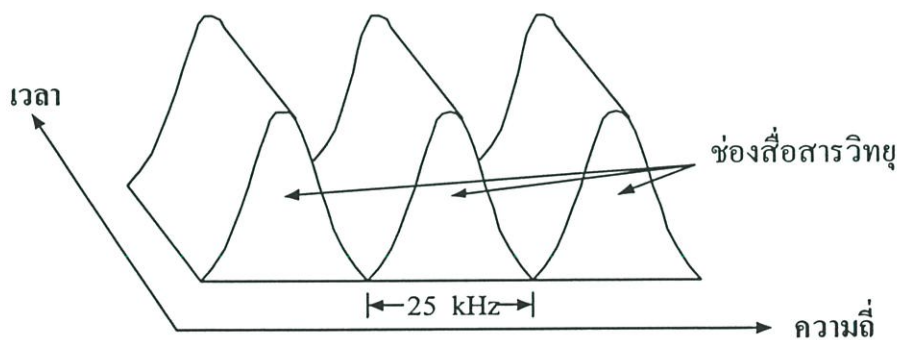
2.4.1 เทคนิคการมัลติเพล็กซ์

ในระบบการสื่อสารนั้น มักจะมีความจำเป็นที่จะต้องทำการจัดส่งสัญญาณต่างๆ หลายสัญญาณรวมกันไปในตัวกลางหรือสายส่งสัญญาณเดียวกัน โดยที่จะต้องสามารถที่จะทำการแยกสัญญาณแต่ละสัญญาณที่ส่งรวมกันมานั้นออกจากกันได้ทางด้านเครื่องรับ วิธีการรวมสัญญาณเข้าด้วยกันดังกล่าวมีชื่อว่าการมัลติเพล็กซ์ (Multiplexing) สัญญาณ และวิธีการจัดแยกสัญญาณเหล่านั้นมีชื่อว่าการดีมัลติเพล็กซ์ (Demultiplexing) สัญญาณ ในยุคที่ผ่านมามีการมัลติเพล็กซ์สัญญาณที่รู้จักกันทั่วไปมีอยู่ 3 แบบคือ การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (Frequency Division Multiplexing) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา (Time Division Multiplexing) และการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส (Code Division Multiplexing) ในปัจจุบันการมัลติเพล็กซ์สัญญาณอีกแบบหนึ่งที่กำลังเป็นที่สนใจของกลุ่มนักวิจัยคือการมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM (Orthogonal

Frequency Division Multiplexing) ซึ่งเป็นการมัลติเพล็กซ์ที่ทำให้สามารถใช้อ่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพและรองรับการส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูง พื้นฐานของการมัลติเพล็กซ์แบบต่าง ๆ มีรายละเอียดดังหัวข้อต่อไปนี้

2.4.1.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่หรือ FDM (Frequency Division Multiplexing) วิธีการนี้จะอาศัยการมอดูเลตสัญญาณมาช่วยในการย้ายสเปกตรัมของสัญญาณที่ต้องการจะส่งแต่ละสัญญาณรวมกันไปในนั้นให้เลื่อนไปอยู่ในย่านความถี่ที่ไม่ซ้อนทับกันดังแสดงในรูปที่ 2.14 ทั้งนี้เพื่อมิให้การใช้สเปกตรัม (Spectrum) ของแต่ละสัญญาณนั้นเกิดการรบกวนซึ่งกันและกันในแกนความถี่ โดยสามารถเลือกใช้คลื่นพาห้ที่มีความถี่เหมาะสมมาทำการมอดูเลตสัญญาณต่าง ๆ ที่ต้องการจะส่งรวมกันแต่ละสัญญาณ เพื่อให้สเปกตรัมของสัญญาณที่เกิดขึ้นจากการมอดูเลตนั้นแยกเป็นอิสระต่อกันและกันในแกนความถี่ ทำให้สามารถส่งสัญญาณเหล่านี้รวมกันไปในช่องสัญญาณเดียวกันได้ และเมื่อเราให้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านมาแยกสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับอย่างเหมาะสมแล้วจะสามารถแยกสัญญาณเหล่านี้ออกจากกันได้ และเมื่อนำสัญญาณที่แยกออกมาไปทำการดีมอดูเลต ก็จะได้ข้อมูลหรือข่าวสารกลับคืนมา ส่วนมากการมัลติเพล็กซ์แบบ FDM จะนิยมใช้กับการส่งสัญญาณข้อมูลแบบอนาล็อก เช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคแรก ๆ

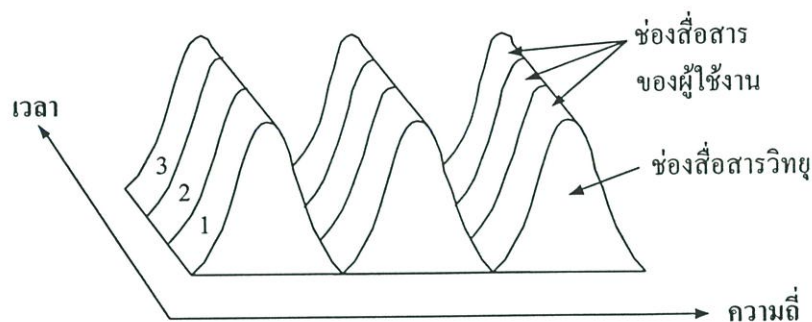


รูปที่ 2.14 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่

2.4.1.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลาหรือ TDM (Time Division Multiplexing) เป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์แบบหนึ่ง ที่ทำให้สามารถส่งสัญญาณข้อมูลจำนวนมากกว่าหนึ่งสัญญาณไปในช่องการสื่อสารช่องเดียว โดยอาศัยการแบ่งช่วงเวลา (Time Slot) ในการส่งสัญญาณ ซึ่งสัญญาณข้อมูลแต่ละสัญญาณจะทำการมอดูเลตที่ความถี่เดียวกันแต่ส่งคนละช่วงเวลา จึงทำให้สามารถใช้ช่องสัญญาณช่องเดียวสื่อสารกันได้ดังแสดงในรูปที่ 2.15 ระบบการมัลติเพล็กซ์นี้นิยมใช้กับการส่ง

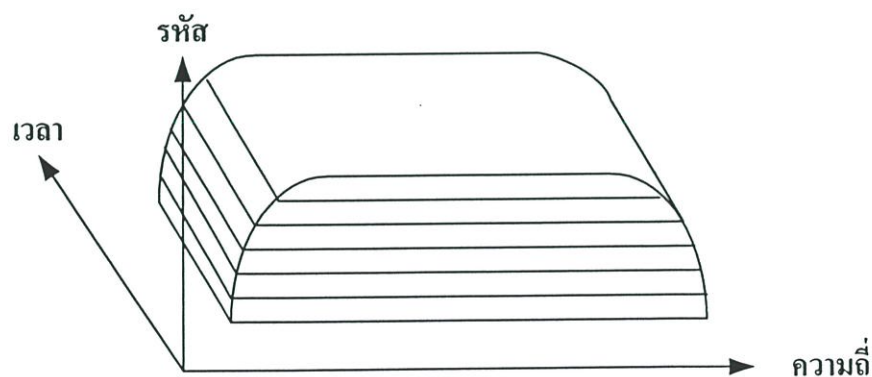
สัญญาณข้อมูลแบบดิจิทัล แต่บางครั้งก็พบได้ในระบบอนาล็อก เนื่องจากว่าขั้นตอนการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล (A/D) และดิจิทัลเป็นอนาล็อก (D/A) นั้นมีกระบวนการที่ไม่ยุ่งยากนัก



รูปที่ 2.15 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา

2.4.1.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัสหรือ CDM (Code Division Multiplexing) เป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์ที่อาศัยการแบ่งช่องสัญญาณโดยการกำหนดรหัสดังแสดงในรูปที่ 2.16 ทำให้สามารถทำการสื่อสารกันได้โดยใช้ความถี่เดียวกันพร้อม ๆ กันหลายช่องสัญญาณเป็นเทคนิคที่ทำให้มีความจุของช่องสัญญาณสูง แต่เมื่อมีการสื่อสารกันมาก ๆ จะทำให้คุณภาพของสัญญาณต่ำลงอันเนื่องมาจากเกิดการแทรกสอด (Interference) ระหว่างผู้ใช้ด้วยกันเอง

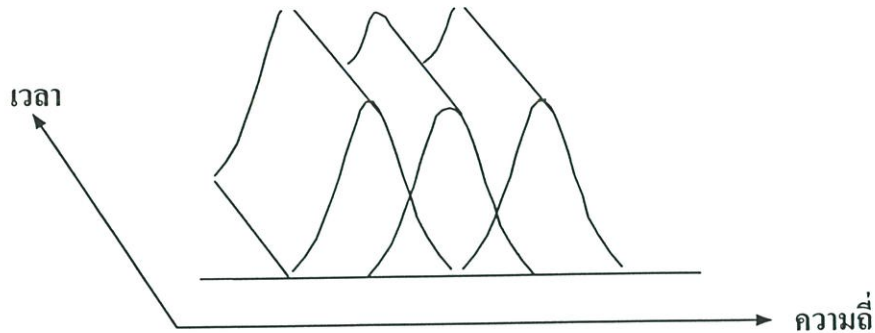


รูปที่ 2.16 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส

2.4.1.4 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม

การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) เป็นเทคนิคที่ทำให้สามารถส่งผ่านข้อมูลด้วยความเร็วสูง โดยอาศัยหลักการการส่งผ่านแบบหลายคลื่นพาห้ (Multi-Carrier) อีกทั้งยังใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพเพราะแต่ละคลื่นพาห้ย่อยที่ใช้ในการ

ส่งสัญญาณจะมีสเปกตรัมที่เหมือนกัน โดยมีคุณสมบัติของการตั้งฉาก (Orthogonal Properties) ซึ่งกันและกันระหว่างคลื่นพาห่อย่อยดังแสดงในรูปที่ 2.17 การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM เป็นเทคนิคที่คาดกันว่าจะนำมาใช้ในการสื่อสารไร้สายยุคที่ 4



รูปที่ 2.17 การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM

2.5 ทฤษฎีพื้นฐานของสัญญาณ chirp

เทคนิค chirp เชิงเส้น (Linear chirp) หรืออาจเรียกอีกชื่อหนึ่งว่าสัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้น (Linear Frequency Modulation) [19,20] เป็นสัญญาณที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้อย่างมากในระบบเรดาร์ ซึ่งสัญญาณที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในงานด้านนี้ยังมีอยู่อีกหลายแบบด้วยกัน โดยแต่ละแบบจะมีลักษณะเฉพาะตัวและวิธีการสร้างสัญญาณนั้นๆ ที่แตกต่างกันออกไป ดังจะกล่าวในหัวข้อถัดไป รวมถึงตัวอย่างการนำสัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้น ไปประยุกต์ใช้ในการสร้างสัญญาณบีบอัดพัลส์ (Pulse Compression) ซึ่งเป็นเทคนิคที่เป็นประโยชน์มากสำหรับการใช้งานในยุทธวิธีทางทหาร

2.5.1 สัญญาณในระบบเรดาร์

ในระบบเรดาร์นั้นจะมีสัญญาณที่แตกต่างกันอยู่หลายชนิด ซึ่งการเลือกใช้สัญญาณแต่ละชนิดจะขึ้นอยู่กับการใช้งานในแบบต่างๆ อย่างเช่นการใช้งานเทคนิคบีบอัดพัลส์ (Pulse compression) ซึ่งการออกแบบสัญญาณชนิดจะต้องอาศัยความกว้างพัลส์ที่มากพอสำหรับการตรวจจับสัญญาณ (Detection) และแบนด์วิธที่กว้างสำหรับการใช้งานที่ต้องการความแม่นยำ (Range resolution) รวมไปถึงสเปกตรัมของสัญญาณก็เป็นตัวแปรที่สำคัญอย่างหนึ่งด้วย

กำลังเชิงสเปกตรัม (Power spectrum) ของสัญญาณใดๆ สามารถหาได้จากการแปลงฟูเรียร์ (Fourier transform) ของฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ (Autocorrelation Function) ของสัญญาณนั้นๆ ซึ่งฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ของสัญญาณยังมีผลต่อความแม่นยำในการใช้งานด้วย นั่นคือกราฟอัตโนมัติสหสัมพันธ์ที่แคบจะทำให้แบนด์วิธของสัญญาณกว้าง ซึ่งเป็นผลให้มีความแม่นยำที่ดี โดยที่

แบนด์วิดท์และฟังก์ชันอัตราสัมพันธ์จะขึ้นอยู่กับรูปแบบการมอดูเลตของสัญญาณ ไซน์ที่อยู่ภายในพัลส์นั่นเอง

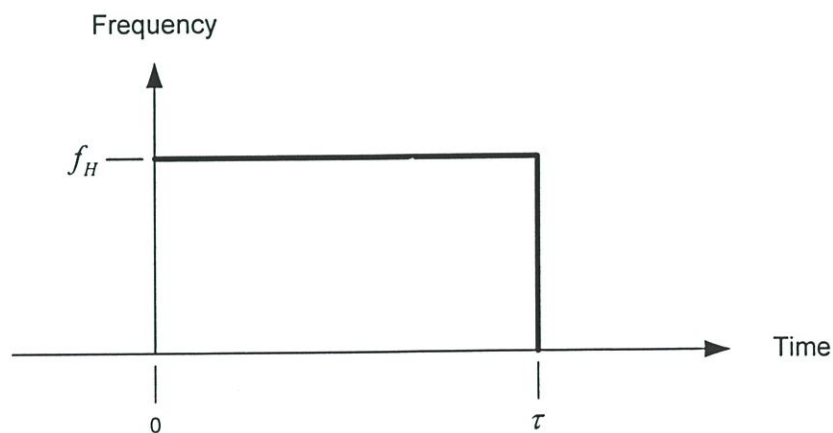
ลักษณะโดยทั่วไปของสัญญาณพัลส์ จะแสดงดังสมการนี้

$$v_{TX}(t) = [u(0) - u(\tau)]A_T \cos[\phi_T(t) + \phi_{T0}] \quad (2.8)$$

โดยที่	$u(0)$	คือ	ยูนิตสเต็ป (Unit step) ที่เวลาเท่ากับ 0
	$u(\tau)$	คือ	ยูนิตสเต็ปที่เวลาเท่ากับ τ โดยผลต่างของ $u(0)$ และ $u(\tau)$ คือพัลส์ที่มีจุดเริ่มต้นที่เวลาเท่ากับ 0 และจุดสิ้นสุดที่เวลาเท่ากับ τ
	$v_{TX}(t)$	คือ	สัญญาณส่งในโดเมนเวลา
	A_T	คือ	แอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ
	$\phi_T(t)$	คือ	เฟสของสัญญาณส่ง
	ϕ_{T0}	คือ	เฟสสัมบูรณ์ (Absolute phase) ของสัญญาณ (ส่วนใหญ่มีค่าเท่ากับ 0)

ความสัมพันธ์นี้แสดงให้เห็นว่าสัญญาณแต่ละชนิดจะมีความแตกต่างกันที่ฟังก์ชันของเฟส $\phi_T(t)$ ในเกือบทุกๆกรณีเฟสของสัญญาณที่ส่งจะมีเท่ากับศูนย์และจะถูกกำหนดค่าเฟสอ้างอิงของระบบไว้

2.5.1.1 สัญญาณพัลส์คลื่นต่อเนื่อง



รูปที่ 2.18 สัญญาณพัลส์คลื่นต่อเนื่อง (CW) ในแกนความถี่กับเวลา

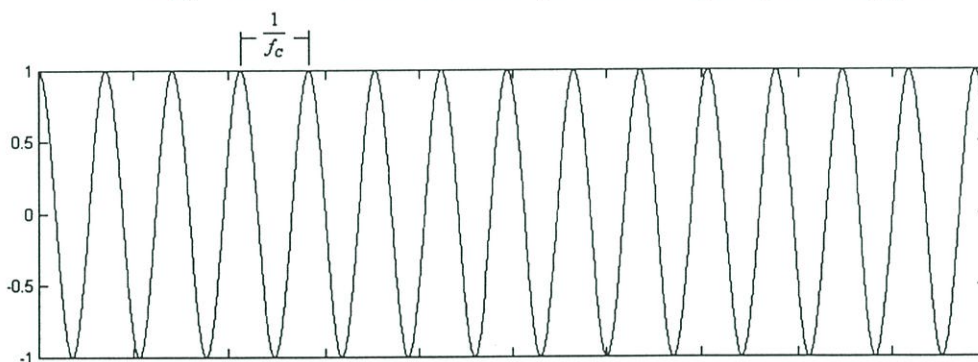
โดยปกติแล้วสัญญาณเรดาร์แบบคลื่นต่อเนื่อง (Continuous Wave: CW) จะมีสัญญาณไซน์ (Sinusoid) บรรจุอยู่ในช่วงเวลาของพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งจะมีความถี่คงที่ตลอดช่วงเวลาของพัลส์ ดังแสดงในรูปที่ 2.18 โดยจะแสดงสัญญาณในโดเมนเวลา ดังรูปที่ 2.19(a) และแสดงสเปกตรัมของสัญญาณในรูปที่ 2.19(b) จากสมการที่ (2.5) เรากำหนดความถี่ให้เป็นความถี่คงที่ f_0 ซึ่งจะมีผลโดยตรงกับเทอมของเฟสในสมการ โดยสามารถแสดงสัมพันธ์ระหว่างเฟสและความถี่ ได้ดังนี้

$$\phi(t) = \int \omega(t) dt \quad (2.9)$$

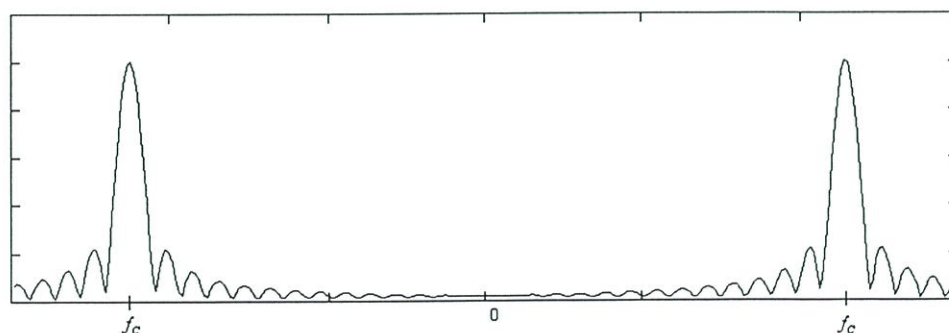
$$\omega(t) = 2\pi f(t) \quad (2.10)$$

$$f(t) = f_0 \quad (2.11)$$

โดยที่ $f(t)$ คือ ฟังก์ชันความถี่ตามเวลาของสัญญาณ
 f_0 คือ ความถี่ของสัญญาณไซน์
 $\omega(t)$ คือ ฟังก์ชันความถี่เชิงมุม (Radian frequency) ของสัญญาณ



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.19 สัญญาณคลื่นต่อเนื่อง (CW)

(ก) รูปสัญญาณทางเวลา

(ข) สเปกตรัมของสัญญาณ

จากสมการที่ (2.9) เรานำไปประยุกต์ในสมการที่ (2.8) จะสามารถสร้างสัญญาณที่มีเฟส
ดังนี้

$$\phi_{cw}(t) = 2\pi f_0 t \quad (2.12)$$

โดย $\phi_{cw}(t)$ คือ เทอมเฟสในสมการที่ (2.8)
 t คือ เวลาตั้งแต่จุดเริ่มต้นของพัลส์

แบนด์วิธของสัญญาณเรดาร์แบบคลื่นต่อเนื่องจะขึ้นอยู่กับ ความกว้างพัลส์ซึ่งมีผลต่อการ
ตรวจจับและความแม่นยำของสัญญาณ โดยสเปกตรัมจะเป็นไปตามเงื่อนไขดังนี้

- เอนVELOPE (Envelope) ของสเปกตรัมจะมีลักษณะเป็นฟังก์ชันซิงค์ (Sinc function) ซึ่ง
สัมพันธ์กับความกว้างของพัลส์ โดยสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\text{Sinc}(X) = \frac{\text{Sin}(\pi X)}{(\pi X)} \quad (2.13)$$

$$E(f) = \frac{\text{Sin}[\pi(f - f_0)\tau]}{[\pi(f - f_0)\tau]} \quad (2.14)$$

โดยที่ $E(f)$ คือ เอนVELOPE ของสเปกตรัม
 f_0 คือ ความถี่กลาง
 τ คือ ความกว้างของพัลส์

- ความถี่กลาง (f_0) บนสเปกตรัมคือ ความถี่ของสัญญาณชาแนลในพัลส์
- แอมพลิจูดของสเปกตรัม จะเป็นสัดส่วนกับพื้นที่ใต้เอนVELOPE ของสัญญาณใน โดเมน
เวลา และแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณใน โดเมนเวลาก็เป็นสัดส่วนกับพื้นที่ใต้สเปกตรัมด้วย
- แบนด์วิธของเมทซ์ฟิลเตอร์ (Matched filter) จะสัมพันธ์กับความกว้างพัลส์

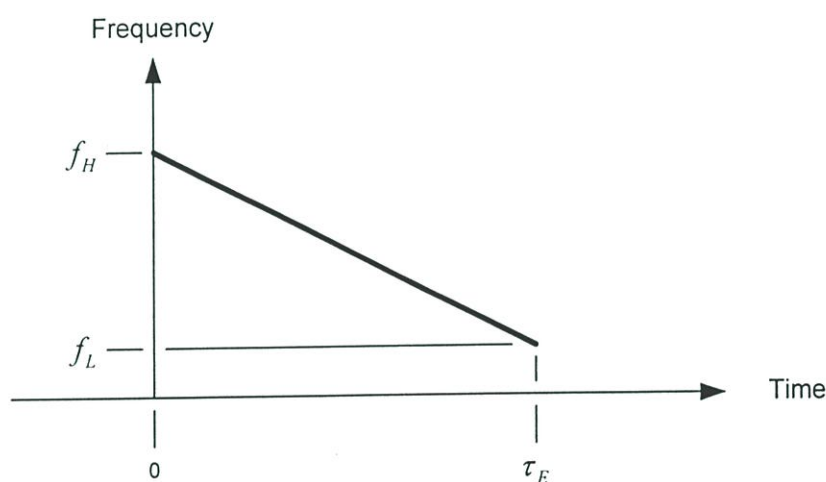
$$B \approx \frac{1}{\tau}$$

$$B\tau \approx 1$$

โดยที่ B คือ แบนด์วิธของเมทซ์ฟิลเตอร์ของสัญญาณ

2.5.1.2 สัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้น

สัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้น (Linear frequency modulation : LFM) เป็นสัญญาณที่ใช้ในงานด้านเรดาร์อีกชนิดหนึ่ง ซึ่งตัวสัญญาณจะมีลักษณะกวาดความถี่ไปตลอดช่วงของพัลส์ ที่ถูกเรียกชื่อเช่นนี้เพราะสัญญาณในแกนความถี่กับเวลา จะมีลักษณะเป็นเส้นตรงไปตามแนวพัลส์ที่ส่ง ดังแสดงในรูปที่ 2.20 นอกจากนั้นสัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้นยังรู้จักกันในอีกชื่อหนึ่งว่า สัญญาณเชิร์ฟ (Chirp signal) และเราจะเรียกสัญญาณในรูปที่ 2.20 ว่า เชิร์ฟลง (Down chirp) เพราะมีลักษณะกวาดความถี่ลงตามเวลา ในทางตรงกันข้ามถ้าสัญญาณมีลักษณะกวาดความถี่จากต่ำไปหาความถี่สูงแล้วเราจะเรียกว่าเชิร์ฟขึ้น (Up chirp) ทั้งสัญญาณที่มีการมอดูเลตชนิดนี้และชนิดอื่น ๆ นั้นความของแบนด์วิดท์จะขึ้นอยู่กับชนิดของการมอดูเลตไม่ใช่ความกว้างของพัลส์ นั่นคือเราสามารถมอดูเลตสัญญาณที่มีลักษณะแบนด์วิดท์กว้างไปพร้อมกับมีพัลส์กว้างได้



รูปที่ 2.20 สัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้น (LFM) ในแกนความถี่กับเวลา

สัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้น (LFM) สามารถอธิบายตามสมการที่ (2.8) ด้วยเทอมเฟสในสมการที่ (2.9) และ (2.10) โดยฟังก์ชันความถี่ $f(t)$ ที่อยู่ในพัลส์จะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้น (Linear function) ตามเวลา ดังนั้นอัตราส่วนของความถี่ต่อเวลาในพัลส์จึงเป็นค่าคงที่ โดยแสดงความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{df_{LFM}(t)}{dt} = \frac{(f_B - f_F)}{\tau_E} \quad (2.15)$$

โดยที่ $f_{LFM}(t)$ คือ ความถี่ชั่วขณะ (Instantaneous frequency) ที่อยู่ในพัลส์ ซึ่งจะแปรผันตามเวลา

$\frac{d}{dt}$ คือ ค่าอัตราส่วนต่อเวลา (Time derivative)

f_B	คือ	ความถี่ที่จุดเริ่มต้นในพัลส์
f_F	คือ	ความถี่ที่จุดสิ้นสุดในพัลส์
τ_E	คือ	ความเวลาของพัลส์

ในรูปที่ 2.21 จะเป็นสัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้นแบบเชิร์ฟลง (Down chirp) ซึ่งมีความถี่เริ่มต้นเป็นความถี่สูง (f_H) และมีความถี่สิ้นสุดเป็นความถี่ต่ำ (f_L) โดยความถี่ชั่วขณะที่อยู่ในพัลส์จะมีค่าเท่ากับผลการอินทิเกรต (Integration) ของสมการที่ (2.15) ซึ่งค่าคงที่ (Constant) ที่ได้จากการอินทิเกรตจะเท่ากับค่าความถี่เริ่มต้นนั่นเอง ดังแสดงความสัมพันธ์ดังนี้

$$f_{LFM}(t) = \left[\frac{(f_B - f_F)}{\tau_E} \right] t + f_B \quad (2.16)$$

จากสมการที่ (2.9) และ (2.10) เราสามารถสร้างสมการเฟสของสัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้น (LFM) ได้ดังนี้

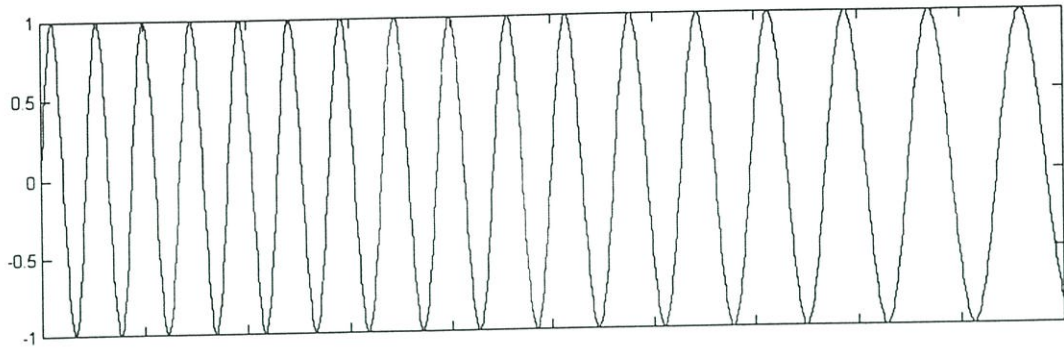
$$\phi_{LFM}(t) = \frac{\pi(f_B - f_F)}{\tau_E} t^2 + 2\pi f_B t + \phi_{T0} \quad (2.17)$$

สัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้น (LFM) และสเปกตรัมที่ถูกคำนวณออกมาและคุณลักษณะของสเปกตรัมของสัญญาณ จะเป็นไปตามเงื่อนไขนี้

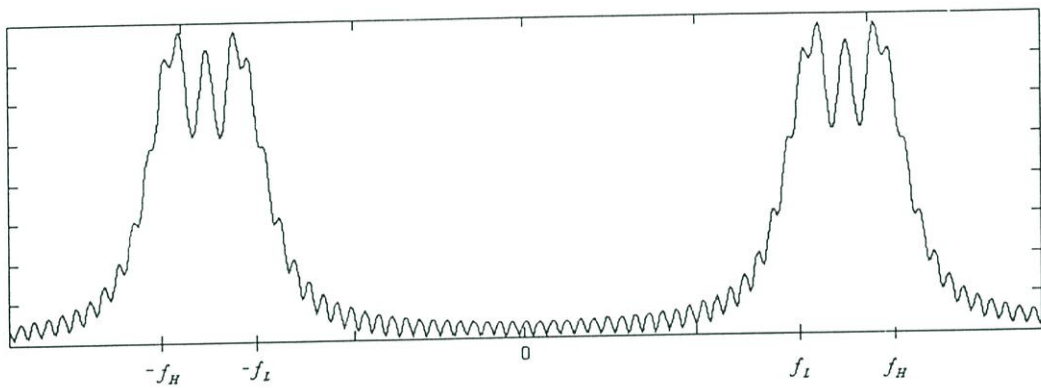
- เอนVELOPE ของสเปกตรัมจะไม่ลักษณะเป็นสี่เหลี่ยม (Rectangular) และลักษณะของพื้นที่ผลคูณของความกว้างพัลส์และแบนด์วิดท์ (Pulse width-Bandwidth product หรือ Time-Bandwidth product) จะเป็นสี่เหลี่ยม
- ความถี่กลาง (f_0) บนสเปกตรัมของสัญญาณจะอยู่ระหว่างความถี่สูงและความถี่ต่ำ นั่นคือ

$$f_0 = \frac{(f_H + f_L)}{2} \quad (2.18)$$

โดยที่	f_H	คือ	ความถี่สูงของการกวาดความถี่ในพัลส์
	f_L	คือ	ความถี่สูงของการกวาดความถี่ในพัลส์



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.21 สัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้น (LFM)

(ก) รูปสัญญาณทางเวลา (Down Chirp)

(ข) สเปกตรัมของสัญญาณ

- แบนด์วิดท์ของแมทซ์ฟิลเตอร์ (Matched filter) จะไม่ขึ้นอยู่กับความกว้างพัลส์ แต่จะสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ของการกวาดความถี่เท่านั้น โดยความกว้างของพัลส์บีบอัด (Compressed pulse width) จะสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ดังนี้

$$\tau_E B \gg 1 \quad (2.19)$$

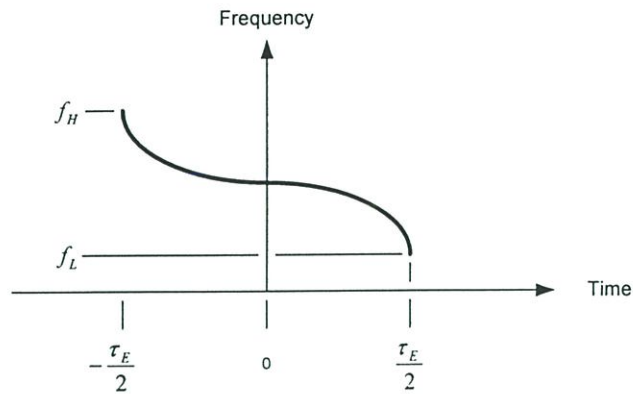
$$\tau_C B \approx 1 \quad (2.20)$$

$$B \approx f_H - f_L \quad (2.21)$$

$$\tau_C \approx \frac{1}{B} \quad (2.22)$$

โดยที่ τ_C คือ คาบเวลาของพัลส์บีบอัด

2.5.1.3 สัญญาณเอฟเอ็มไม่เชิงเส้น



รูปที่ 2.22 สัญญาณเอฟเอ็มไม่เชิงเส้นในทางความถี่-เวลา

สัญญาณเอฟเอ็มไม่เชิงเส้น (Non-Linear frequency modulation : NLFM) จะลักษณะกวาดความถี่ไปตลอดพัลส์ แต่ไม่เป็นฟังก์ชันเชิงเส้นตามเวลา โดยจะมีสัญญาณเอฟเอ็มไม่เชิงเส้นที่แตกต่างกันอยู่มากมายซึ่งทุกๆแบบจะมีความสัมพันธ์ของความถี่-เวลา และลักษณะของสเปกตรัมที่เฉพาะตัวในแต่ละสัญญาณ ตัวอย่างลักษณะความสัมพันธ์ความถี่-เวลารูปแบบหนึ่งจะแสดงในรูปที่ 2.22 กราฟสัญญาณทางความถี่-เวลานี้เป็นสมการกำลังสองแบบไม่สมมาตร (Non-Symmetrical quadratic) ซึ่งมีลักษณะเป็นกราฟพาราโบลา (Parabola) ที่แยกออกเป็นช่วงแรกและช่วงหลัง ดังแสดงในสมการที่ (2.23) โดยสัญญาณจะเป็นแบบเชิร์ฟลง ในเทอมแรกของสมการจะเป็นความถี่ช่วงครึ่งแรกของพัลส์และเทอมที่สองของสมการจะเป็นความถี่ช่วงครึ่งหลังของพัลส์

$$f_{NLQ}(t) = + \left\{ \left[u\left(\frac{-\tau_E}{2}\right) - u(0) \right] \frac{4(f_B - f_0)}{\tau_E^2} t^2 + f_0 \right\} + \left\{ \left[u(0) - u\left(\frac{\tau_E}{2}\right) \right] \frac{4(f_F - f_0)}{\tau_E^2} t^2 + f_0 \right\} \quad (2.23)$$

โดยที่	$f_{NLQ}(t)$ คือ	ความถี่ของสัญญาณซึ่งเป็นสมการกำลังสองไม่เชิงเส้น
	$u(t)$ คือ	ฟังก์ชันยูนิตสเต็ป (Unit step function)
	τ_E คือ	คาบเวลาของพัลส์
	f_B คือ	ความถี่เริ่มต้น
	f_0 คือ	ความถี่กลาง
	f_F คือ	ความถี่สิ้นสุด

ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เริ่มต้น ความถี่กลางและความถี่สิ้นสุดของสมการข้างต้น สามารถอธิบายได้ดังนี้

$$f_0 = \frac{(f_B - f_F)}{2} \quad (2.24)$$

คุณสมบัติอีกอย่างหนึ่งของสัญญาณเอฟเอ็มไม่เชิงเส้น (NLFM) คือ จะถูกนำไปใช้ในกระบวนการบีบอัดพัลส์ (Pulse Compression) ซึ่งสัญญาณเอฟเอ็มไม่เชิงเส้นจะมีผลโดยตรงสำหรับการประมวลสัญญาณแบบนี้

สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มไม่เชิงเส้น (NLFM) จะขึ้นอยู่กับคุณลักษณะทางความถี่-เวลา ซึ่งสเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มไม่เชิงเส้นจะเป็นไปตามเงื่อนไขต่อไปนี้

- เอนเวโลปของสเปกตรัมจะขึ้นอยู่กับฟังก์ชันความถี่กับเวลาของสัญญาณ
- ความถี่กลางของสเปกตรัม จะอยู่ระหว่างความถี่สูงสุดและความถี่ต่ำสุด แต่ไม่จำเป็นต้องอยู่ที่ตำแหน่งจุดกึ่งกลางของพัลส์เวลา โดยจะขึ้นอยู่กับฟังก์ชันความถี่กับเวลา
- แบนด์วิดท์ของแมทซ์ฟิลเตอร์จะไม่ขึ้นอยู่กับความกว้างของพัลส์ แต่จะสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ของการกวาดความถี่และฟังก์ชันความถี่กับเวลา อธิบายได้ดังนี้

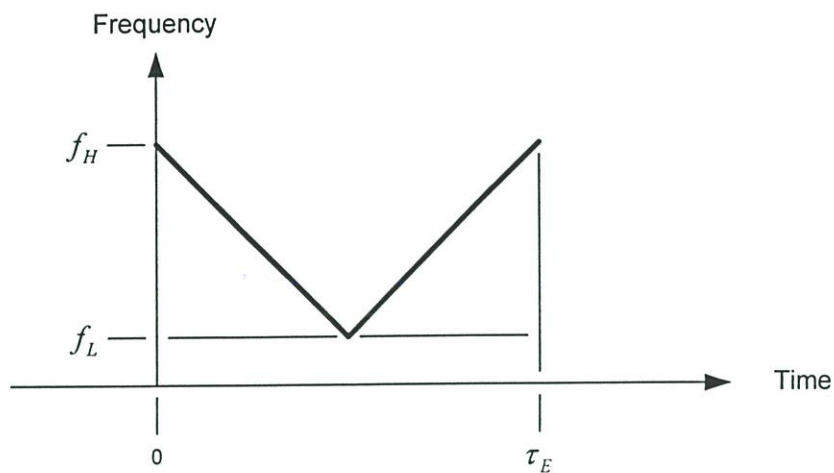
$$\tau_c B \gg 1 \quad (2.25)$$

$$B < f_H - f_L \quad (2.26)$$

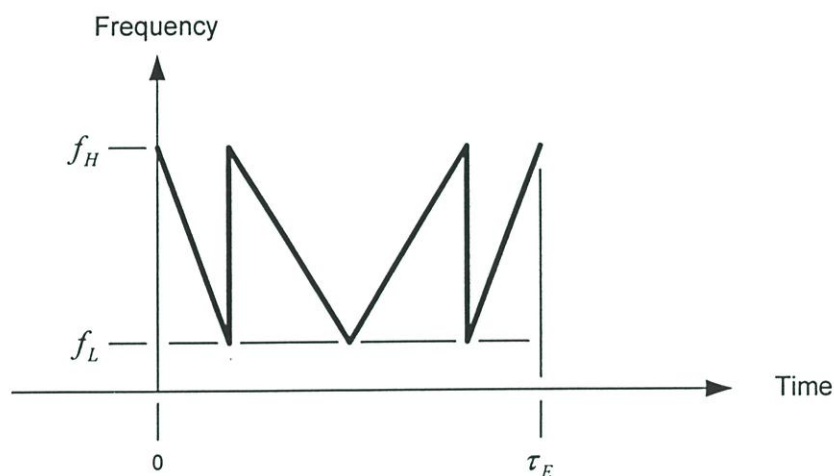
$$\tau_c \approx \frac{1}{B} \quad (2.27)$$

2.5.1.4 สัญญาณวี-เอฟเอ็ม

สัญญาณวี-เอฟเอ็ม (V-FM) จะประกอบด้วยความถี่กวาดที่กวาดไปยังทิศทางหนึ่งสำหรับช่วงแรกของพัลส์ และกวาดไปยังอีกทิศทางหนึ่งในช่วงถัดไปของพัลส์ การกวาดความถี่อาจไม่จำเป็นต้องมีลักษณะฟังก์ชันเชิงเส้นเสมอไปก็ได้ โดยในที่นี้จะแยกสัญญาณวี-เอฟเอ็มเป็น 2 ชนิด คือ สัญญาณวี-เอฟเอ็มแบบง่าย (Simple V-FM) และแบบซับซ้อน (Complex V-FM) ดังแสดงในรูปที่ 2.23



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.23 สัญญาณวี-เอฟเอ็มในทางความถี่-เวลา

(ก) สัญญาณวี-เอฟเอ็มแบบง่าย(Simple V-FM)

(ข) สัญญาณวี-เอฟเอ็มแบบซับซ้อน(Complex V-FM)

สเปกตรัมของสัญญาณวี-เอฟเอ็มแบบง่าย จะเหมือนกับสเปกตรัมของแสดงสัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้นในรูปที่ 2.23 และเป็นไปตามเงื่อนไขต่อไปนี้

- เอนVELOPE ของสเปกตรัมจะมีลักษณะคล้ายรูปสี่เหลี่ยมถ้าการกวาดความถี่เป็นฟังก์ชันเชิงเส้นตามเวลา และลักษณะเอนVELOPE ของสเปกตรัมยังเปลี่ยนแปลงไปตามลักษณะการกวาดความถี่ด้วย
- ความถี่กลางของสเปกตรัม(f_0) จะอยู่ระหว่างความถี่สูงสุดและต่ำสุด ถ้าการกวาดความถี่เป็นแบบเชิงเส้น

$$f_0 = \frac{(f_H - f_L)}{2} \quad (\text{Linear sweep}) \quad (2.28)$$

- แบนด์วิดท์ของเมทซ์ฟิลเตอร์จะไม่ขึ้นกับความกว้างของพัลส์ แต่จะสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ของการกวาดความถี่และฟังก์ชันความถี่กับเวลา

$$\tau_E B \gg 1 \quad (2.29)$$

$$B \approx f_H - f_L \quad (\text{Linear sweep}) \quad (2.30)$$

$$\tau_C \approx \frac{1}{B} \quad (2.31)$$

2.5.2 การมอดูเลตด้วยสัญญาณเชิร์ฟ

หนึ่งในวิธีการมอดูเลตที่ใช้ในการสเปกตรัมที่ไม่จำเป็นต้องอาศัยการเข้ารหัส แต่สามารถเพิ่มแบนด์วิดท์ให้มีขนาดกว้างขึ้นได้ วิธีดังกล่าวเรียกว่าการมอดูเลตด้วยสัญญาณเชิร์ฟ (Chirp Modulation) ซึ่งใช้ในเรดาร์ เทคนิคนี้เรียกอีกชื่อหนึ่งได้ว่า “การบีบอัดสัญญาณพัลส์” (Pulse Compression) ซึ่งอธิบายได้ว่าถ้าเรานำสัญญาณ ซายนูซอยด์ที่มีความถี่คงที่มาบีบคานเวลาให้สั้นลงตามเวลา สัญญาณที่ได้จะมีการแปรเปลี่ยนความถี่ ตามอัตราการบีบคานเวลานั้นเอง เราสามารถแสดงสมการของสัญญาณเชิร์ฟได้

$$c_i(t) = \sqrt{\frac{2E_i}{T_i}} \cos(2\pi f_i t + \pi\alpha_i t^2), \quad 0 \leq t \leq T_i \quad (2.32)$$

เมื่อ $\alpha_i = \frac{W_i}{T_i}$

โดยที่ T_i คือ คาบเวลาของสัญญาณเชิร์ฟ

f_i คือ ความถี่ของคลื่นพาห้

W_i คือ แบนด์วิดท์ของสัญญาณเชิร์ฟหรือช่วงกวาดความถี่ของสัญญาณเชิร์ฟ

E_i คือ พลังงานของสัญญาณเชิร์ฟ

สำหรับค่าเชิงซ้อนของสัญญาณ $x(t)$ สามารถเขียนแทนด้วยสมการ

$$x(t) = r(t)e^{j\varphi(t)}, \quad r(t) \geq 0, \varphi(t) \in R \quad (2.33)$$

โดยที่ความถี่ชั่วขณะ (Instantaneous Frequency) $f_i(t)$ คือการทำอนุพันธ์ของเฟสชั่วขณะ

(Instantaneous Phase) $\varphi(t)$

$$f_x(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \varphi(t) \quad (2.34)$$

โดยที่อัตราเชิรฟ์ (Chirp Rate) สามารถแสดงได้โดย

$$\alpha_i(t) = \frac{d}{dt} f_x(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d^2}{dt^2} \varphi(t) \quad (2.35)$$

ส่วนค่าจริงของสัญญาณ $x(t)$ คือ

$$\hat{x}(t) = x(t) + jH\{x(t)\} \quad (2.36)$$

เมื่อ $H\{x(t)\}$ คือการแปลงฮิลเบิร์ต (Hilbert Transform) ของสัญญาณ $x(t)$ ซึ่งการวิเคราะห์สัญญาณเชิรฟ์ $c_i(t)$ สามารถเขียนแทนด้วยสมการ

$$\begin{aligned} \hat{c}_i(t) &= \sqrt{\frac{2E_i}{T_i}} \cos(2\pi f_i t + \pi\alpha_i t^2) + \sqrt{\frac{2E_i}{T_i}} \sin(2\pi f_i t + \pi\alpha_i t^2) \\ &= \sqrt{\frac{2E_i}{T_i}} e^{j(2\pi f_i t + \pi\alpha_i t^2)} \end{aligned} \quad (2.37)$$

ดังนั้นความถี่ชั่วขณะของสัญญาณเชิรฟ์ แสดงได้ดังนี้

$$f_{ci} = f_i + \alpha_i t \quad (2.38)$$

และเราสามารถนิยามค่าแบนด์วิด W_i ในช่วงของความถี่ชั่วขณะได้ดังนี้

$$W_i = \alpha_i T_i \quad (2.39)$$

ส่วนอื่นที่เราสนใจคือ ผลการแปลงฟูริเยร์ (Fourier Transform) และความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง (Power Spectrum Density) ของสัญญาณเชิรฟ์ [20,21]

$$C_i(\omega) = \sqrt{\frac{2E_i}{T_i}} \int_0^{T_i} e^{j[(\omega_i - \omega)t + \pi\alpha_i t^2]} dt = |C_i(\omega)| \angle C_i(\omega) \quad (2.40)$$

เมื่อ $\omega_i = 2\pi f_i$

ได้มีการวิเคราะห์ผลของขนาดและเฟสของการแปลงฟูรีเยร์ [21] แสดงได้โดย

$$|C_i(\omega)| = \sqrt{\frac{E_i}{W_i}} \sqrt{C^2(u) + S^2(u)} \quad (2.41)$$

และ

$$\angle C_i(\omega) = \tan^{-1} \left(\frac{S(u)}{C(u)} \right) - \frac{(\omega_i + \pi W_i - \omega)^2}{4\pi\alpha_i} \quad (2.42)$$

เมื่อ

$$C(u) + jS(u) = \int_{u_1}^{u_2} e^{j\frac{\pi}{2}x^2} dx \quad (2.43)$$

และ

$$u_1 = \sqrt{2W_i} \left[-\frac{1}{2} + \frac{\omega_i + \pi W_i - \omega}{2\pi W_i} \right], \quad (2.44)$$

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

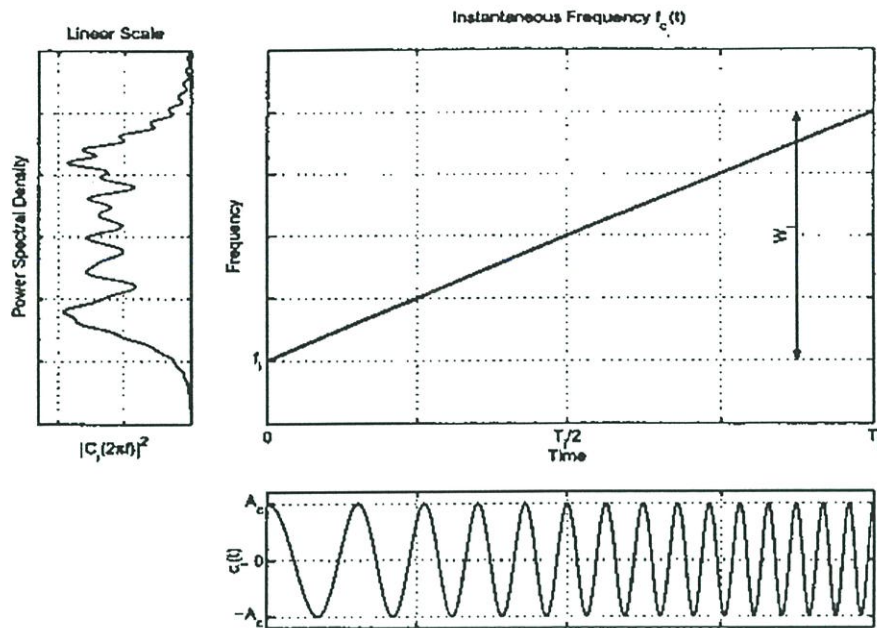
โดยที่ฟังก์ชัน $C(u)$ คือเฟรสเนลโคไซน์อินทิกรัล (Fresnel Cosine Integral)

$S(u)$ คือเฟรสเนลไซน์อินทิกรัล (Fresnel Sine Integral)

ส่วนความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง (Power Spectral Density: PSD) นิยามได้จากขนาดยกกำลังสองของการแปลงฟูรีเยร์ [21]

$$|C_i(\omega)|^2 = \frac{E_i}{W_i} (C^2(u) + S^2(u)) = A_i (C^2(u) + S^2(u)) \quad (2.45)$$

ค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังวัดได้จากการกระจายกำลังของสัญญาณในแต่ละความถี่และอีกค่าหนึ่งที่มีความสำคัญ คือผลคูณของเวลา-แบนด์วิดท์ (Time-Bandwidth Product: $T_i W_i$) ซึ่งจะบ่งบอกถึงการใช้ทรัพยากรทางเวลาและความถี่ของสัญญาณเซิร์ฟที่สร้างขึ้นซึ่งลักษณะของสัญญาณเซิร์ฟแสดงดังรูปที่ 2.24



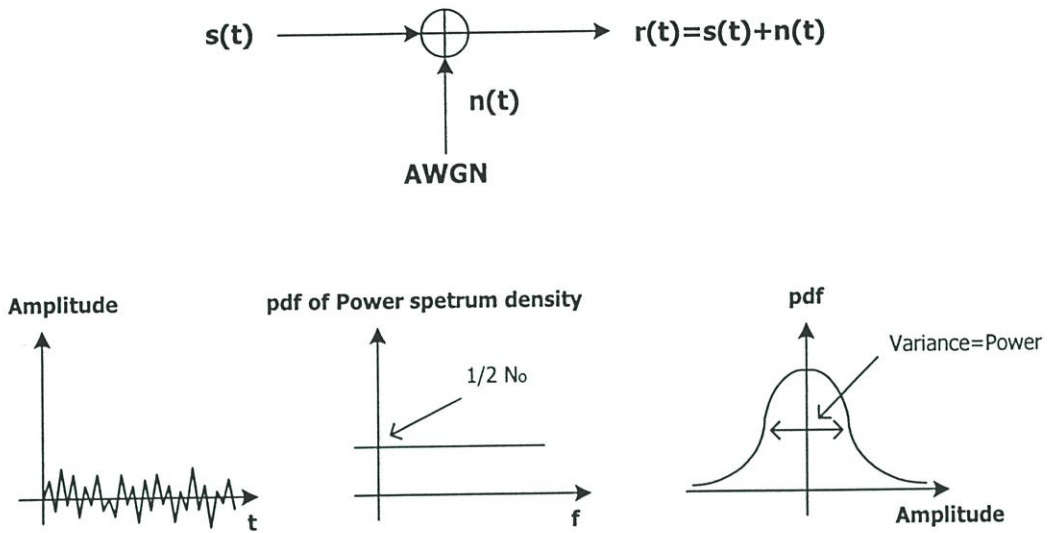
รูปที่ 2.24 สัญญาณเซิร์ฟ: สัญญาณใน โดเมนเวลา ความถี่ช่วงขณะ และความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง

2.6 ทฤษฎีการจางหายบนช่องสัญญาณ

2.6.1 ช่องสัญญาณรบกวนขาว (AWGN)

จากรูปที่ 2.25 สัญญาณรบกวนในระบบสื่อสารนั้นส่วนมากจะจำลองให้เป็นแบบช่องสัญญาณรบกวนขาว ซึ่งมีความหนาแน่นสเปกตรัมเป็นแบบยูนิฟอร์ม (Uniform Spectrum Density) และแอมพลิจูดมีการแจกแจงแบบเกาส์ (Gaussian Distribution) โดยปกติแล้วสัญญาณรบกวนทางอุณหภูมิ (Thermal Noise) และสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า (Electrical Noise) ที่เกิดจากการขยายสัญญาณนั้นจะมีคุณสมบัติของสัญญาณรบกวนขาว ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถจำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ได้ ซึ่งฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability Density Function) ของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN สามารถแสดงได้ตามสมการที่ (2.46)

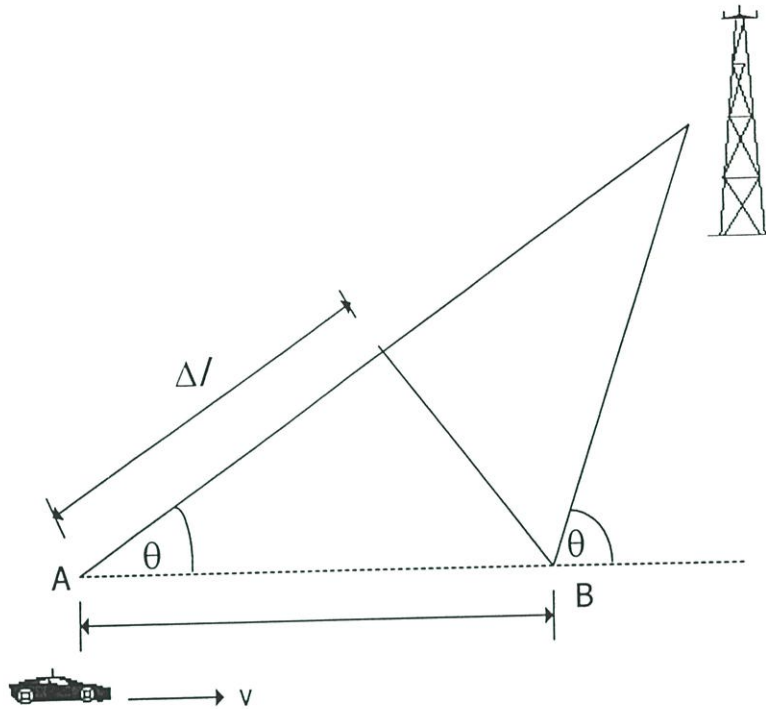
$$\Phi_{mn}(f) = \frac{1}{2} N_0 \tag{2.46}$$



รูปที่ 2.25 คุณสมบัติของช่องสัญญาณรบกวนขาว

2.6.2 ปราบปรามการรบกวนคอปเปอร์ชิฟ

ปรากฏการณ์คอปเปอร์ชิฟเกิดจากการที่อุปกรณ์ภาครับสัญญาณมีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วในระดับหนึ่ง ซึ่งมีผลทำให้สัญญาณที่รับได้มีความถี่ที่เปลี่ยนไปจากความถี่ของสัญญาณที่ส่งออกจากต้นกำเนิด ปรากฏการณ์ที่กล่าวถึงนี้พบเห็นได้บ่อยครั้งในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เช่น การใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่ภายในรถยนต์ส่วนตัวหรือรถไฟฟ้าที่มีการเคลื่อนที่ เราสามารถคำนวณค่าของความถี่ที่เปลี่ยนไปได้ดังนี้ พิจารณาอุปกรณ์โทรศัพท์ในรถคันหนึ่งซึ่งมีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วคงที่ V ระหว่างจุด A และ B เป็นระยะทางเท่ากับ d ในการคำนวณนี้เราสมมติว่าแหล่งกำเนิดสัญญาณของสถานีฐานอยู่ห่างไกลออกไป จนทำให้เส้นทางการเดินทางของคลื่นทั้งสองที่ไปยังตำแหน่ง A และ B แทบจะตั้งคู่ขนานกันไป ดูรูปที่ 2.26 ประกอบ



รูปที่ 2.26 ปรัชญาการดอปเปลอร์ซีฟที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ภาครับ

จากรูปที่ 2.26 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

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t \cos \theta}{\lambda} \quad (2.47)$$

จะได้ว่าความถี่ที่เคลื่อนไปหรือดอปเปลอร์ซีฟ f_i มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} f_i &= \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \phi}{\Delta t} \\ &= \frac{v \cos \theta}{\lambda} \end{aligned} \quad (2.48)$$

หรือจะเขียนในรูปที่กระชับได้เป็น

$$f_i = f_d \cos \theta \quad (2.49)$$

โดย $f_d = \frac{v}{\lambda}$ และเรียก f_d ว่าเป็นค่าคอปเปลอร์ชิฟสูงสุด ซึ่งเป็นค่าที่คำนวณได้จากความเร็วของเครื่องรับโทรศัพท์เคลื่อนที่เทียบกับความยาวคลื่นของสัญญาณ

จากสมการที่ (2.48) จะเห็นได้ว่า คอปเปลอร์ชิฟจะขึ้นอยู่กับความเร็วในการเคลื่อนที่ของโทรศัพท์เคลื่อนที่ และมุมระหว่างทิศทางการเคลื่อนที่ของโทรศัพท์เคลื่อนที่เทียบกับทิศทางที่คลื่นเดินทางมาถึง สังเกตว่า ถ้าโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีการเคลื่อนที่เข้าหาแหล่งกำเนิด จะได้ว่า θ เท่ากับ 0 และคอปเปลอร์ชิฟมีค่าเป็นบวก (ความถี่เพิ่มขึ้น) แต่ถ้าโทรศัพท์เคลื่อนที่เคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดจะได้ว่า θ เท่ากับ 180 และ คอปเปลอร์ชิฟมีค่าเป็นลบ (ความถี่ลดลง)

2.6.3 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบ Rayleigh

โดยทั่วไปการใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่ของผู้ใช้ มักอยู่สูงจากพื้นผิวไม่เกิน 3 เมตร ดังนั้นสัญญาณที่ส่งผ่านจะเกิดการสะท้อนกับพื้นดินหรือสิ่งต่างๆ รอบข้างอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ ซึ่งการสะท้อนของคลื่นเหล่านี้ส่งผลให้สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับประกอบด้วยสัญญาณที่แพร่มาจากภาคส่งมากกว่าหนึ่งทิศทางและโดยทั่วไปแล้วสัญญาณเหล่านี้มักจะเดินทางมาถึงภาครับด้วยเวลาที่แตกต่างกัน และมีขนาดที่แตกต่างกันด้วยเมื่อสัญญาณเหล่านี้มารวมเข้าด้วยกัน จะได้สัญญาณที่มีแอมพลิจูดแปรเปลี่ยนอย่างมาก ปัญหานี้มีชื่อเรียกว่า มัลติพาทเฟดดิ้งไม่เพียงเท่านี้ถ้าเราพิจารณาเพิ่มเติมถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นเมื่อนำปัญหาของคอปเปลอร์ชิฟมาคิดประกอบด้วย กล่าวคือจะรวมเอาผลกระทบของคอปเปลอร์ชิฟที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ภาครับสัญญาณมาพิจารณาร่วมด้วย

พิจารณาการส่งผ่านสัญญาณไซน์ซอชอร์ความถี่เดียว f_0 ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ a เมื่อนำมาแสดงในรูปของเอกซ์โพเนนเชียลเชิงซ้อนจะได้เป็น

$$s(t) = a \exp(j2\pi f_0 t) \quad (2.50)$$

สัญญาณนี้เมื่อได้รับการส่งบนช่องสัญญาณมัลติพาท ภาครับจะได้รับสัญญาณนี้จากหลายทิศทางโดยมีแอมพลิจูดและเฟสที่เปลี่ยนแปลงแตกต่างกันไป เมื่อนำสัญญาณส่วนต่างๆ เหล่านี้มาบวกรวมกันจะได้เป็น

$$r(t) = \sum_{i=1}^n a_i \exp\{j[2\pi(f_0 + f_d \cos \theta_i)t + \phi_i]\} \quad (2.51)$$

ในสมการได้สมมติว่ามีสัญญาณที่รับได้ทั้งหมด n เส้นทาง แต่ละเส้นทางมีแอมพลิจูดเท่ากับ a_i มีค่าเฟสเท่ากับ ϕ_i และค่าคอปเปลอร์ชิฟเท่ากับ $f_d \cos \theta_i$ ซึ่งเป็นค่าที่ขึ้นกับทิศทางการ

มาถึงของสัญญาณเทียบกับทิศทางการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์รับสัญญาณ (θ_i) และค่าคอปเปอเรอร์ซีฟสูงสุดคือ $f_d = \frac{v}{\lambda}$ เมื่อจัดรูปสัญญาณใหม่จะได้

$$r(t) = \exp(j2\pi f_0 t) \sum_{i=1}^n a_i \exp(j[2\pi f_d \cos \theta_i t + \phi_i]) \quad (2.52)$$

ถ้าหากเราจะจัดสัญญาณที่ได้นี้ให้อยู่ในรูป

$$r(t) = r \exp[j(2\pi f_0 t + \phi)] \quad (2.53)$$

จะได้ว่า

$$r \exp(j\phi) = \sum_{i=1}^n a_i \exp(j[2\pi f_d \cos \theta_i t + \phi_i]) \quad (2.54)$$

$$= \sum_{i=1}^n a_i \cos(2\pi f_d \cos \theta_i t + \phi_i) + j \sum_{i=1}^n a_i \sin(2\pi f_d \cos \theta_i t + \phi_i)$$

เราสามารถเขียนความสัมพันธ์นี้ให้กระชับขึ้นในรูปของตัวแปร x และ y ดังนี้

$$r \exp(j\phi) = x + jy \quad (2.55)$$

โดย

$$x = \sum_{i=1}^n a_i \cos(2\pi f_d \cos \theta_i t + \phi_i) \quad \text{และ} \quad y = \sum_{i=1}^n a_i \sin(2\pi f_d \cos \theta_i t + \phi_i) \quad (2.56)$$

สำหรับความสัมพันธ์ระหว่าง r และ x, y ก็สามารแสดงได้ดังนี้

$$r^2 = x^2 + y^2 \quad (2.57)$$

$$x = r \cos \phi \quad (2.58)$$

$$y = r \sin \phi \quad (2.59)$$

เมื่อพิจารณาค่าของ $x = \sum_{i=1}^n a_i \cos(2\pi f_d \cos \theta_i t + \phi_i)$ จะพบว่าเนื่องจากแอมพลิจูด a_i เป็นตัวแปรเรณดอม มุม θ_i ระหว่างทิศทางการมาถึงของสัญญาณเทียบกับทิศทางการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์รับสัญญาณสามารถประมาณว่าเป็นตัวแปรเรณดอมที่มีการกระจายแบบยูนิฟอร์ม และเฟส θ_i ก็เช่นกันสามารถประมาณว่าเป็นตัวแปรเรณดอมที่มีการกระจายแบบยูนิฟอร์มที่มีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 2π ฉะนั้น x จึงเป็นค่าที่ได้จากการบวกตัวแปรเรณดอมจำนวน n ตัวเข้าด้วยกัน ซึ่งถ้าหาก

n มีค่าใหญ่พอเราสามารถนำทฤษฎีบท Central limit theorem มาใช้เพื่อสรุปว่าตัวแปรแรนดอม x มีการกระจายแบบ Gaussian โดยมีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และมีแวนเรียนซ์เท่ากับ σ_x^2 ฉะนั้น ตัวแปรแรนดอม x มีการกระจายดังนี้

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x}} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}\right] \quad (2.60)$$

เราสามารถอาศัยแนวความคิดในลักษณะเดียวกันนี้ ในการพิจารณาถึงคุณลักษณะของตัวแปร $y = \sum_{i=1}^n a_i \sin(2\pi f_k \cos\theta_i t + \phi_i)$ ว่ามีการกระจายแบบเกาส์ด้วย โดยตัวแปรแรนดอม y มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และมีแวนเรียนซ์ σ_y^2 ทั้งนี้ $\sigma_x^2 = \sigma_y^2$ และจะขอกำหนดให้เท่ากับ σ^2 ฉะนั้นตัวแปรแรนดอม y มีการกระจายดังนี้

$$p(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_y}} \exp\left[-\frac{y^2}{2\sigma_y^2}\right] \quad (2.61)$$

เมื่อทราบถึงคุณลักษณะของ x และ y แล้ว เรื่องต่อไปที่จะพิจารณา คือ คุณลักษณะเชิงแอมพลิจูดของสัญญาณที่รับได้ ณ ภาครับ ซึ่งคือค่า r นั้นเอง จากสมการ 2.57 จะเห็นว่า r มีความสัมพันธ์โดยตรงกับ x และ y ฉะนั้นเราจะอาศัยคุณสมบัติการแปลงตัวแปรแรนดอมตามทฤษฎีความน่าจะเป็นจาก x และ y ไปเป็น r และ ϕ การแปลงที่ว่านี้เป็นเรื่องที่ไม่ยากนัก ฉะนั้นเราจึงสามารถสรุปได้ว่า แอมพลิจูดของสัญญาณ r เป็นตัวแปรแรนดอมที่มีการกระจายแบบ Rayleigh (Rayleigh distribution) ดังนี้

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & r \geq 0 \\ 0 & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (2.62)$$

โดยที่ σ คือแรงดัน rms ของสัญญาณก่อนกระบวนการเอนเวโลปดีเทกชัน และ σ^2 คือกำลังเฉลี่ยทางเวลาของสัญญาณก่อนกระบวนการเอนเวโลปดีเทกชันเช่นกัน ส่วนเฟสของสัญญาณเป็นตัวแปรแรนดอมที่มีการกระจายแบบยูนิฟอร์มที่มีค่าอยู่ระหว่าง $-\pi$ ถึง π ดังนี้

$$p(\phi) = \frac{1}{2\pi} \quad -\pi \leq \phi \leq \pi \quad (2.63)$$

2.6.4 การแจกแจงบนช่องสัญญาณแบบ Rician

เป็นแบบจำลองการแจกแจงบนช่องสัญญาณที่เหมาะสมกับสภาวะแวดล้อมในเมืองซึ่งประกอบด้วยพารามิเตอร์ 2 ค่าและมีค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังสมการ

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2 - a^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left[\frac{ar}{\sigma^2}\right] \quad \text{เมื่อ } \beta \geq 0 \quad (2.64)$$

เมื่อ $I_0(x)$ คือฟังก์ชันเบสเซล (Bessel Function)

2.6.5 การแจกแจงบนช่องสัญญาณแบบ Nakagami

เป็นแบบจำลองการแจกแจงบนช่องสัญญาณที่ได้มาจากการทดลองและสามารถอธิบายปรากฏการณ์ของการแจกแจงในบริเวณอื่นๆ ได้ดี เอดจ์พุทของสัญญาณค้ำรับจะเป็นผลบวกทางเวกเตอร์ของขนาดของสัญญาณ (Signal strength) แบบจำลอง Nakagami ไม่ได้อธิบายรายละเอียดทางปัญหาค้ำเฟส อย่างไรก็ตามแบบจำลอง Nakagami ยังสามารถอธิบายแบบจำลองอื่นๆ ได้ดีอีกด้วย สามารถแสดงค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังสมการ (2.65)

$$p(r) = 2 \left(\frac{m_1}{\Omega_1}\right)^{m_1} \frac{r^{2m_1-1}}{\Gamma(m_1)} \exp\left[-\frac{m_1}{\Omega_1} r^2\right] \quad \text{เมื่อ } r \geq 0 \quad (2.65)$$

$$m_1 = \frac{\Omega_1^2}{E[(r_1^2 - \Omega_1^2)^2]} \geq 0.5 \quad (2.66)$$

โดยจุดเด่นของแบบจำลอง Nakagami คือ

(ก) เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลองและสอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในชนบทและเมืองใหญ่

(ข) เป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับการแจกแจงของแอมพลิจูด (amplitude distribution) ซึ่งแสดงด้วยตัวแปรเสริมจางหาย (m) ต่างๆ ดังนี้

- | | |
|------------------------|---|
| $m = 1$ | คือ การแจกแจงแบบ Rayleigh |
| $m = 0.5$ | คือ การแจกแจงแบบ Gaussian ข้างเดียว |
| $m \rightarrow \infty$ | คือ กรณีในอุดมคติที่ไม่มีการเพี้ยนของสัญญาณ |

บทที่ 3

เทคนิคเซิร์ฟมอดูเลชันสเปกตรัมสำหรับการ การสื่อสารไร้สายยุคที่ 4

สัญญาณเซิร์ฟ เป็นเทคนิคของการมอดูเลตแบบ Linear Frequency Modulation ซึ่งใช้สำหรับการสื่อสารแบบหลายผู้ใช้งานที่มีพลังงานและแบนด์วิดท์ที่เท่ากัน [11] การวิเคราะห์เพื่อหาการประมาณค่าของการแทรกสอดของหลายผู้ใช้งาน และอัตราความผิดพลาดของบิต ของเทคนิค Chirp modulation spread spectrum แบบเดิม เสนอใน [13] เทคนิคการเซิร์ฟนิยมนำมาใช้หลายลักษณะ เช่น ในการสื่อสารโซนาร์และเรดาร์ เนื่องจาก สัญญาณเซิร์ฟให้ระยะที่แม่นยำในการประมาณค่าเพื่อแก้ไขปัญหาของการเกิดคอปเปอร์ซีฟดีกว่าพัลส์ชนิดอื่น ป้องกันสัญญาณรบกวนให้ประสิทธิภาพสูงในแบนด์วิดท์ที่จำกัด ไม่ต้องการการซิงโครไนซ์ มีคุณสมบัติอัตโนมัติสัมพันธ์ข้ามค่านลบ (negative cross correlation) มากกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณแบบไซน์ (Sinusoidal) และทนต่อการรบกวนที่เกิดจากช่องสัญญาณการจางหายและปรากฏการณ์คอปเปอร์ซีฟ

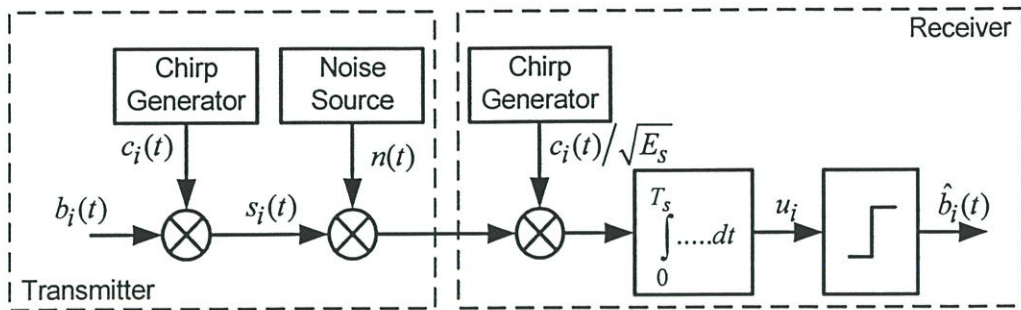
ในการเข้าถึงแบบหลายผู้ใช้งาน เทคนิคของเฟสเซิร์ฟมอดูเลชันที่นำเสนอ จะใช้สัญญาณแบบแอนติโพอดอล (Antipodal) ด้วยการเลือกค่าอัตราการเซิร์ฟและเฟสที่เหมาะสม ทำให้ประสิทธิภาพของระบบดีขึ้น ในการสื่อสารไร้สายเคลื่อนที่ เมื่อผู้ใช้งานมีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วสูง สัญญาณที่รับได้จะเกิดการแกว่งขึ้นเนื่องจากผลกระทบจากปรากฏการณ์คอปเปอร์ซีฟ และการจางหายแบบเลื่อนความถี่ ส่งให้การตีความข้อมูลทางด้านรับเกิดความผิดพลาด ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการพัฒนา เทคนิคเฟสเซิร์ฟมอดูเลชันสเปกตรัมสำหรับการใช้งานในการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 เพื่อแก้ปัญหการจางหายและเพิ่มประสิทธิภาพของระบบเดิม โดยได้ทำการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดของบิตของระบบ DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum), CMSS (Chirp Modulation Spread Spectrum) และ PCMSS (Phase Chirp Modulation Spread Spectrum) บนช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างและบนสถานะที่มีปรากฏการณ์คอปเปอร์ซีฟ รวมถึงการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดของบิตกับจำนวนของผู้ใช้งานที่เพิ่มขึ้นด้วย

3.1 การออกแบบจำลองของระบบมอดูเลชันสเปกตรัมด้วยสัญญาณเซิร์ฟ

3.1.1 ระบบเซิร์ฟมอดูเลชันสเปกตรัม

(Chirp Modulation Spread Spectrum)

จากการสเปกตรัมด้วยการมอดูเลตโดยใช้สัญญาณเซิร์ฟ (CMSS) แสดงในรูปแบบที่ 3.1 จากรูปเป็นแบบจำลองของระบบสำหรับ M ผู้ใช้งาน



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบ CMSS

การมอดูเลชันสเปกตรัมค้ำวยการโดยใช้สัญญาณเชิรฟ์เสนอน [13]. เป็นระบบที่ใช้ในการสื่อสารแสดงดังรูปที่ 3.1 ที่เครื่องส่งสัญญาณทุกผู้ใช้งานจะทำการส่งบิตข้อมูลตั้งสมการ $b_i(t) \in \{-1, +1 | 0 \leq t \leq T_s\}$ มีกำลังงานส่ง $P_i, i = 1, 2, \dots, M$ โดย T_s เป็นค่าช่วงเวลาของบิต กำหนดให้ทุกผู้ใช้งานใช้กำลังงานของบิตที่เท่ากันคือ $P_i = P_j \forall i$ ระบบนี้จะเป็นการส่งสัญญาณแบบบิตซึ่งง่ายในการพัฒนาเป็นการส่งแบบสัญลักษณ์ (Symbol) ต่อไป การสเปกตรัมและการแปลงความถี่แคเรียร์ f_c ทำได้โดยการคูณด้วยสัญญาณเชิรฟ์จะได้สัญญาณส่งดังนี้

$$s_i(t) = b_i(t)c_i(t) \quad (3.1)$$

ทุกผู้ใช้งานมีค่าสัญญาณเชิรฟ์ที่แตกต่างกันในชุดของสัญญาณการสเปกตรัม เมื่อสัญญาณส่งคือ

$$c_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos(2\pi f_c t + \pi\alpha_i^a t^2 + \pi\theta_i^a), & 0 \leq t < \frac{T_s}{2} \\ \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos \left[2\pi f_c t + 2\pi\alpha_i^a \frac{T_s}{2} \cdot \left(t - \frac{T_s}{2} \right) + \pi\alpha_i^b \left(t - \frac{T_s}{2} \right)^2 + \pi\theta_i^b \right], & \frac{T_s}{2} \leq t < T_s \end{cases} \quad (3.2)$$

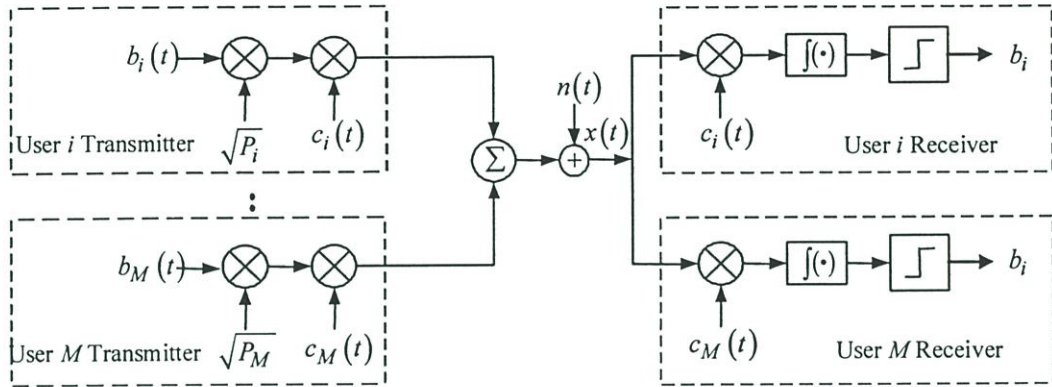
ข้อมูลแบบไบนารี $b_i(t) \in \{-1, +1 | 0 \leq t \leq T_s\}$ ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณเชิรฟ์ที่เป็นเชิงเส้น $c_i(t)$ ที่มีพลังงาน E_s ที่จุดกึ่งกลางของความถี่แคเรียร์ f_c ซึ่ง $\alpha_i^a, \alpha_i^b \in \mathbb{R}^+$ คือค่าอัตราการเชิรฟ์ และ $\theta_i^a, \theta_i^b \in \mathbb{R}$ คือค่าของเฟสเริ่มต้น และทุกผู้ใช้งานจะมีแบนด์วิดท์เท่ากันคือ

$$W_c = (\alpha_i^a + \alpha_i^b) \frac{T_s}{2} \quad (3.3)$$

3.1.2 ระบบเฟสเชิร์ฟมอดูเลชันสเปกตรัม

(Phase Chirp Modulation Spread Spectrum)

การมอดูเลชันสเปกตรัมด้วยการโคจรใช้สัญญาณเชิร์ฟเชิงเฟส (PCMSS) จะใช้สำหรับช่องสัญญาณที่มีการเข้าถึงแบบหลายผู้ใช้งาน โดยแบบจำลองของระบบแสดงดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของระบบ PCMSS

ทุกผู้ใช้งานจะมีค่าสัญญาณเชิร์ฟ $c_i(t)$ ที่แตกต่างกันในชุดของสัญญาณการสเปกตรัมที่ส่งคือ

$$c_i(t) = \begin{cases} \sqrt{2} \cos \left[2\pi f_c t + i\pi\Delta\bar{\alpha} \left(t^2 + \bar{\theta} \right) \right], & 0 \leq t < \frac{T_s}{2} \\ \sqrt{2} \cos \left[2\pi f_c t + 2\pi\Delta\bar{\alpha} \frac{T_s}{2} \cdot \left(t - \frac{T_s}{2} \right) + \pi\Delta\bar{\alpha} \left(t - \frac{T_s}{2} \right)^2 + \pi\Delta\bar{\alpha}\bar{\theta} \right], & \frac{T_s}{2} \leq t < T_s \end{cases} \quad (3.4)$$

เมื่อ $\Delta\bar{\alpha} \in \mathfrak{R}^+$ คือค่าของอัตราการเชิร์ฟ และ $\bar{\theta} \in \mathfrak{R}$ คือเฟสสำหรับสัญญาณการสเปกตรัมการเชิร์ฟที่เป็นเชิงเส้นจะทำให้ทุกผู้ใช้งานมีแบนด์วิดท์และกำลังงานที่เท่ากัน ค่าพารามิเตอร์อัตราของการเชิร์ฟ $\Delta\bar{\alpha}$ และค่าพารามิเตอร์การเปลี่ยนแปลงเฟส $\bar{\theta}$ จะส่งผลอย่างมากต่อประสิทธิภาพของระบบ ซึ่งทุกผู้ใช้งานมีแบนด์วิดท์ที่เท่ากันคือ

$$B = \frac{\Delta\bar{\alpha}}{2T_s} \quad (3.5)$$

ค่าอัตราการใช้จะขึ้นอยู่กับค่าของแบนด์วิดและจำนวนของผู้ใช้งาน ซึ่งได้ตั้งสมการ $\Delta\bar{\alpha} = 2BT_s/M$ และค่าของเฟส $\bar{\theta}$ จะสามารถหาได้จากการคำนวณหาได้ค่าที่น้อยที่สุดจากทุกค่าของสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Cross Correlation Coefficient) ค่าของใช้เฟสจะต้องมีค่ามากกว่า 1 ($\Delta\bar{\alpha} \geq 1$) เพื่อให้มีรหัสของการสเปรคคิง หากมีค่าน้อยกว่าจะทำให้เกิดช่องว่างระหว่างเวลากับความถี่ ซึ่งเป็นผลให้ระบบไม่ได้รับ รหัสสุ่ม (Pseudo Random) ซึ่งเป็นผลให้ระบบเกิดการแทรกสอดจากหลายผู้ใช้งานได้ ค่าของการนอมอลไลซ์ เวลาและแบนด์วิด (Normalized Time-Bandwidth Product) ถูกใช้สำหรับวัดเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบที่พัฒนาดังนี้

$$TB = \frac{T_s B}{M} \quad (3.6)$$

อัตราความผิดพลาดของบิตของระบบ PCMSS และ CMSS หาได้จาก [11]

$$BER = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \frac{1}{2^{M-1}} \sum_{B_i} Q \left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \left[1 - \sum_{j=1}^M b_j(t) \rho_{ij} \right] \right) \quad (3.7)$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2}} \operatorname{erfc}(x) \quad (3.8)$$

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

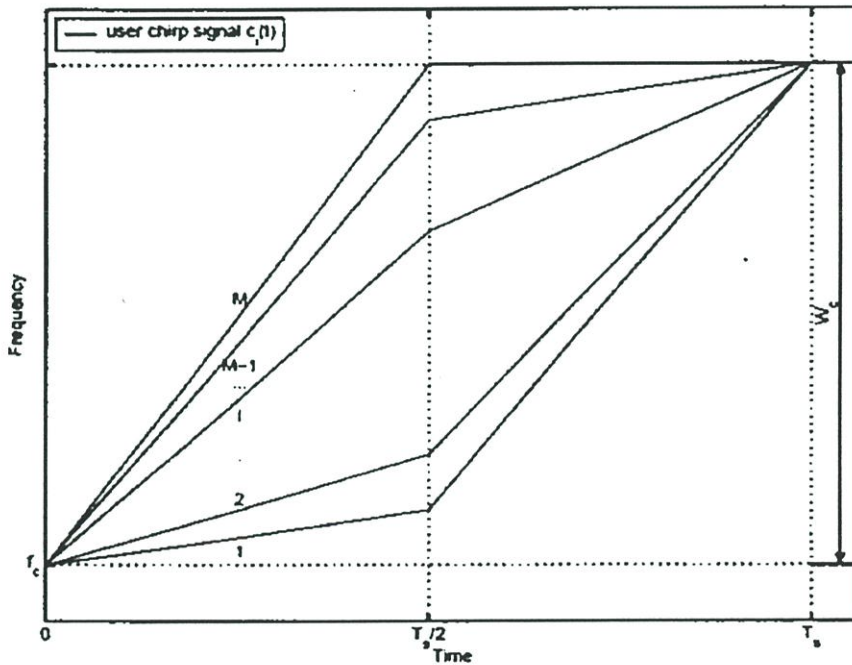
ในระบบ M ช่องสัญญาณของแต่ละผู้ใช้งาน จะมีการแบ่งด้วยค่า เส้นความชันที่ขนานกัน (Parallel-sloped slices) ของแบนด์วิดที่ร่วมกันระหว่าง โดเมนเวลาและความถี่ (Time-frequency domain) เมื่อเปรียบเทียบกับระบบเดิมที่มีอยู่ คือ TDMA ซึ่งเส้นความชันของช่องสัญญาณจะขนานกับแกนเวลา และ FDMA ที่ความชันของช่องสัญญาณจะขนานกับแกนความถี่

ทุกๆผู้ใช้งานจะทำการส่งสัญญาณ $s_i(t)$ ผ่านช่องสัญญาณการจางหาย โดยจางหายนี้มีผลกระทบเฉพาะแอมพลิจูดของสัญญาณ มีค่าเวลาที่โคฮีเรนท์ T_c ที่มีค่ามากกว่าช่วงเวลาของบิต T_s เรากำหนดให้ช่องสัญญาณ ไม่มีการคี่เลย์และระบบซิงโครไนซ์กัน

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

$$r(t) = \sum_{i=1}^M s_i(t) + n(t) \quad (3.9)$$

ตัวรับของทุกผู้ใช้งานจะมีการนำสัญญาณที่รับได้ $r(t)$ ไปคูณกับโคฮีเรนต์ โดยมีการสร้างสัญญาณการสเปคตริงพลังงานของยูนิท $c_i(t)$ และทำการอินทิเกรตผลที่ได้ในแต่ละช่วงเวลาของแต่ละชิมโบล ซึ่งจะได้รับค่าตัวแปรที่ใช้ในการตัดสินใจ การประมาณระดับของสัญญาณการตัดสินใจสำหรับข้อมูลที่ส่งมา จะได้รับการตัดสินใจทางสัญลักษณ์ (Sign of the decision variable) ของตัวแปรที่ตัดสินใจออกมาได้ ด้านรับจะใช้ตัวรับแบบออสสัมพันธ์ (Correlation receiver) โดยค่าสัมประสิทธิ์ของ ออสสัมพันธ์ข้าม (Cross-correlation coefficient) กำหนดได้จากสัญญาณที่รับได้กับ รหัสการสเปคตริงที่โคฮีเรนต์ ในระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง สัญญาณเซิร์ฟจะทำการสเปคตริงทุกช่วงเวลาปิด



รูปที่ 3.3 สัญญาณเซิร์ฟในแกนเวลา-ความถี่ในกรณี M ผู้ใช้งาน

ค่าสัมประสิทธิ์ของออสสัมพันธ์ไขว้ (Cross Correlation Coefficient) ระหว่างสัญญาณเซิร์ฟที่ส่งและรับสามารถหาได้จากสมการที่ (3.10)

$$\rho_{ij} = \frac{1}{E_s} \int_0^{T_s} c_i(t) c_j(t) dt \quad (3.10)$$

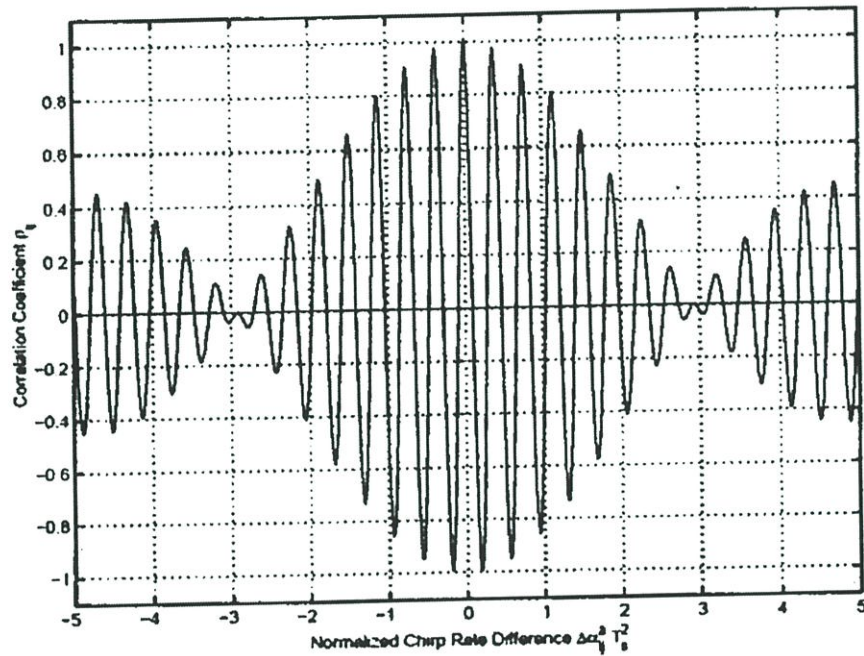
ซึ่งสัมประสิทธิ์ของออสสัมพันธ์ไขว้มีค่าประมาณ

$$\rho_{ij} \approx \frac{1}{2} \int_0^{1/2} \cos \left[\left(i - j \pi \Delta \alpha_{ij} (\tau^2 + \theta) \right) \right] + \cos \left[\left(i - j \right) \pi \Delta \alpha_{ij} \left[\tau - \tau^2 + \frac{\theta^2}{4} \right] \right] dt \quad (3.11)$$

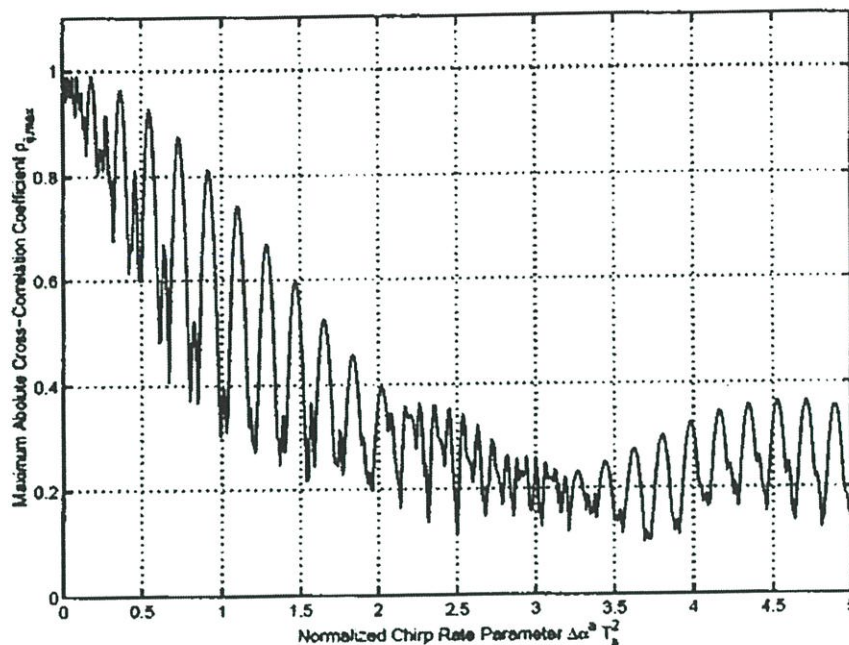
ซึ่ง ρ_{ij} จะขึ้นอยู่กับความแตกต่างของอัตราเซิร์ฟ และค่าของเฟสเริ่มต้น

โดยที่ค่าของสัมประสิทธิ์สัมพันธ์สูงสุดของสหสัมพันธ์ไขว้ (Maximum Absolute Cross Correlation Coefficient) แสดงได้ดังสมการที่ (3.12) โดยที่กราฟแสดงความสัมพันธ์ของค่าสัมประสิทธิ์สัมพันธ์สูงสุดของสหสัมพันธ์ไขว้ของสัญญาณเซิร์ฟแสดงดังรูปที่ 3.4 และกราฟแสดงความสัมพันธ์ของค่าผลรวมของค่าสัมประสิทธิ์สัมพันธ์สูงสุดของสหสัมพันธ์ไขว้ของสัญญาณเซิร์ฟแสดงดังรูปที่ 3.5

$$\rho_{sum,max} = \max_{i=1,2,\dots,M} \sum_{j=1, j \neq i}^M |\rho_{ij}| \quad (3.12)$$



รูปที่ 3.4 กราฟความสัมพันธ์ของค่าสัมประสิทธิ์สัมพันธ์สูงสุดของสหสัมพันธ์ไขว้ของสัญญาณเซิร์ฟ

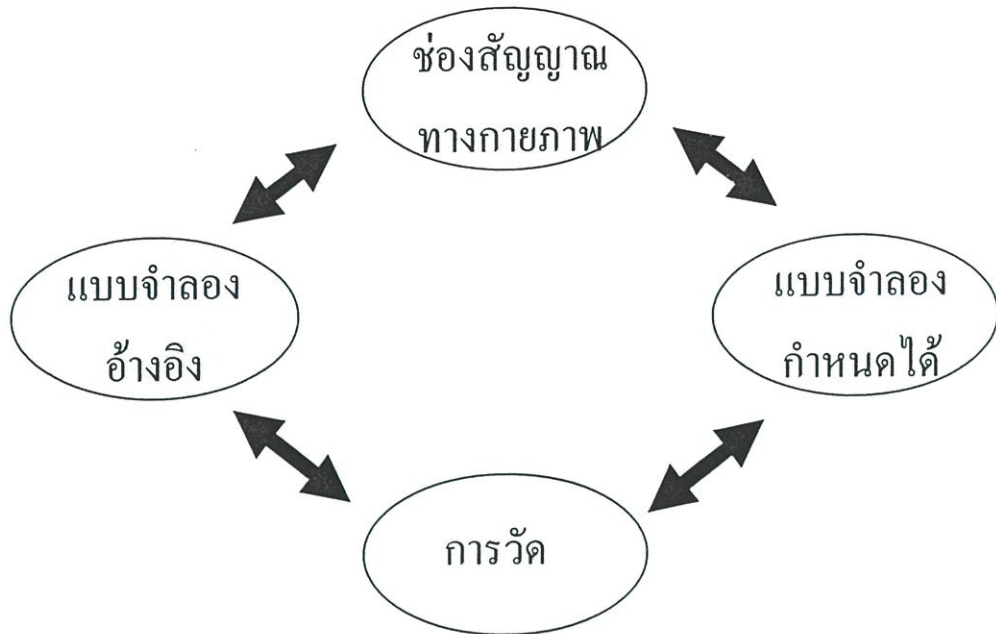


รูปที่ 3.5 กราฟความสัมพันธ์ของค่าผลรวมของค่าสัมประสิทธิ์สัมบูรณ์สูงสุดของสหสัมพันธ์ไขว้ของสัญญาณ chirp

3.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณการจางหาย

3.2.1 แบบจำลองของช่องสัญญาณแบบเบเรย์ลีและไรเชียน

วิธีการสร้างแบบจำลองในปัจจุบันมีความสำคัญอย่างมาก โดยวิธีการเหล่านี้ไม่เพียงแต่สามารถที่จะเป็นแบบจำลองคุณสมบัติทางสถิติลำดับที่หนึ่ง เช่น ค่าฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของแอมพลิจูดบนช่องสัญญาณได้เท่านั้น ยังสามารถที่จะพิจารณาค่าคุณสมบัติทางสถิติลำดับที่สอง เช่น ค่า Level-crossing rate (LCR) ได้ด้วยซึ่งแบบจำลองเหล่านี้มีหลักการที่สำคัญอยู่ 2 ประการ ประการแรกจะเป็นการหาแบบจำลองของช่องสัญญาณที่สามารถอธิบายได้ด้วยกระบวนการเชิงสถิติ (Stochastic Process) [23,24,25] ในอุดมคติ ซึ่งเหมาะสำหรับใช้ในการเป็นแบบจำลองของช่องสัญญาณแบบ Frequency Selective และ Frequency Flat โดยเราเรียกแบบจำลองทั้งสองชนิดว่า แบบจำลองอ้างอิง (Reference Model) ส่วนประการที่สองจะเป็นการหาแบบจำลองที่มีประสิทธิภาพและความยืดหยุ่นเพียงพอที่จะใช้แทนช่องสัญญาณซึ่งมีอยู่หลายรูปแบบที่เราเรียกว่า แบบจำลองกำหนดได้ (Deterministic Model) โดยรูปที่ 3.6 แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณทางกายภาพ แบบจำลองอ้างอิง และแบบจำลองกำหนดได้ ซึ่งคุณภาพของแบบจำลองอ้างอิงและแบบจำลองกำหนดได้ จะประเมินจากค่าคุณสมบัติต่างๆ กับค่าที่ได้จากการวัดจากช่องสัญญาณจริง



รูปที่ 3.6 ความสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณทางกายภาพ แบบจำลองอ้างอิง และแบบจำลองกำหนดได้ และค่าที่ได้จากการวัด

เมื่อสัญญาณถูกส่งไปยังเครื่องรับ สภาพแวดล้อมแต่ละแบบจะทำให้สัญญาณเกิดการหักเห เบี่ยงเบน และกระจายออกเป็นหลายทิศทาง ซึ่งถ้าเส้นทางสัญญาณตรงถูกบดบังโดยวัตถุบางอย่าง แบบจำลองที่เหมาะสมควรจะเป็นแบบเรย์ลี แต่ถ้าสัญญาณที่รับได้มีส่วนที่เป็นเส้นทางสัญญาณตรงควรจะอ้างอิงโดยแบบจำลองไรเซียน โดยสามารถอธิบายกระบวนการสร้างแบบจำลองทั้ง 2 นี้ ได้จากผลรวมส่วนประกอบต่างๆ ของสัญญาณที่รับได้ $\mu(t)$ ซึ่งอยู่ในรูป

$$\mu(t) = \mu_1(t) + j\mu_2(t) \quad (3.13)$$

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

$$m(t) = m_1(t) + jm_2(t) = \rho e^{j(2\pi f_\rho + \theta_\rho)} \quad (3.14)$$

โดยที่ ρ , f_ρ และ θ_ρ เป็นค่าแอมพลิจูด ความถี่ดอปเปลอร์ และเฟสของเส้นทางสัญญาณตรงตามลำดับ ซึ่งสัญญาณที่รับได้เป็นผลรวมของส่วนที่กระจาย และส่วนที่เป็นเส้นทางสัญญาณตรง โดยผลรวมนี้จะเป็น

$$\mu_\rho(t) = \mu_{\rho 1}(t) + j\mu_{\rho 2}(t) = \mu(t) + m(t) \quad (3.15)$$

แบบจำลองเรย์ลีที่ไม่มีเส้นทางสัญญาณตรงจะมีค่าเป็นค่าสัมบูรณ์ของสมการ (3.13) จะได้

$$\xi(t) = |\mu(t)| = |\mu_1(t) + j\mu_2(t)| \quad (3.16)$$

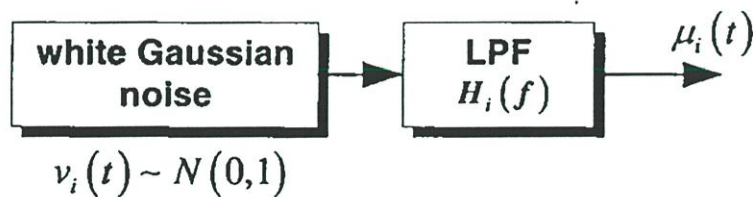
และค่าสัมบูรณ์จากสมการ (3.15) จะเป็นแบบจำลองไรซ์

$$\xi(t) = |\mu_p(t)| = |\mu(t) + m(t)| \quad (3.17)$$

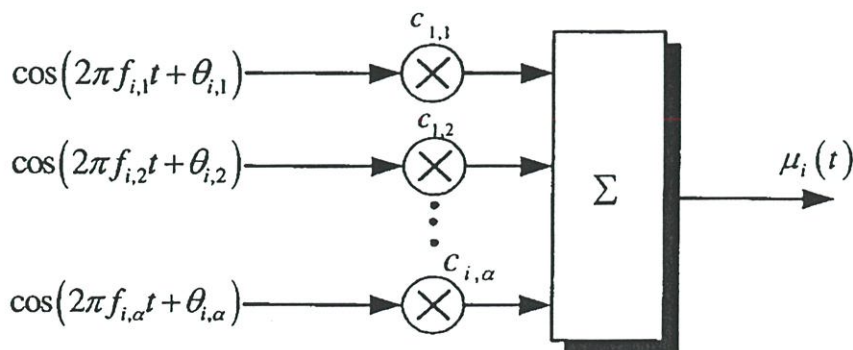
สังเกตว่าการหาแบบจำลองเรย์ลีและไรซ์ จะได้จากกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ ซึ่งแบบจำลองที่ใช้ในการหากระบวนการสุ่มแบบเกาส์ มีอยู่ 2 วิธี คือ การใช้ฟิลเตอร์และวิธีการไรซ์ โดยรูปที่ 4.6 แสดงถึงการใช้ฟิลเตอร์ เมื่อกำหนดให้สัญญาณเกาส์สีขาว $v_i(t)$ เป็นอินพุทของฟิลเตอร์แบบไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (time-invariant filter) มีฟังก์ชันถ่ายโอน $H_i(f)$ เป็นแบบอุดมคติ คือสามารถใช้ได้กับทุกค่าการตอบสนองทางความถี่ ซึ่งถ้า $v_i(t) \sim N(0,1)$ เราจะได้ค่า $\mu_i(t)$ ที่เอาที่พุทของฟิลเตอร์เป็นกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ รูปที่ 3.8 แสดงถึงหลักการของวิธีการไรซ์ โดยพื้นฐานมาจากผลรวมค่าน้ำหนักของฟังก์ชันฮาร์โมนิกจำนวนไม่จำกัด โดยฟังก์ชันฮาร์โมนิกเหล่านี้จะมีช่วงห่างของความถี่เท่าๆ กันและมีเฟสแบบสุ่มจากหลักการนี้จะทำให้ได้ $\mu_i(t)$ เป็น

$$\mu_i(t) = \lim_{N_i \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^{N_i} c_{i,n} \cos(2\pi f_{i,n}t + \theta_{i,n}) \quad , (n=1,2,\dots,N_i) \quad (3.18)$$

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



รูปที่ 3.7 การหา $\mu_i(t)$ โดยใช้ฟิลเตอร์



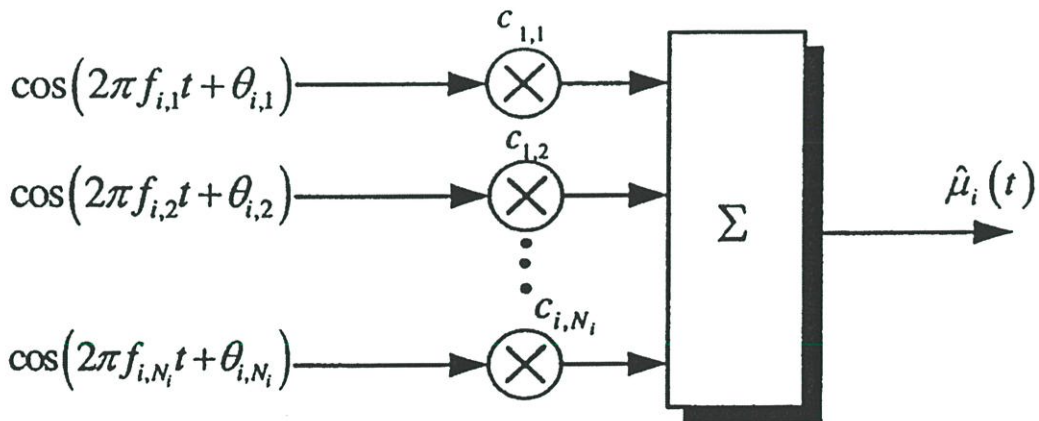
รูปที่ 3.8 การหา $\mu_i(t)$ โดยวิธีการไรซ์

กระบวนการทั้ง 2 วิธีนี้เป็นกระบวนการแบบ Stochastic แบบอุดมคติและสามารถใช้เป็นแบบจำลองอ้างอิงได้เท่านั้น เนื่องจากกระบวนการทั้ง 2 นี้ที่ทำให้ไม่สามารถหาค่า $\mu_i(t)$ ที่ถูกต้องแน่นอนได้ โดยในการใช้ฟิลเตอร์ ค่าฟังก์ชันถ่ายโอน $H_i(f)$ จะต้องเป็นแบบอุดมคติ ส่วนวิธีการไรซ์ จำนวนของฟังก์ชันฮาร์โมนิก N_i จะต้องมีค่าไม่จำกัด ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นการนำวิธีการไรซ์ มาประยุกต์เพื่อให้ได้แบบจำลองของช่องสัญญาณการจางหาย ถ้าเรากำหนดให้จำนวนของฟังก์ชันฮาร์โมนิก N_i มีค่าจำกัดตามสมการ (3.13) จะได้กระบวนการเชิงสถิติเป็น

$$\hat{\mu}_i(t) = \sum_{n=1}^{N_i} c_{i,n} \cos(2\pi f_{i,n}t + \theta_{i,n}) \quad (3.19)$$

แบบจำลองของสมการ (3.19) แสดงในรูปที่ 3.9 โดยที่ $\hat{\mu}_i(t) \approx \mu_i(t)$ ก็ต่อเมื่อ $N_i \rightarrow \infty$ ซึ่งถ้าพิจารณาค่า $\theta_{i,n}$ เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายตัวแบบยูนิฟอร์ม จะได้กระบวนการกำหนดได้ $\bar{\mu}_i(t)$ เป็น

$$\bar{\mu}_i(t) = \sum_{n=1}^{N_i} c_{i,n} \cos(2\pi f_{i,n}t + \theta_{i,n}) \quad (3.20)$$



รูปที่ 3.9 แบบจำลองของกระบวนการเชิงสถิติ

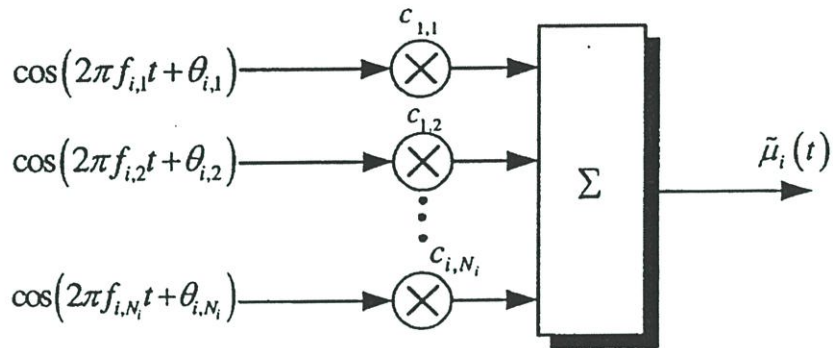
รูปที่ 3.10 แสดงถึงแบบจำลองกระบวนการกำหนดได้ $\bar{\mu}_i(t)$ โดยที่การเลือกค่าตัวแปร $c_{i,n}$, $f_{i,n}$, N_i และ $\theta_{i,n}$ ที่เหมาะสมจะมีผลทำให้ $\hat{\mu}_i(t) \approx \mu_i(t)$ และจากสมการที่ (3.16) จะได้กระบวนการกำหนดได้แบบเรย์ลี เป็น

$$\bar{\xi}(t) = \left| \bar{\mu}(t) \right| = \left| \bar{\mu}_1(t) + j \bar{\mu}_2(t) \right| \quad (3.21)$$

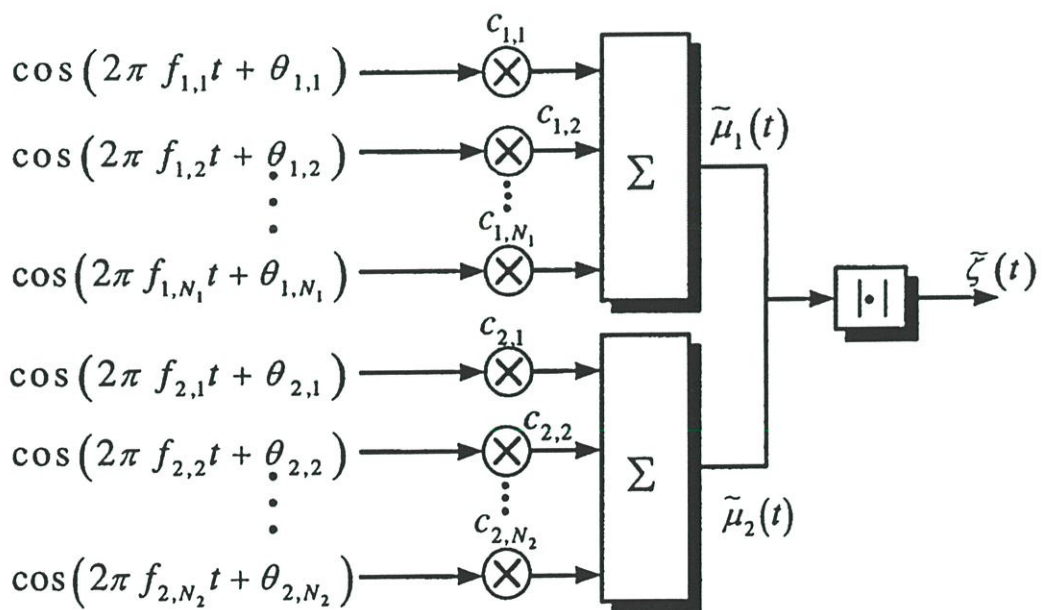
และค่ากระบวนการกำหนดได้แบบไรซ์ เป็น

$$\tilde{\zeta}(t) = \left| \tilde{\mu}_\rho(t) \right| = \left| \tilde{\mu}(t) + m(t) \right| \quad (3.22)$$

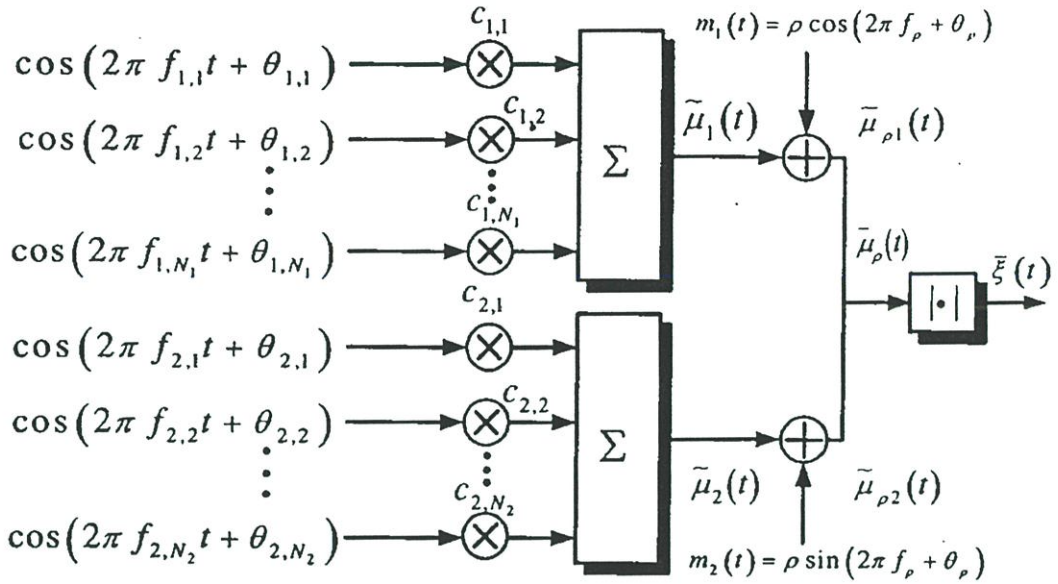
รูปที่ 3.11 และ 3.12 แสดงถึงโครงสร้างของกระบวนการกำหนดได้แบบเรย์ลีและกระบวนการกำหนดได้แบบไวซ์ ตามลำดับ



รูปที่ 3.10 แบบจำลองของกระบวนการกำหนดได้



รูปที่ 3.11 แผนภาพการสร้างช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี



รูปที่ 3.12 แผนภาพการสร้างช่องสัญญาณการจางหายแบบไรเซียน

3.2.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณแบบนาคากามิ-เอ็ม

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะใช้การวิเคราะห์ผ่านการจางหายแบบเรย์ลีในการหาแบบจำลองของช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม โดยพิจารณาจากรูปที่ 3.13 ซึ่งแสดงถึงสภาพแวดล้อมของการจางหายที่เกิดขึ้น เมื่อเรากำหนดให้สัญญาณผ่านสภาพแวดล้อมที่ทำให้เกิดการกระจายตัวออกเป็นหลายทิศทาง เหมือนกับสัญญาณผ่านการจางหายแบบเรย์ลี นอกจากนั้นยังกำหนดให้สัญญาณที่ผ่านการจางหายแบบเรย์ลีนี้ ผ่านสภาพแวดล้อมอีก จนได้สัญญาณสุดท้ายเป็นสัญญาณที่ผ่านการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม ซึ่งแบบจำลองที่สร้างขึ้นนี้ทำให้สามารถสร้างความสัมพันธ์ระหว่างการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็มที่สอดคล้องกับการจางหายแบบเรย์ลีโดยอาศัยฟังก์ชันการกระจายตัวแบบเพิ่ม ดังนั้นถ้าเราระบุให้สัญญาณที่ผ่านการจางหายแบบเรย์ลีมีค่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์ตัวเองที่แน่นอน เราก็สามารถหาค่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์ตัวเองของสัญญาณที่ผ่านการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม ได้จากการเปลี่ยนรูปค่าฟังก์ชันการกระจายตัวเพิ่ม ที่เปลี่ยนการจางหายแบบเรย์ลีให้เป็นการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม แบบจำลองของช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็มแสดงในรูปที่ 3.13 โดยจะใช้แบบจำลองของช่องสัญญาณของการจางหายแบบเรย์ลี เพื่อหากรอบคลื่นและเฟสของการจางหายแบบเรย์ลี จากนั้นกำหนดให้ตัวแปรสุ่ม R แทนกรอบคลื่นและตัวแปรสุ่ม θ แทนเฟสที่สอดคล้องกับ R จะได้การเปลี่ยนรูปเป็น [24]

$$u = F_{Ray}(r) \left(1 - e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \right) \quad (3.23)$$

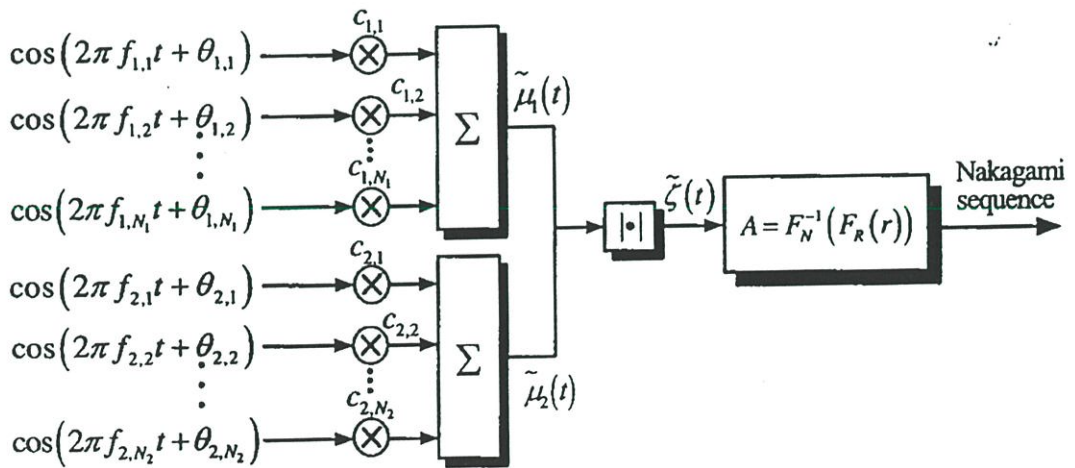
โดยที่ σ^2 แทนค่าโมเมนต์อันดับที่สองของตัวแปรสุ่ม R ($\sigma^2 = E[R^2]$) ซึ่งสมการที่ (3.23) จะทำการเปลี่ยนค่าตัวแปรสุ่ม R ให้เป็น ตัวแปรสุ่มแบบสม่ำเสมอ (Uniform random variable) ที่มีค่าอยู่ในช่วง $(0,1]$ ในส่วนของฟังก์ชันผกผันของค่าฟังก์ชันการกระจายตัวแบบเพิ่มของการแจกแจงแบบนาคากามิ-เอม $F_R^{-1}(u)$ จะสามารถหาค่าที่เกี่ยวข้องได้โดย

$$F_R(x) = \int_0^{x(\mu)} \left[\frac{2m^m t^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \right] e^{-\left(\frac{m}{\Omega}\right)t^2} dt \quad (3.24)$$

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

$$A = F_R^{-1}(u) \quad (3.25)$$

เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายตัวแบบนาคากามิ-เอมจากตัวแปรสุ่มแบบเรย์ลี โดยการใช้การเปลี่ยนรูปในสมการที่ (3.25) แทนที่จะสร้างโดยตรงจากตัวแปรสุ่มแบบสม่ำเสมอ ซึ่งการออกแบบนี้ทำให้ได้ค่าตัวแปรสุ่มแบบนาคากามิ-เอมในสถานะสุดท้าย ที่มีคุณสมบัติทางสหสัมพันธ์และคุณสมบัติทางสถิติที่เหมาะสม



รูปที่ 3.13 โครงสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณการแจกแจงแบบนาคากามิ-เอม

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

$$G(\eta) = \eta + \frac{a_1\eta + a_2\eta^2 + a_3\eta^3}{1 + b_1\eta + b_2\eta^2} \quad (3.26)$$

โดยที่ η เป็นค่า ancillary variable ซึ่งมีค่าเป็นดังสมการ

$$\eta = \left[\sqrt{\ln \frac{1}{1-u}} \right]^{\frac{1}{m}} \quad (3.27)$$

ค่า a_1, a_2, a_3, b_1 และ b_2 เป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่ทำให้เกิดค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุดและทำให้ $G(u) \approx F_R^{-1}(u)$ ส่วนค่า m เป็นตัวแปรของการแจกแจงแบบนาคากามิ-เอ็ม ตารางที่ 3.1 แสดงถึงค่าสัมประสิทธิ์เหล่านี้ที่สอดคล้องกับค่า m

ตารางที่ 3.1 ค่า a_1, a_2, a_3, b_1 และ b_2 ที่สอดคล้องกับค่า m ต่างๆ [25]

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

บทที่ 4

ผลการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบ

ผลการวิเคราะห์ที่ได้เป็นผลที่ได้จากแบบจำลองของระบบ CMSS และ PCMSS ที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 กล่าวคือสำหรับด้านภาคส่ง ข้อมูลของแต่ละผู้ใช้จะถูกแผ่ออก ซึ่งจะได้ฟังก์ชัน $s_i(t)$ และส่งผ่านไปยังช่องสัญญาณ $h_i(t)$ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิ้ง (Rayleigh Fading) ไรเซียนเฟดดิ้ง (Rician Fading) และ นากากามิเฟดดิ้ง (Nakagami Fading) โดยจะพิจารณาผลกระทบของแอมพลิจูดของสัญญาณ $s_i(t)$ และช่องสัญญาณเฟดดิ้งของแต่ละผู้ใช้ จะถูกรวมกับสัญญาณเกาส์แบบขาว (AWGN) ที่มีความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลัง (PSD) เท่ากับ $N_0/2$ ส่วนในทางภาครับอาศัยการตีเทคแบบสหสัมพันธ์ (Correlation Detection) ซึ่งจะต้องพิจารณาผลสัมประสิทธิ์ของสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross Correlation) ระหว่างสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณเชิงพีที่ใช้ในการสเปกตรัมในแต่ละผู้ใช้งานส่วนในการประมาณค่าเทรชโฮลด์ (Threshold) ของแต่ละผู้ใช้งานแสดงได้โดย [13].

$$\hat{b}_i(t) = \text{Sgn} \left[\frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} x(t) c_i(t) dt \right] \quad (4.1)$$

ในส่วนนี้จะแสดงผลของการจำลองระบบ ด้วยโปรแกรม MATLAB ซึ่งตารางที่ 4.1 กำหนดพารามิเตอร์ของการจำลองระบบภายใต้มาตรฐานของการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 และ การกำหนดพารามิเตอร์ในการจำลองระบบในตารางที่ 4.2 [2-7]

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้จำลองระบบ [2-7]

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

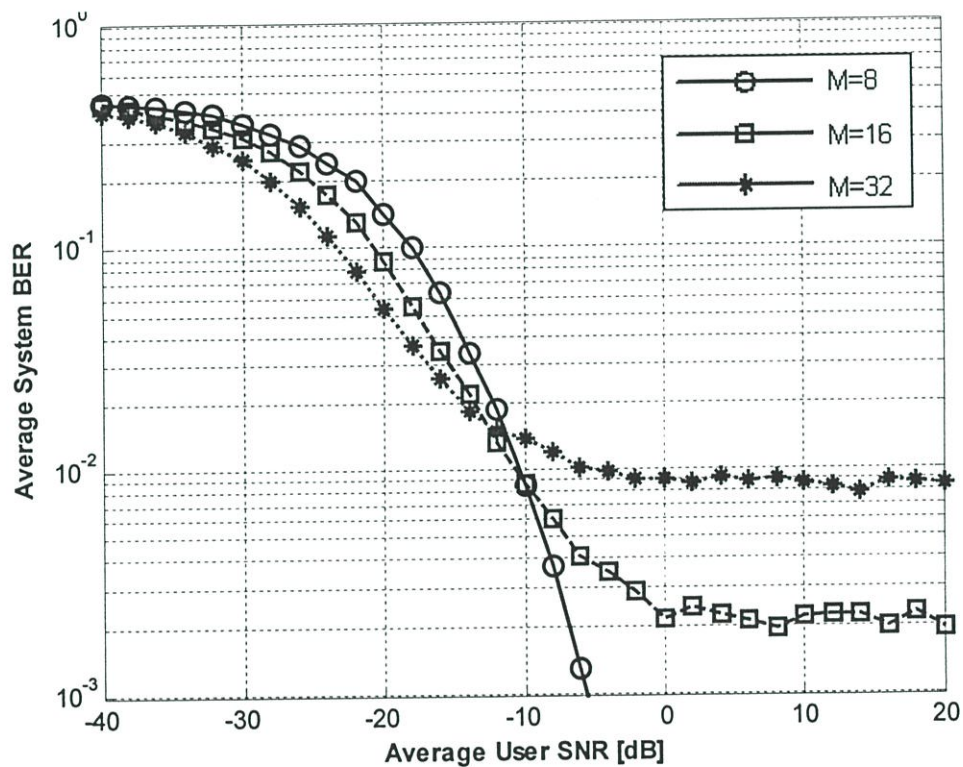
4.1 ผลจากการเปลี่ยนแปลงจำนวนผู้ใช้งานในระบบ

(Variable Number of User Parameter: M)

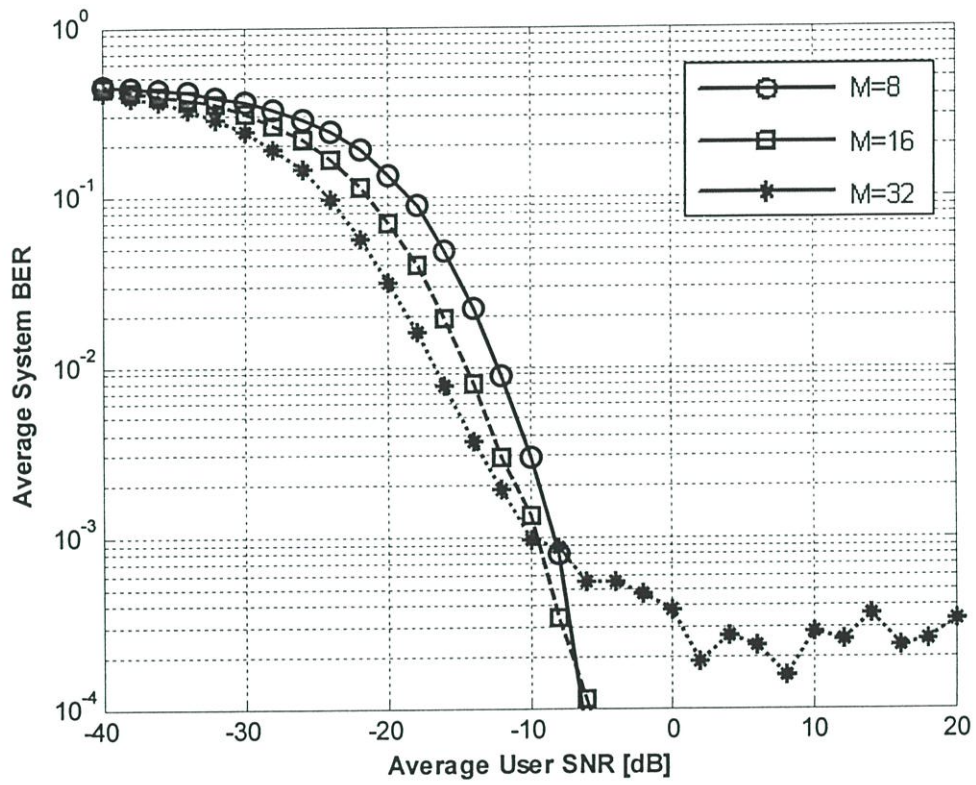
ตารางที่ 4.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบเมื่อเปลี่ยนแปลงจำนวนผู้ใช้งาน

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

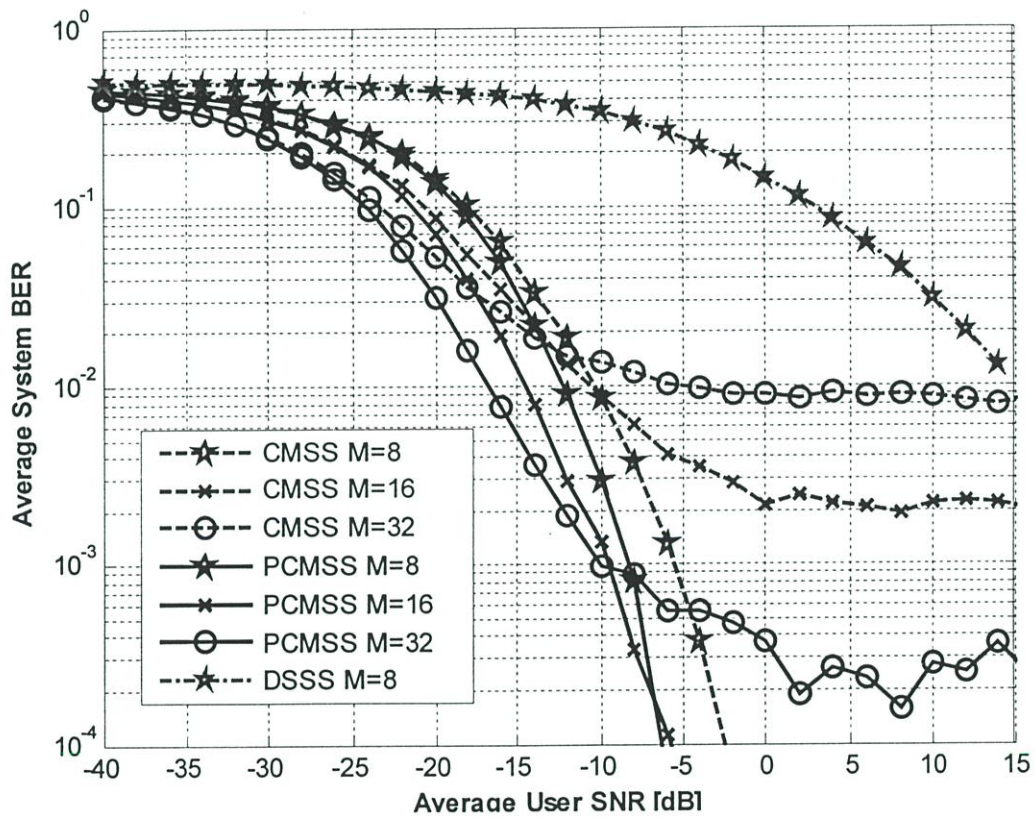
ผลการวิเคราะห์ในส่วนนี้จะเป็นการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบในกรณีจำนวนของผู้ใช้งานในระบบมีจำนวนแตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีรูปแบบของช่องสัญญาณเป็นแบบ AWGN โดยให้ผู้ใช้งานในระบบเป็น 8, 16 และ 32 กำหนดอัตราชีพคงที่ที่ 8 หรือกล่าวอีกในหนึ่งว่าผลของค่าผลคูณทางเวลา-ความถี่ (Time-Bandwidth Product) มีค่าเท่ากับ 4 อัตราเฟสเป็น 1.82 [13] ซึ่งในรูปที่ 4.1 และรูปที่ 4.2 เป็นผลของค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยของระบบ CMSS และระบบ PCMSS ตามลำดับ โดยที่รูปที่ 4.3 เป็นผลการเปรียบเทียบทั้งสองระบบกับระบบ DSSS ที่มีอยู่เดิม จากรูปจะเห็นว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพิ่มสูงขึ้นส่งผลให้อัตราความผิดพลาดของบิตเพิ่มสูงขึ้น ด้วยเหตุนี้สมรรถนะของระบบจะลดลงตามอัตราการเพิ่มของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ ซึ่งระบบ PCMSS ที่นำเสนอมีสมรรถนะที่สูงที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับทั้งสองระบบ



รูปที่ 4.1 อัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CMSS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8, 16 และ 32 เมื่อไม่มีการจางหายของช่องสัญญาณ



รูปที่ 4.2 อัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS ในกรณีที่มียังงานผู้ใช้งานในระบบเป็น 8, 16 และ 32 เมื่อไม่มีการจางหายของช่องสัญญาณ

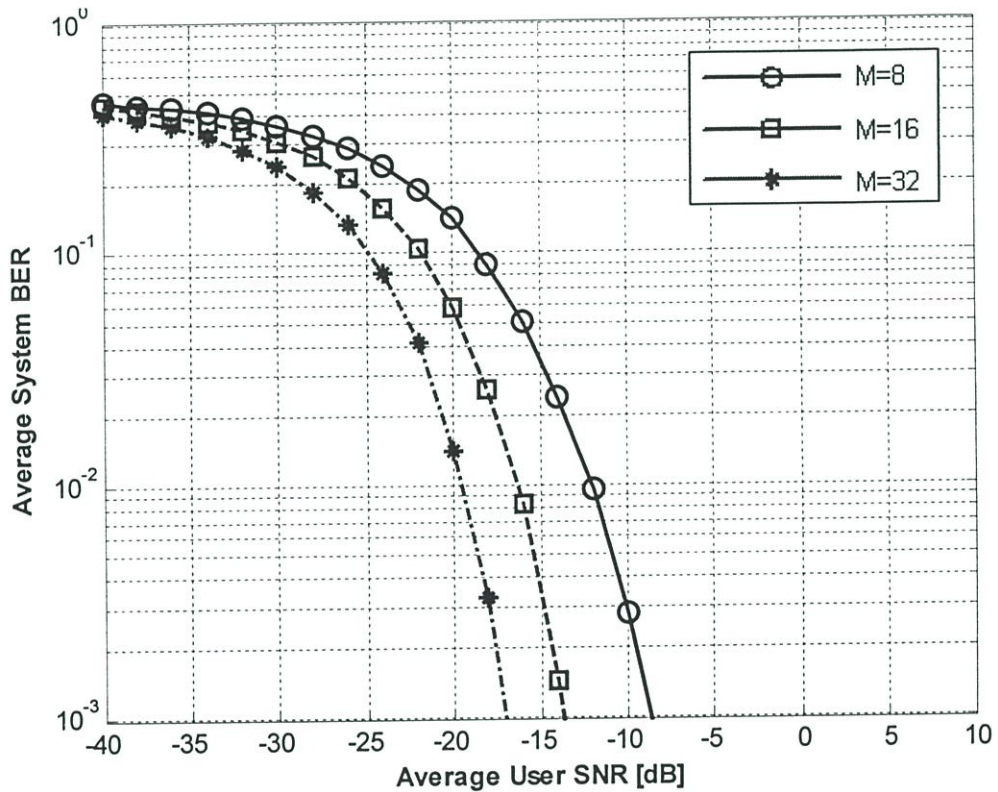


รูปที่ 4.3 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CMSS, PCMSS และ DSSS ในกรณีที่ไม่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8, 16 และ 32 เมื่อไม่มีการจางหายของช่องสัญญาณ

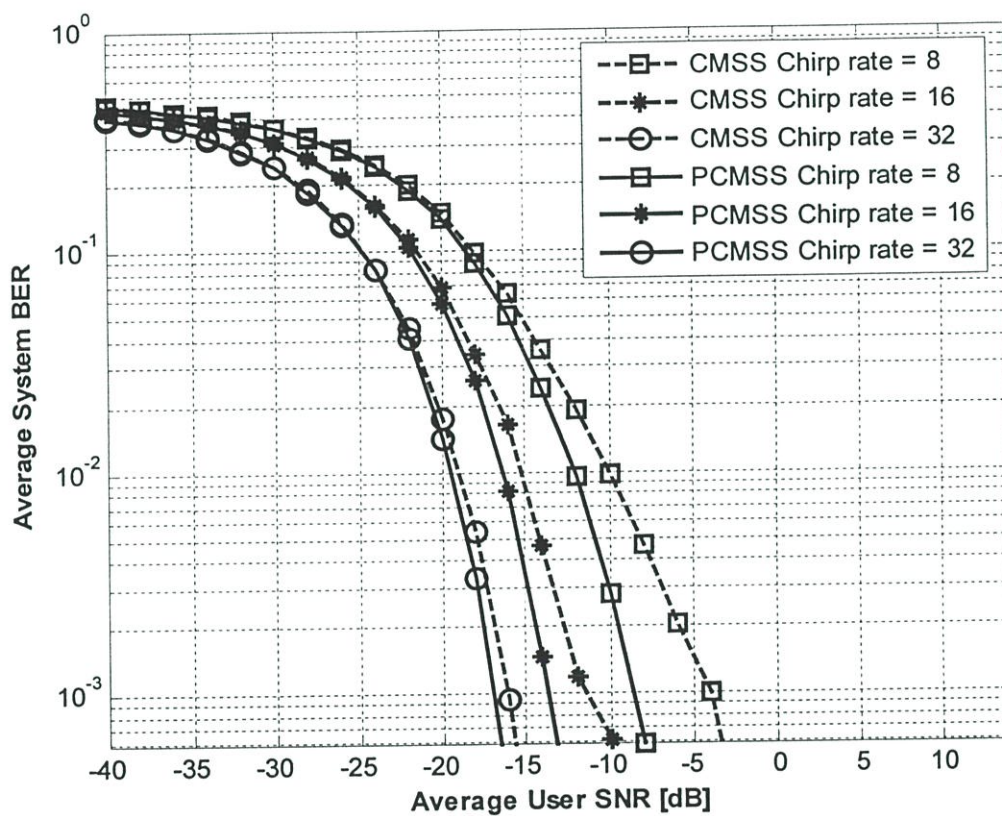
4.2 ผลจากการเปลี่ยนแปลงอัตราเซิร์ฟ

(Variable Chirp Rate Parameter)

ผลการวิเคราะห์ในส่วนนี้จะเป็นการแสดงค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยเพื่อให้เห็นถึงสมรรถนะของระบบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอัตราเซิร์ฟ หรืออัตราการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณเซิร์ฟ ดังตารางที่ 4.2 ทำการกำหนดจำนวนผู้งานในระบบเท่ากับ 8 อัตราการเปลี่ยนเฟสเป็น 1.82 โดยในรูปที่ 4.4 เป็นการแสดงสมรรถนะของระบบ PCMSS ตามการเปลี่ยนแปลงอัตราเซิร์ฟ ในช่วงสัญญาณการจางหายแบบ Rayleigh Fading และในรูปที่ 4.5 เป็นการแสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ CMSS และ PCMSS เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอัตราเซิร์ฟบนช่องสัญญาณการจางหายแบบ Rayleigh Fading ซึ่งจะเห็นได้ว่า ถ้าอัตราการเปลี่ยนแปลงของเฟสที่มีแวนโวม์ที่สูงขึ้นก็จะส่งผลให้สมรรถนะของระบบมีค่าสูงขึ้นตามไปด้วย ซึ่งจะเห็นว่าในการเปรียบเทียบทั้งสองระบบในระบบ PCMSS จะให้สมรรถนะที่สูงกว่าระบบ CMSS ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากสัญญาณเซิร์ฟเชิงเฟสจะมีประสิทธิภาพที่ดีขึ้นก็ต่อเมื่อมีช่วงในการกวาดความถี่เพิ่มสูงขึ้นและเฟสของสัญญาณมีความต่อเนื่องสม่ำเสมอตลอดช่วงของการกวาดความถี่โดยที่พื้นที่ในการกวาดความถี่นี้ก็คือ ผลคูณทางเวลา-แบนด์วิด (Time-Bandwidth Product) นั่นเอง โดยตั้งค่านิ่งถึงค่าของแบนด์วิดของระบบด้วยเมื่อต้องการเพิ่มอัตราเซิร์ฟควรให้มีค่าเหมาะสมกับแบนด์วิดของระบบที่เราต้องการ



รูปที่ 4.4 อัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS ในกรณีที่มีย่านผู้ใช้จำนวนในระบบเป็น 8 อัตราเฟสเป็น 1.82 และมีการเปลี่ยนแปลงอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8, 16 และ 32บนช่องสัญญาณการจางหายแบบ Rayleigh Fading

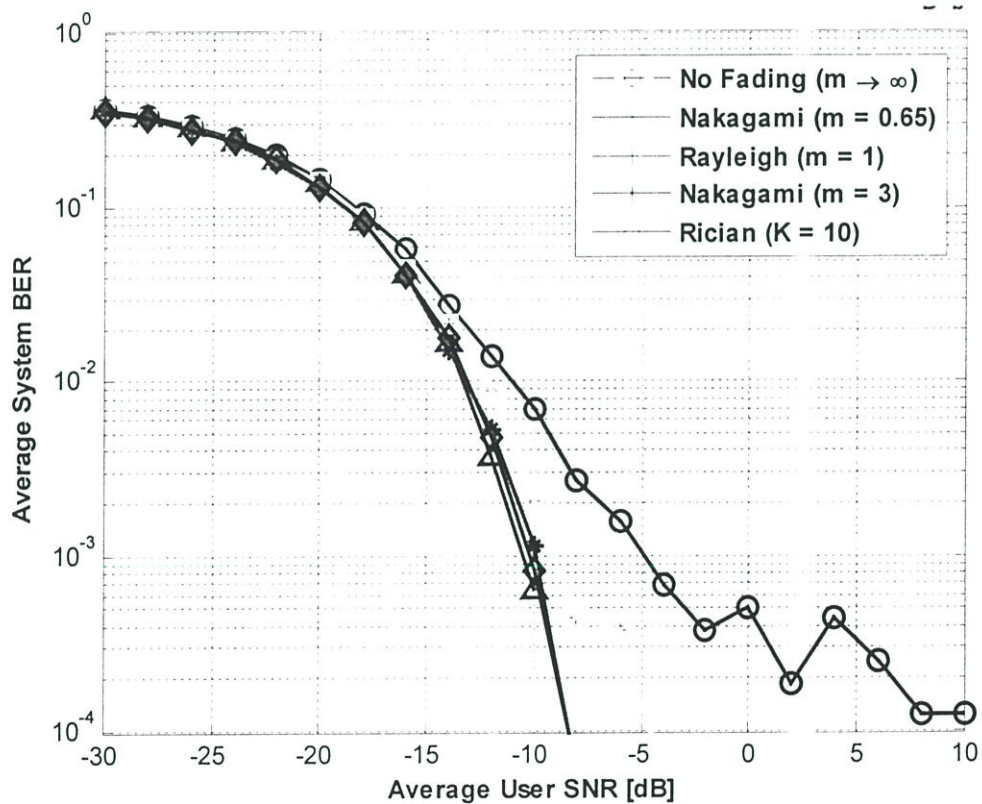


รูปที่ 4.5 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ CMSS กับระบบ PCMSS ในกรณีที่ที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 อัตราเฟสเป็น 1.82 และมีการเปลี่ยนแปลงอัตราชีพเท่ากับ 8, 16 และ 32 บนช่องสัญญาณการจางแบบ Rayleigh Fading

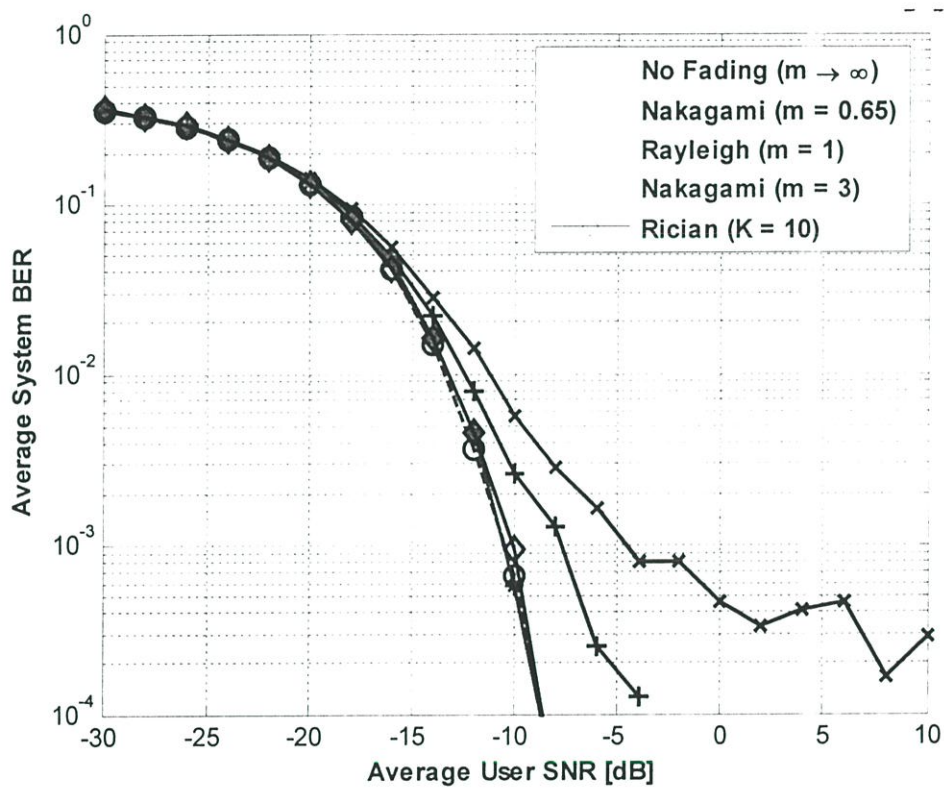
4.3 ผลจากการเปลี่ยนแปลงเฟส

(Variable Phase Parameter)

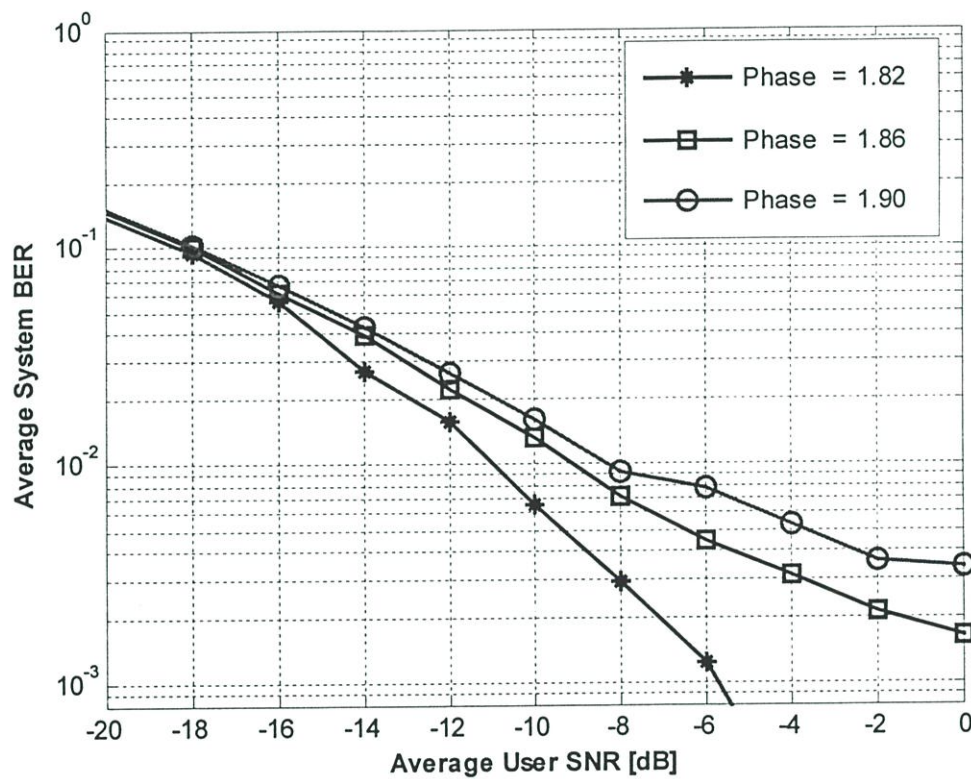
ผลการวิเคราะห์ในส่วนนี้จะเป็นการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบในกรณีของเฟสในระบบมีจำนวนแตกต่างกัน โดยกำหนดให้มีรูปแบบของช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ โดยให้ผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 กำหนดอัตราเซิร์ฟเฟกที่ 8 ในรูปที่ 4.6 และรูปที่ 4.7 เป็นผลของค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยของระบบ PCMSS ที่มีการเปลี่ยนแปลงของเฟสเท่ากับ 1.86 และ 1.94 ตามลำดับ โดยที่รูปที่ 4.8 เป็นผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงเฟสเท่ากับ 1.82, 1.86 และ 1.94 จากรูปจะเห็นว่าเมื่อเฟสในระบบเพิ่มขึ้นส่งผลให้อัตราความผิดพลาดของบิตเพิ่มสูงขึ้น ด้วยเหตุนี้สมรรถนะของระบบจะลดลงตามอัตราการเพิ่มของเฟส



รูปที่ 4.6 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 อัตราเฟสเป็น 1.86 และมีอัตราเซิร์ฟเฟกเท่ากับ 8 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ



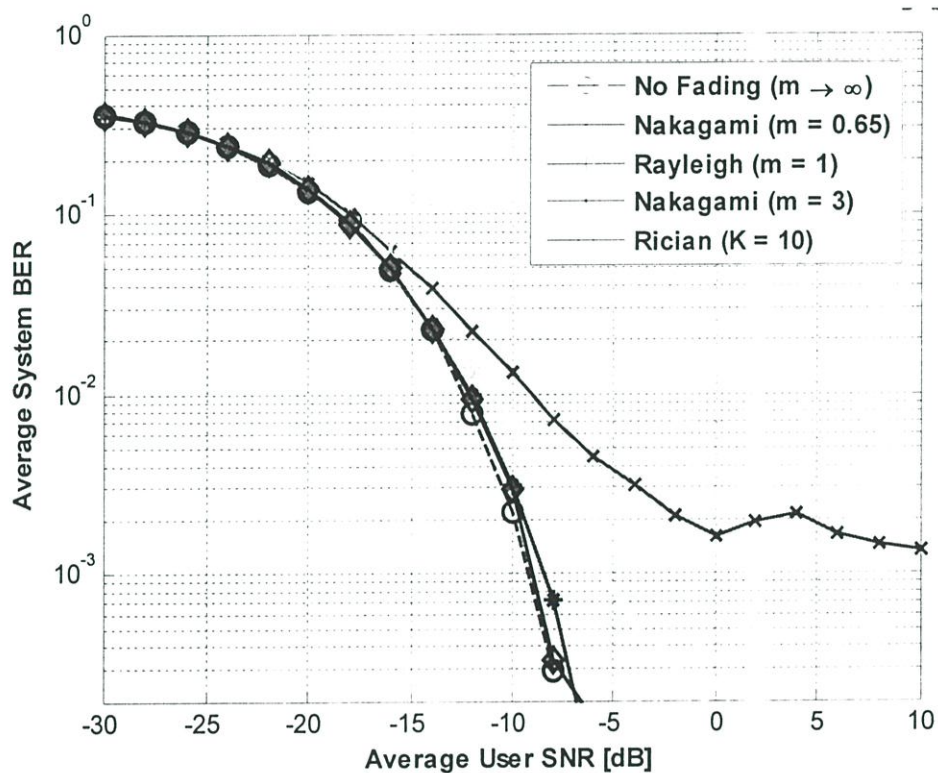
รูปที่ 4.7 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 อัตราเฟสเป็น 1.94 และมีอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ



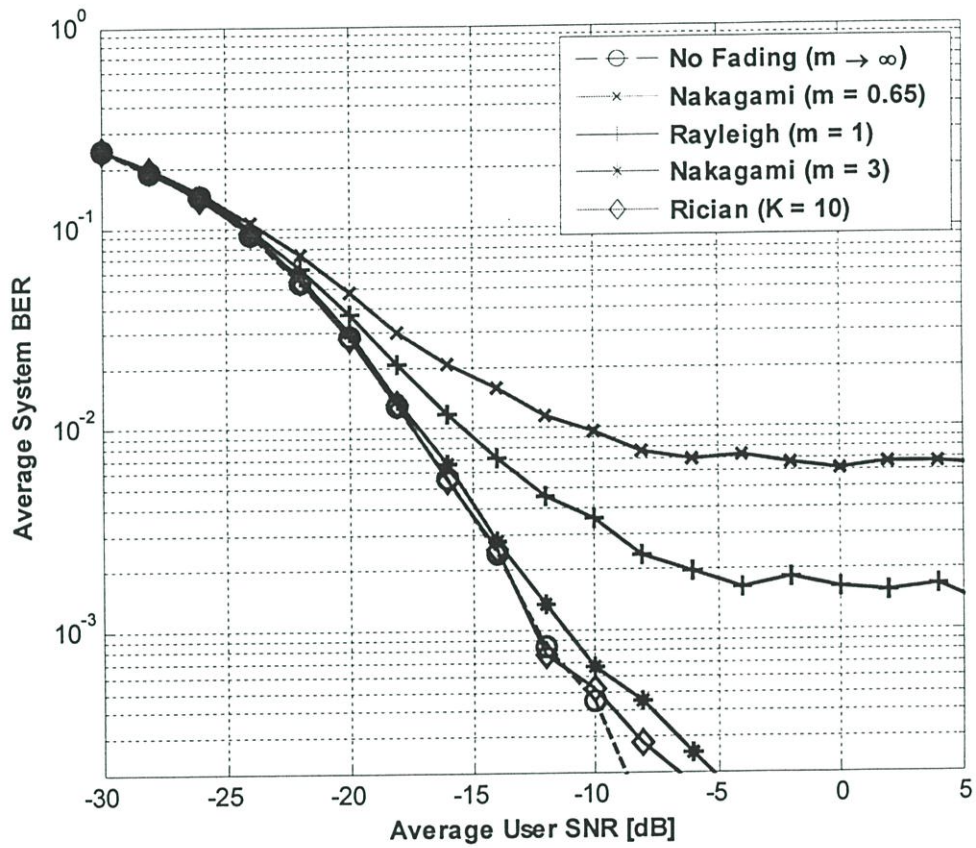
รูปที่ 4.8 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 มีอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 การเปลี่ยนแปลงเฟสเท่ากับ 1.82, 1.86 และ 1.94 บนช่องสัญญาณการจางแบบ Nakagami Fading

4.4 ผลการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดของบิตเมื่อพิจารณาผลกระทบจากการจางหายและคอปเปลอร์ซีฟ

ผลการวิเคราะห์ในส่วนนี้เป็นกราฟที่แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดพลาดบิต (BER) กับอัตราส่วนเฉลี่ยต่อผู้ใช้งานระหว่างกำลังของสัญญาณกับกำลังของสัญญาณรบกวน (Average User SNR: dB) ซึ่งแต่ละรูปประกอบด้วยผลที่ได้จากการผ่านการจางหายของช่องสัญญาณแบบนาคาอามิ-เอ็ม ที่มีค่าตัวแปรเสริมการจางหายเอ็มค่าต่างๆ กับผลที่ได้จากการผ่านช่องสัญญาณรบกวนเกาส์สี่ขาแบบบวก (AWGN) เพื่อเปรียบเทียบผลการจำลองระบบ และเนื่องจากค่าประสิทธิภาพของสเปคตรัม (Spectral Efficiency) อัตรา chirp (Chirp Rate) และผลจากการเกิดปรากฏการณ์คอปเปลอร์ซีฟ จะมีผลต่อความผิดพลาดของบิตด้วยเนื่องจาก ปรากฏการณ์คอปเปลอร์ซีฟจะมีผลกระทบต่ออัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณ chirp หรืออัตรา chirp โดยตรง ส่วนช่วงเวลาร่วมกัน (Coherent Time) ของช่องสัญญาณกำหนดได้เป็น $T_c \approx 1/f_D$ โดยที่ f_D คือ ความถี่คอปเปลอร์ ซึ่งจะกำหนดให้เป็นบรรทัดฐานตามตารางที่ 4.1 เมื่อกำหนดให้บิตข้อมูลมีความยาวเท่ากับ 10,000 บิตต่อหนึ่งผู้ใช้งาน ซึ่งจากรูปที่ 4.9 เป็นระบบ PCMSS ที่จำลองโดยผ่านช่องสัญญาณการจางหายที่ไม่มีปรากฏการณ์คอปเปลอร์ซีฟ และรูปที่ 4.10 เป็นระบบ PCMSS ที่จำลองโดยผ่านช่องสัญญาณการจางหายที่มีปรากฏการณ์คอปเปลอร์ซีฟ จะเห็นได้ว่าค่าของอัตราความผิดพลาดบิตจะเพิ่มสูงขึ้นเมื่อมีผลกระทบจากปรากฏการณ์คอปเปลอร์ซีฟหรือการเคลื่อนที่ของเครื่องรับสัญญาณ



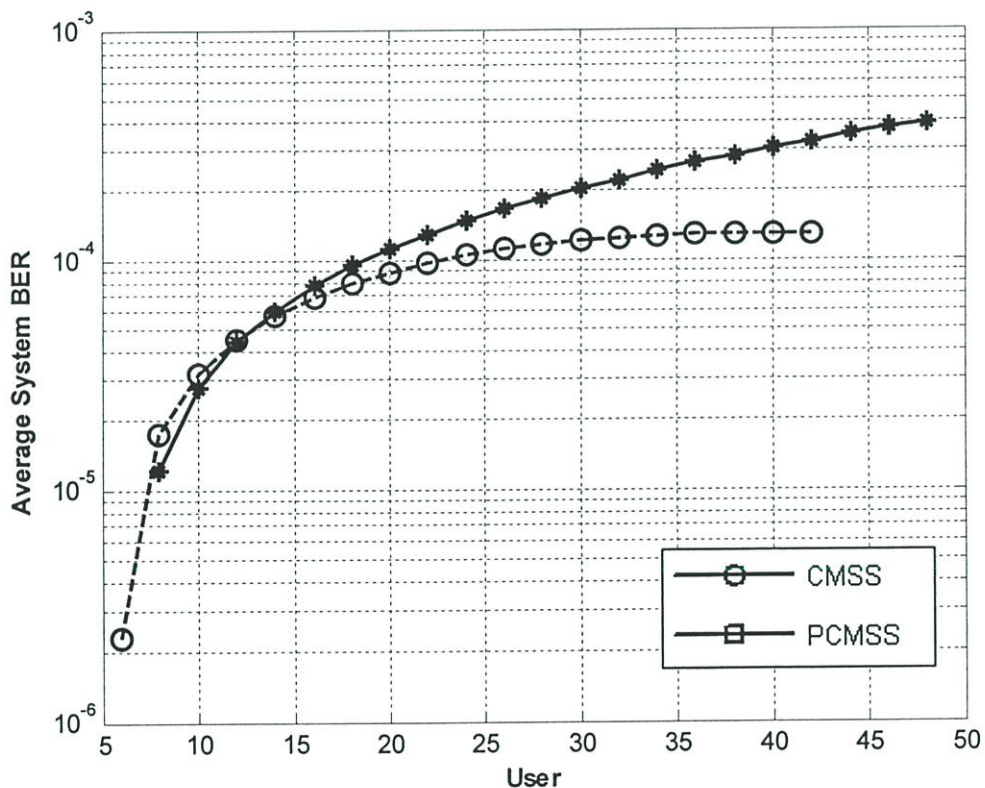
รูปที่ 4.9 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS ในกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 มีอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 การเปลี่ยนแปลงเฟสเท่ากับ 1.82 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบราบเรียบและไม่มีปรากฏการณ์คอปเปอร์ลอร์ซีฟ



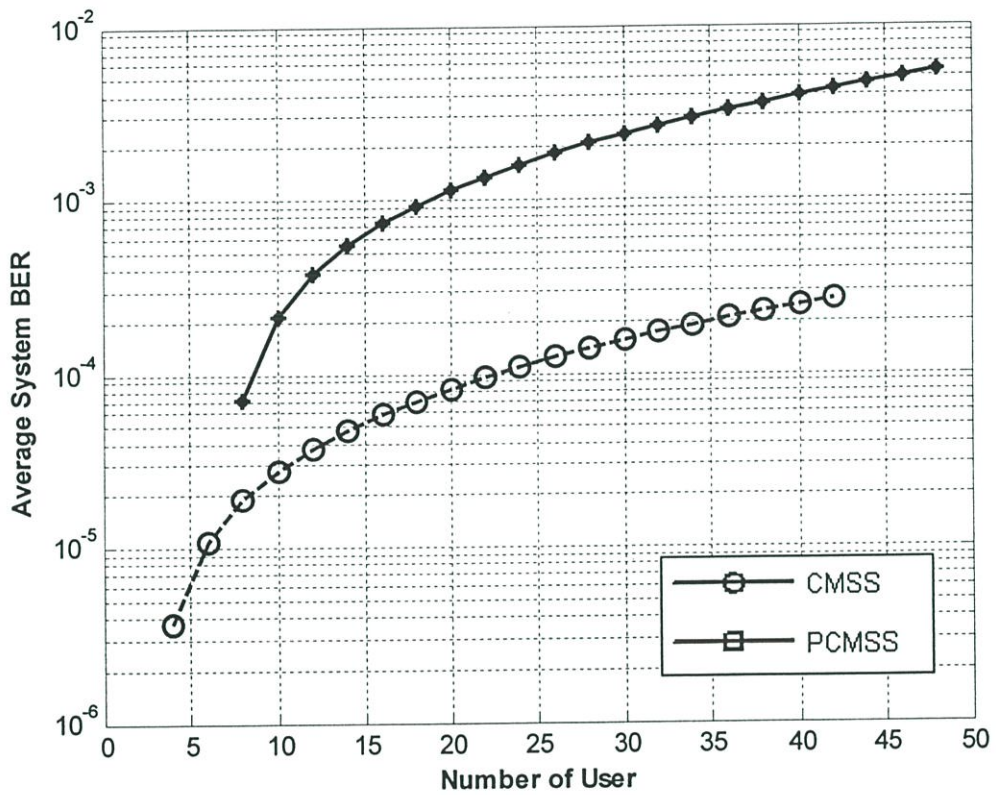
รูปที่ 4.10 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS ในกรณีที่ มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 มีอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 การเปลี่ยนแปลงเฟสเท่ากับ 1.82 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบราบเรียบและมีผลกระทบจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ ซิฟ

4.5 ผลการเปรียบเทียบความจุของผู้ใช้งานบนช่องสัญญาณการจางหายที่มีผลกระทบจากปรากฏการณ์คอปเปิลอร์ซีฟ

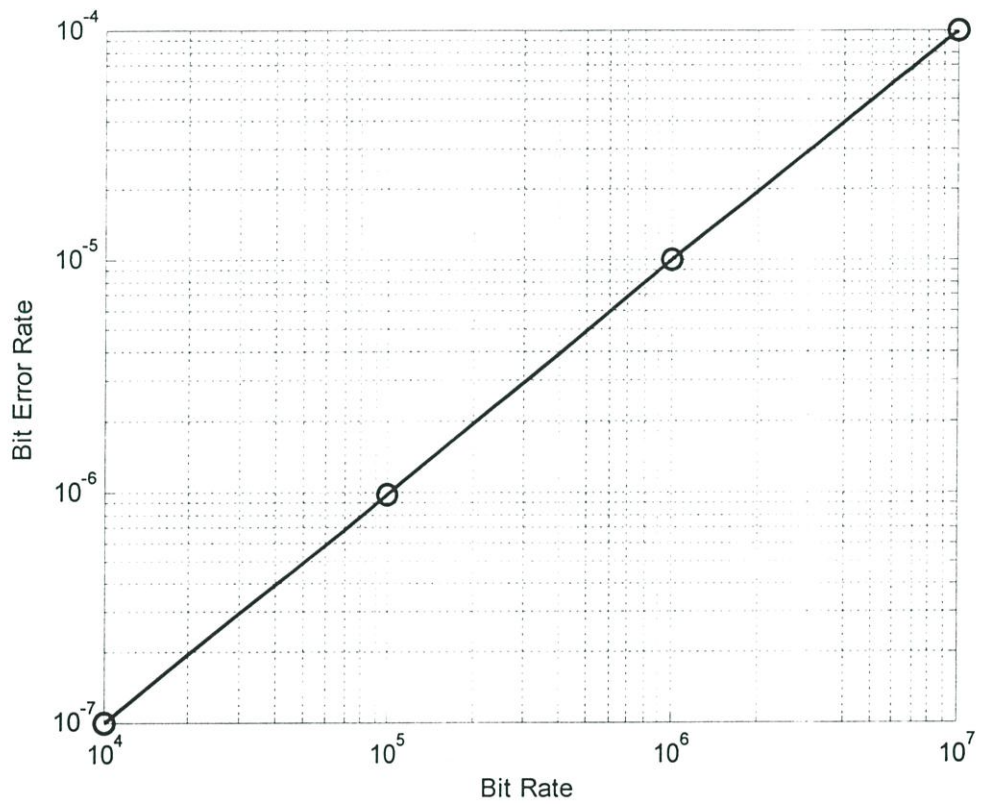
ผลการวิเคราะห์ที่ได้จะเป็นกราฟที่แสดงผลการวิเคราะห์ในส่วนนี้เป็นกราฟที่แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดพลาดบิต (BER) กับจำนวนของผู้ใช้งานที่เพิ่มขึ้น เปรียบเทียบกันระหว่างระบบ PCMSS และ CMSS บนช่องสัญญาณการจางหายและมีผลกระทบจากปรากฏการณ์คอปเปิลอร์ซีฟ จากการเปรียบเทียบรูปที่ 4.11 ที่ไม่มีผลกระทบจากปรากฏการณ์คอปเปิลอร์ซีฟ กับรูปที่ 4.12 ที่มีผลกระทบจากปรากฏการณ์คอปเปิลอร์ซีฟนั้น จะเห็นได้ว่าระบบ PCMSS สามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้สูงกว่าระบบ CMSS และ ระบบ PCMSS สามารถทนต่อผลกระทบจากปรากฏการณ์คอปเปิลอร์ซีฟได้สูงกว่า ระบบ CMSS ซึ่งก็คือมีสมรรถนะที่สูงกว่าเมื่ออยู่ภายใต้สภาวะที่มีผลกระทบจากปรากฏการณ์คอปเปิลอร์ซีฟ



รูปที่ 4.11 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS กับระบบ CMSS ในกรณีที่จำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 มีอัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 การเปลี่ยนแปลงเฟสเท่ากับ 1.82 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบ Nakagami ที่ไม่มีผลกระทบจากปรากฏการณ์คอปเปิลอร์ซีฟ



รูปที่ 4.12 การเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS กับระบบ CMSS กรณีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเป็น 8 อัตราเซิร์ฟเท่ากับ 8 การเปลี่ยนแปลงเฟสเท่ากับ 1.82 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบ Nakagami ที่มีผลกระทบจากปรากฏการณ์คอปเปอร์ลอร์ซีฟ



รูปที่ 4.13 การเปรียบเทียบค่าอัตราของบิตที่เกิดขึ้นในระบบ PCMSS กับจำนวนอัตราของบิตในระบบที่มีการเพิ่มขึ้น การเปลี่ยนแปลงเฟสเท่ากับ 1.82 บนช่องสัญญาณการจางหายแบบ Nakagami

บทที่ 5

สรุปผลการวิเคราะห์

5.1 สรุปผลของการวิเคราะห์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอการจัดการเข้าถึงของหลายผู้ใช้งานด้วยการใช้วิธีการรับ-ส่งข้อมูลในรูปแบบการสื่อสารโดยเทคนิคการทำสเปกตรัม เมื่อนำสัญญาณเฟสเชิร์ฟมาใช้เป็นฟังก์ชันพื้นฐานเพื่อทำการแบ่งแยกการเข้าถึงแบบหลายผู้ใช้งานที่มีความต่างกับแบบทั่วไปคือ โคเร็กซ์เคเวนและ ฟรีเคเวนซีฮอปปีง โดยเทคนิคนี้สามารถนำมาใช้ในการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 ซึ่งต้องการอัตราการส่งผ่านของบิตที่สูงและสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานที่มากขึ้นด้วยการสเปกตรัมสัญญาณที่มอดูเลตด้วยค่าของการเชิร์ฟและเฟสที่แตกต่างกัน เทคนิคนี้แสดงให้เห็นประสิทธิภาพที่สูงขึ้นของระบบและรวมถึงการลดลงของการแทรกสอด ซึ่งในการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบนั้นทำการแบ่งเป็น 5 ส่วนด้วยกันคือ ในรูปแบบแรกเป็นการเปลี่ยนแปลงจำนวนของผู้ใช้งานในระบบ ซึ่งจากผลจะเห็นได้ว่าเมื่อมีผู้ใช้งานในระบบที่เพิ่มมากขึ้นจะทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเฉลี่ยสูงมากขึ้นนั่นคือ สมรรถนะของระบบจะต่ำลงนั่นเอง ในแบบที่สองเป็นการเปลี่ยนแปลงค่าอัตราเชิร์ฟหรืออัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ ซึ่งผลการวิเคราะห์ที่ได้พบว่าเมื่ออัตราเชิร์ฟที่เพิ่มมากขึ้นช่วยให้ระบบมีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น ในส่วนที่สามเป็นการวิเคราะห์ผลเนื่องจากการเปลี่ยนเฟส โดยที่ค่าเฟสเริ่มต้นที่มีค่ามากขึ้นส่งผลให้ระบบมีสมรรถนะที่ต่ำลง แต่ต้องคำนึงถึงตัวประกอบอื่นในระบบด้วยที่มีผลกับค่าสหสัมพันธ์เช่น อัตราเชิร์ฟ ในส่วนที่สี่เป็นผลการวิเคราะห์ของระบบภายใต้ผลกระทบของการจางหายและปรากฏการณ์คอปเปิลอร์ซิฟ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าของตัวแปรเสริมการจางหาย m ของช่องสัญญาณ ในการแบ่งแยกลักษณะของการจางหายแบบต่างๆ ซึ่งสัญญาณเชิร์ฟช่วยในการลดผลกระทบจากปรากฏการณ์คอปเปิลอร์ซิฟที่ส่งผลให้ระบบเกิดความไม่แน่นอนและการรับข้อมูลผิดพลาดจากการจางหายแบบเลื่อนความถี่ ในส่วนสุดท้ายเป็นการวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบเมื่อมีการเพิ่มขึ้นของผู้ใช้งาน ซึ่งจะเห็นว่าระบบที่นำเสนอเป็นระบบที่ลดปัญหาการแทรกสอดอันเนื่องจากการเข้าถึงของหลายผู้ใช้งาน (Multiple Access Interference: MAI) ได้ดีที่สุด จากการวิเคราะห์ในทุกส่วนเราจะพบว่าระบบ PCMSS ที่เราทำการจำลองผลภายใต้มาตรฐานการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 มีประสิทธิภาพที่ดีที่สุดเมื่อทำการเปรียบเทียบสมรรถนะกับระบบเดิมแบบอื่น ระบบ จึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่สามารถนำไปใช้พัฒนาเพื่อสามารถใช้ในระบบการสื่อสารไร้สายแบบอื่นในอนาคต

ในข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนานั้นจะเห็นว่าการนำสัญญาณเฟสเชอร์ฟเป็นฟังก์ชันพื้นฐานในการมอดูเลตร่วมกับเทคนิคการทำสเปกตรัมนั้นยังไม่มีประสิทธิภาพที่สูงโดดเด่นกว่าระบบเดิมมากนักอันเนื่องจากข้อจำกัดบางประการของคุณสมบัติของสัญญาณเชอร์ฟ ดังนั้นแนวทางในการพัฒนาต่อไปคือ การปรับปรุงรูปแบบของสัญญาณเชอร์ฟให้มีคุณสมบัติที่หลากหลายมากขึ้น เช่น การเข้ารหัสก่อนที่จะนำมาทำการสเปกตรัม การมอดูเลตสัญญาณเชอร์ฟกับข้อมูลที่มีการมอดูเลตแบบอื่นเพื่อให้มีอัตราของการส่งผ่านข้อมูลที่สูงมากขึ้น การพัฒนาในด้านรับที่ตัวเทคของสัญญาณเนื่องจากสัญญาณเชอร์ฟมีข้อดีในการที่ไม่ต้องอาศัยการซิงโครไนซ์ หรือการนำเทคนิคนี้ไปใช้ในระบบที่มีการจัดการเข้าถึง (Multiple Access) การจัดลำดับ (Queuing) และ การจัดเส้นทาง (Routing) ซึ่งมีข้อดีในการที่มีการใช้แบนด์วิดท์ให้มีประสิทธิภาพสูงสุด หรืออีกแนวทางหนึ่งคือการทดสอบประสิทธิภาพของระบบภายใต้ช่องสัญญาณการจางหายแบบเร็ว (Fast Frequency Fading) และการจางหายแบบเลือกความถี่ (Frequency Selective Fading) ซึ่งนิยมนำมาหาสมรรถนะของระบบสื่อสารไร้สาย

เอกสารอ้างอิง

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

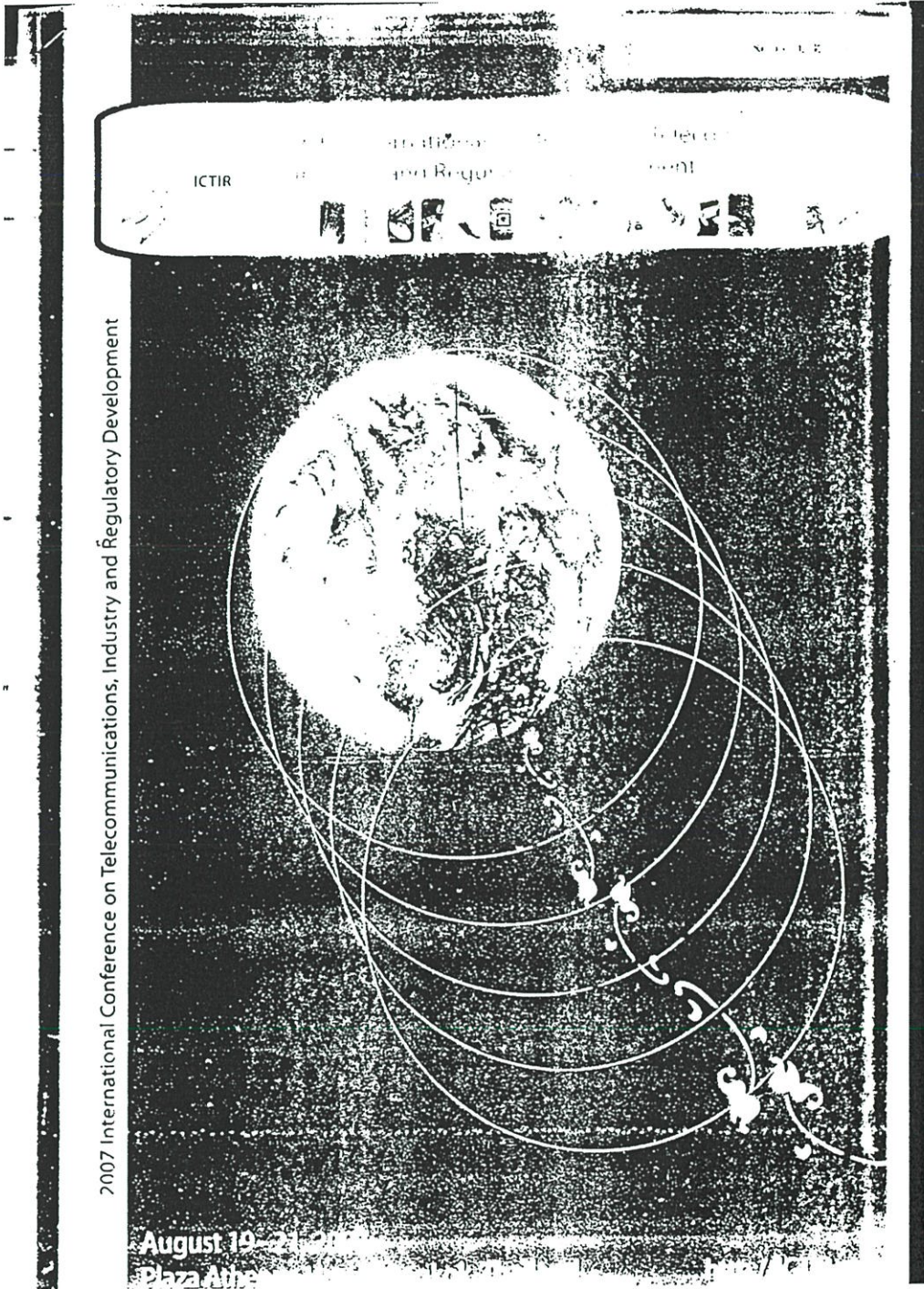
- [14] S.E. El-Khamy. "Efficient Multiple-Access Communication Using Multi-User Chirp Modulation Signals.", **Proceeding of IEEE 4th International Conference on Spread-Spectrum System and Technique (ISSSTA'96)**, pp. 1209-1213, 1996.
- [15] A. Goldsmith. **Wireless Communication**. Standford, CA: Course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

ภาคผนวก

การเผยแพร่งานวิจัย

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

1. Phichet Moungnoul, Nopparat Thamawongsa “MULTIPLE ACCESS WITH CHIRP MODULATION SPREAD SPECTRUM TECHNIQUE FOR 4G WIRELESS APPLICATIONS”, International Conference on Telecommunications, Industry and Regulatory Development (ICTIR 2007), THAILAND, 2007.



Multiple Access with Chirp Modulation Spread Spectrum Technique for 4G Wireless Applications

Phichet Moungnoul Nopparat Thamawongsa
 Faculty of Engineering and Research Center for Communication and Information Technology
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Chalongkrung Road, Bangkok, 10520
 THAILAND
 E-mail: phichet@telecom.kmitl.ac.th

Abstract. Phased chirp modulation technique is the research for 4G wireless applications that expectation of both data rate and support user increase by spreads the modulated signal with difference chirp rates and phases. This technique is spreads the modulate signal with different chirp rates and phases. The method successfully to demonstrate and increasing the performance due to the decrease number of multiple access interference, fluctuation by Doppler Effect and error at the receiver by frequency selective fading by chirp signals. This paper compared the bit error rate over fading channel and Doppler environment based on signal processing. The correlation receiver structure, the coherence time is used in the order to the bit duration.

I. INTRODUCTION

One most important objectives of the 4G wireless systems are to take care of the severe inter symbol interference (ISI) resulting from the high data rates, and to utilize the available limited bandwidth in a spectrally efficient manner. To achieve these objectives, there are two principle contending technologies, viz., Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) and Code Division Multiple Access (CDMA). CDMA is a well-known standard and has been used for several years. However, OFDM and multi-carrier (MC) technique, is relatively new. OFDM is represented as the successor to frequency hopping and direct sequence CDMA. It is also positioned as the technique of choice for next generation wireless LANs and metropolitan networks. Future of 4G wireless systems, based on the combination of multi-carrier (OFDM) and spread spectrum (CDMA) technologies, popularly known as OFDM-CDMA (or MC-CDMA), applied to a wide-area environment, can achieve very large average user throughputs. [1]

The four basic of spread spectrum techniques known as direct sequence spread spectrum (DSSS), frequency hopping spread spectrum (FHSS), time hopping spread spectrum (THSS) and chirp spread spectrum.[2]

The chirp signals is used for multi-user communication have the same power and bandwidth.[2] Closed form and approximate analytical expressed for the multiple access interference (MAI) and bit error rate (BER) of this novel chirp modulation spread spectrum technique (CMSS) propose in [3]. Chirp technique has many desirable properties and used in many applications such as sonar and radar communications. Chirp can provide more accurate range and Doppler resolution estimates than other pulses. This technique can be resist jamming,

bandwidth-efficient, no need synchronization, have more negative cross correlation properties as compared with sinusoids signal and an inherent immunity against Doppler and flat fading. In wireless communication, when mobile terminal is moved at the high speed, the received signal had been more fluctuation by Doppler and detection error at the receiver by frequency selective fading. This paper is studies the importance parameter of phase chirp modulation spread spectrum technique for 4G wireless application to solve problem case frequency selective fading. By compare between CMSS, DSSS and Phase chirp modulation over AWGN channel, the number of user is investigated, and BER of phase chirp technique over fading channel model and Doppler environment is compared.

II. MODULATION SPREAD SPECTRUM SYSTEMS

A. Chirp Modulation Spread Spectrum

Figure 1, shows the diagram of CMSS. [2] Each user amplifies its transmitted bit $b_i(t) \in \{-1, +1\} | 0 \leq t \leq T_b$ to the desired transmit power $P_i, i = 1, 2, \dots, M$ and T_b denotes the bit duration. The limitation in case of all users transmit at the same power $P_i = P_t \forall i$. This system used is binary data transmission and easily to extend for higher order symbol transmission. Spreading and up conversion to carrier frequency f_c is achieved by multiplication with one of the chirp signals. The transmit signal as follow.

$$s_i(t) = b_i(t)c_i(t) \quad (1)$$

Each user i is assigned a distinct chirp signal $c_i(t)$ from the set of spreading signals

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

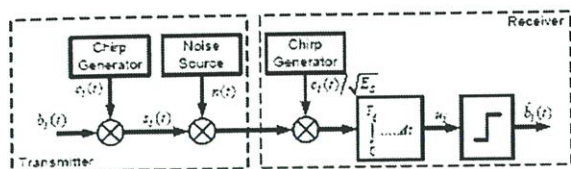


Figure 1. Chirp Modulation Spread spectrum

with data sequence $b_j(t) \in \{-1, +1\}$ $0 \leq t \leq T_s$ modulates a linear chirp signal $c_j(t)$ of energy E_s centered at some given carrier frequency f_c . T_b denotes the symbol duration, $\alpha_i^a, \alpha_i^b \in \mathfrak{R}^+$ is the individual chirp rates and $\theta_i^a, \theta_i^b \in \mathfrak{R}$ the initial phases respectively. The bandwidth of system as follow:

$$W_c = (\alpha_i^a + \alpha_i^b) \frac{T_s}{2} \quad (3)$$

B. Phase Chirp Modulation Spread Spectrum

Phase chirp modulation spread spectrum (PCMSS) used for multiple access channel (MAC). The system model is shown in figure 2.

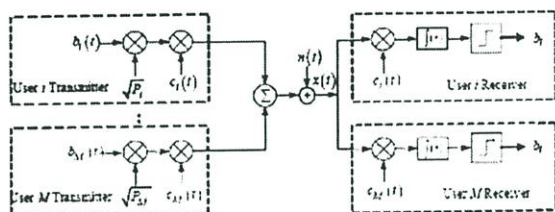


Figure 2. Phase Chirp Modulation Spread spectrum

Each M user assigned a distinct chirp signal $c_i(t)$ from the set of spreading signals as follow.

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

Where $\Delta \alpha \in \mathfrak{R}^+$ is the chirp rate and $\bar{\theta} \in \mathfrak{R}$ is the phase of the spreading signals. Linear chirps can guarantees that all users occupy equal bandwidth. $\Delta \alpha$ and the phase parameter $\bar{\theta}$ is high effect to the system performance. All user chirp signals have equal bandwidth as follow.

$$B = \frac{\Delta \alpha}{2T_s} \quad (5)$$

Chirp rate parameter depends on the given bandwidth and the desired number of users is given by $\Delta \alpha = 2BT_s / M$. Phase

parameter $\bar{\theta}$ is calculated by minimize of all cross-correlation coefficients. For $\Delta \alpha \geq 1$, usually yield a pseudo random (PN) set of spreading codes. For $\Delta \alpha < 1$, the linear chirps would be the densely spaced in joint time-frequency domain. Thus, a pseudo random (PN) codes can not be obtained in this case and the system would suffer from multiple access interference.

Time-bandwidth product normalized to number of user or simply the normalized time-bandwidth product may serve as a useful measure to compare and evaluate system efficiency.

$$TB = \frac{T_s B}{M} \quad (6)$$

BER of systems based on the PCMSS and CMSS technique is given by [4]

$$BER = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \frac{1}{2^{M-1}} \sum_{B_j} Q \left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \left[1 - \sum_{j=1}^M b_j(t) \rho_{ij} \right] \right) \quad (7)$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2}} \operatorname{erfc}(x) \quad (8)$$

Where $B_j = \{b_j(t) \in \{-1, +1\} | j=1, 2, \dots, M; j \neq i\}$, subsequently over all receiver $i=1, 2, \dots, M$ gives a general expression for the probability of bit error rate. The problem is minimizing the BER from (7) over the set of cross-correlation coefficients $\rho_{ij}, i \neq j$.

Observing that the error probability function $Q(x)$ is strict bound of monotonically decreasing function bounded by $Q(x)=1$ for $x \rightarrow -\infty$ and $Q(x) \rightarrow 0$ for $x \rightarrow \infty$. This is equivalent to maximizing its argument x .

In this system the M user channels are parallel-sloped slices of bandwidth in the joint time-frequency domain. In this aspect, it is comparable to time division multiple access (TDMA), in which the channels are parallel slices orthogonal to the time axis and frequency division multiple access (FDMA), in which the channels are parallel slices orthogonal to the frequency axis.

Each user's spread signal $s_i(t)$ transmits through a channel which has fading. Moreover, the fading affects only the amplitude. In case channel coherence time T_c is larger than the symbol duration T_s . Assume that the channel delay and synchronized at the receiver is neglect.

The additive white Gaussian noise channel under consideration adds a realization of a zero mean white Gaussian noise process with variance $N_0/2$ to the sum of transmitted signals.

$$r(t) = \sum_{i=1}^M s_i(t) + n(t) \quad (9)$$

For simplicity, attenuation and time delay commonly caused by transmission channels are neglected here.

In particular, each receiver multiplies the received signal with its coherent, locally generated replica of the spreading signal of unit energy and integrates this product over one symbol interval to obtain the decision variable. A threshold detector estimates the data symbol sent simply by detecting the sign of the decision variable.

For each user's receiver is laid out as correlation receiver. The cross-correlation coefficient computes between the received signals $r(t)$ and the coherent spreading code in discrete time. The user's spreading chirp $c_i(t)$ over each bit interval. A threshold detector then estimates the transmitted data bit is estimated by deciding about the sign of the cross-correlation coefficient. Each user's receiver has a coherent copy of the spreading signal $c_i(t)$ which can be obtained through synchronization. Comparing the estimated data bit sequence with the transmitted sequence determines the number of bit error. The average system BER is then obtained by averaging the number of bit errors over the number of bits sent per user and the number of user. It will only work successful if coherent detection is possible. This requirement is satisfied since fading channel does not distort the phase.

III. SIMULATION RESULTS

To simulate bit error rate performance of Phased chirp modulation spread spectrum over fading channel and Doppler environment, we implemented an equivalent discrete-time baseband model and separating the chirp signals into inphase and quadrature components. In our system model, the transmitter uses the equivalent baseband chirp codes to spread the binary phase shift keying (BPSK) data sequence. A binary random number generator creates independent data bit sequences for the users, where 0s and 1s occur with equal probability. Notice that we use a rectangular pulse shape although raise cosine or other pulse shaping techniques may be applied advantageously. The system specifications are shown in Table 1.

In this paper, the performance compared of the new PCMS, CMSS modulation schemes and DSSS considering five different channels: AWGN, Rayleigh fading, Nakagami fading, Rician fading and Doppler environment. For our simulations, we transmitted 5000 bits of information per user and performed simulations to obtain measurements of bit error rate (BER) versus SNR per bit. We assumed perfect power control, and no coding or diversity techniques were used. Also, the channel state information is assumed known, and we employed coherent detectors. We used a normalized time-bandwidth product TB ; as expected, performance increases with TB as the cross-correlation coefficient of chirp signals depends on TB .

We demonstrate first the improved performance of the new technique for an AWGN channel with Doppler environment. Figure 3 indicates that the PCMS performance is at least 2 dB higher than the corresponding CMSS performance and more over when compare with DSSS. In addition, our system suffers from less MAI than the DSSS.

For Figure 4 demonstrates the performance of both the PCMS and CMSS signaling schemes for an AWGN channel

with the same number of users are 8. Increasing of the chirp rate will increase the systems performance. For a given performance level, more chirp rate can be expected for the PCMS as compared to the CMSS.

Figure 5 shows the performance when phase are changed, the performance increases when decrease the phase parameter. The phase parameter can easily be determined by one-dimensional optimization of the BER given in (7). Obviously, the dependency of ρ_{ij} has been reduced to chirp rate and phase.

TABLE I
SYSTEM SPECIFICATIONS

Channel Bandwidth	20MHz
Frequency	5GHz
Data Sequence	BPSK
Symbol Duration	0.2 μ s
Mobile Speed	100 km per hour
Bit per Data Point	5000 bits

TABLE II
PARAMETER FOR SIMULATION IN FIGURE 3

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

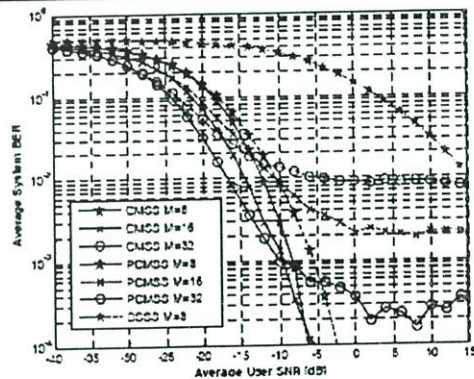


Figure 3. Probability of error for PCMS, CMSS and DSSS with difference user M when $\Delta\bar{\alpha} = 8$ and phase $\bar{\theta} = 1.82$ over AWGN with Doppler Effect

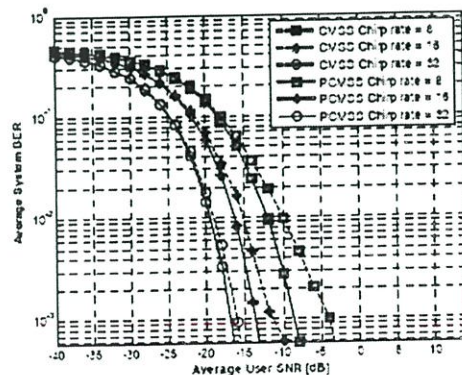


Figure 4. Probability of error for PCMS and CMSS with difference Chirp rate $\Delta\bar{\alpha}$ when user $M = 8$ and phase $\bar{\theta} = 1.82$ over AWGN

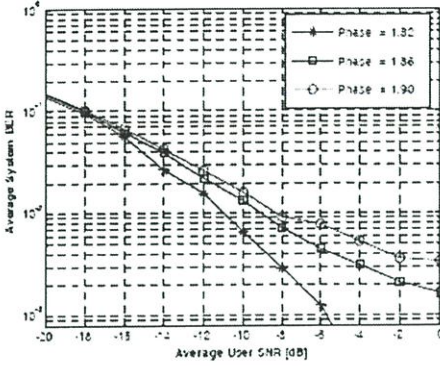


Figure 5. Probability of error for PCMS with difference phase θ when user $M = 32$ and $\Delta\bar{\alpha} = 8$ over Nakagami fading

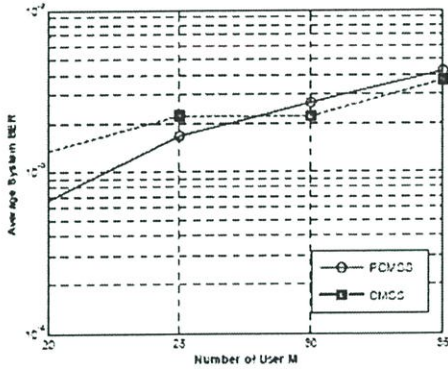


Figure 6. Probability of error versus number of user over rayleigh fading channel

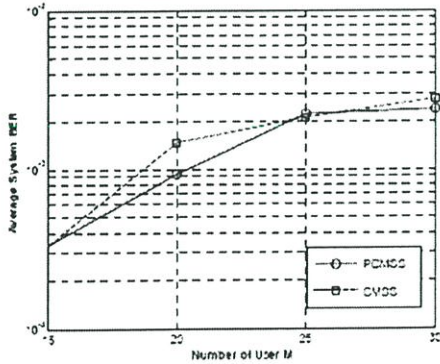


Figure 7. Probability of error versus number of user over rayleigh fading channel with Doppler environment

Figure 6 demonstrates the number of user performance comparison over rayleigh fading channels. For Figure. 7 shows the BER performance versus number of user over rayleigh fading channels in Doppler Environment. In the case of Doppler

frequency increased, PCMS system shows the low BER. Therefore, in Doppler environment, we can decrease MAI in a PCMS system by using chirp signals.

IV. CONCLUSION

In this paper, the phase chirp modulation spread spectrum technique for efficient and flexible multiple access was developed. This technique is the research for 4G wireless applications that expectation of both data rate and support user increase by spreads the modulated signal with difference chirp rates and phases. It is resist the fluctuation by Doppler effect and error at the receiver from frequency selective fading. Each user employs a distinct chirp signal for spreading and despreading of data bit sequence. The spreading chirp signal equally occupy the same bandwidth and therefore offer inherent protection against flat fading and reduces multiple access interference. By compare between CMSS, DSSS and Phase chirp modulation over AWGN channel for the number of user is investigated. BER of phase chirp technique over fading channel and Doppler environment is compared. We successful demonstrated with simulations that the PCMS scheme can decrease the impact of Doppler environment. All the results concluded that the PCMS gives the better performance than the traditional CMSS in this system environment.

REFERENCES

- [1] S.G.Glisic, "Advanced Wireless Communications 4G Technology", John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, England, 2004.
- [2] H. Harada and R. Prasad "Simulation and software radio for mobile communications," Artech House Boston, London, 2002.
- [3] S. Hengstler, D. P. Kasilingam, and A. H. Costa "A novel chirp modulation spread spectrum technique for multiple access", *Proceeding of the IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, vol. 1, pp. 73-77, September 2002
- [4] S.E. El-Khany, "Efficient Multiple-Access Communication Using Multi-User Chirp Modulation Signals, *Proceeding of IEEE 4th International Conference on Spread-Spectrum System and Technique (ISSSTA'96)*, pp. 1209-1213, 1996.
- [5] A. Goldsmith, *Wireless Communication*, Stanford, CA : Course Reader for EE359-Wireless Communications, Fall 2003
- [6] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd ed., New York: McGraw-Hill, 1995.

ประวัติผู้เขียน

นายนพรัตน์ ธรรมวงษา เกิดเมื่อวันที่ 11 กันยายน 2525 ที่จังหวัดหนองคาย ปีการศึกษา 2548 ได้สำเร็จการศึกษาปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง จังหวัดกรุงเทพมหานคร ปีการศึกษา 2545 สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง จากวิทยาลัยเทคนิคอุดรธานี จังหวัดอุดรธานี