

การเพิ่มความจุช่องสัญญาณในระบบ GSM  
ด้วยเทคนิค CHIRP แบบหลายความถี่เรียงเส้น

INCREASING OF CHANNEL CAPACITY TECHNIQUE FOR GSM SYSTEM  
BY MULTI-LINEAR CHIRP FREQUENCY HOPPING GSM

อนันต์ ไสภิน

ANAN SOPIN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

การเพิ่มความจุช่องสัญญาณในระบบ GSM  
ด้วยเทคนิค CHIRP แบบหลายความถี่เชิงเส้น

INCREASING OF CHANNEL CAPACITY TECHNIQUE FOR GSM SYSTEM  
BY MULTI-LINEAR CHIRP FREQUENCY HOPPING GSM

อนันต์ โสภิน

ANAN SOPIN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

**INCREASING OF CHANNEL CAPACITY TECHNIQUE FOR GSM SYSTEM  
BY MULTI-LINEAR CHIRP FREQUENCY HOPPING GSM**

**ANAN SOPIN**

**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**

**COPYRIGHT 2007**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การเพิ่มความจุช่องสัญญาณในระบบ GSM ด้วยเทคนิค CHIRP แบบหลายความถี่เชิงเส้น
นักศึกษา	นายอนันต์ โสภิน
รหัสนักศึกษา	46061202
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2550
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร.พิเชฐ ม่วงนวล

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการเพิ่มความจุช่องสัญญาณในระบบจีเอสเอ็มด้วยเทคนิคเชิงเส้น โดยการเปลี่ยนรูปแบบการมอดูเลตจากจีเอ็มเอสเคพีรีแควนซีฮอปปีงจีเอสเอ็ม (GMSK-FH-GSM) เป็นพีรีแควนซีฮอปปีงจีเอสเอ็มแบบเชิงหลายความถี่เชิงเส้น (MLC-FH-GSM) เพื่อแก้ปัญหาการชนของความถี่ที่เกิดจากรหัสการกระโดด (PN Code) เหมือนกัน และลดอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล (Bit Error Rate: BER) จะทำให้สามารถเพิ่มความจุช่องสัญญาณได้ โดยได้จำลองการทำงานเพื่อหาอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบพีรีแควนซีฮอปปีงจีเอสเอ็มแบบเชิงหลายความถี่เชิงเส้น เปรียบเทียบกับระบบจีเอ็มเอสเคพีรีแควนซีฮอปปีงจีเอสเอ็ม ผลจากการจำลองการทำงานหาอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบพีรีแควนซีฮอปปีงจีเอสเอ็มแบบเชิงหลายความถี่เชิงเส้นลดลง เมื่อเทียบกับระบบจีเอ็มเอสเคพีรีแควนซีฮอปปีงจีเอสเอ็ม ซึ่งจะทำให้ความจุช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นกว่าเดิม

<b>Thesis Title</b>	Increasing of Channel Capacity Technique for GSM System by MLC – FH – GSM
<b>Student</b>	Mr. Anan Sopin
<b>Student ID.</b>	46061202
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Telecommunications Engineering
<b>Year</b>	2007
<b>Thesis Advisor</b>	Asst. Prof. Dr. Pichet Moungnoul

## **ABSTRACT**

This thesis proposes the increase of channel capacity technique for GSM system by changing the modulation GMSK–FH–GSM to Multi–Linear chirp frequency hopping GSM (MLC–FH–GSM). The purposes are to solve collision problems of GSM frequency hopping arising from having the same PN code and to decrease the bit error rate. It results in increasing of channel capacity. The experiment is carried out by simulation program to find the bit error rate of MLC–FH–GSM. It results that the bit error rate obtained from the simulation program is less than the previous system.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ของข้าพเจ้าฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดีจาก ผศ.ดร. พิเชฐ ม่วงนวล อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ที่ให้ทั้งคำปรึกษาและข้อมูลต่างๆ ในการทำวิจัยวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ด้วยดีมาโดยตลอด และขอขอบคุณน้องๆ จากห้องวิจัยระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ ที่ได้ให้ความช่วยเหลือในการเขียนโปรแกรมจำลองการทำงานที่ใช้ในการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จนสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

ขอกราบขอบพระคุณคณาจารย์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาการทั้งหลายให้ข้าพเจ้า ทำให้ข้าพเจ้ามีความรู้เพิ่มขึ้นสามารถนำความรู้ที่ได้รับนี้ไปพัฒนาประเทศต่อไป

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณครอบครัวที่น่ารักของข้าพเจ้าและเพื่อน ๆ ที่คอยให้กำลังใจ และรอคอยด้วยความอดทนตลอดมาว่าเมื่อไหร่ข้าพเจ้าจะทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จสักที

อนันต์ โสภิต

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย .....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	II
กิตติกรรมประกาศ .....	III
สารบัญ .....	IV
สารบัญรูป .....	VII
บทที่ 1 บทนำ .....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา .....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา .....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา .....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย .....	2
1.5 ขอบเขตการวิจัย .....	3
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา .....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ .....	4
2.1 หลักการของระบบ GSM .....	4
2.1.1 บทนำ .....	4
2.1.2 ช่องความถี่วิทยุของระบบ GSM.....	7
2.1.3 Time Slot และ TDMA เฟรม.....	7
2.2 เทคนิคการมัลติเพล็กซ์ .....	8
2.2.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา .....	9
2.2.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ .....	9
2.2.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส .....	10
2.2.4 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม .....	10
2.3 การสื่อสารสเปกตรัมและคุณสมบัติ.....	11
2.4 ชนิดของการสื่อสารสเปกตรัม .....	14
2.4.1 การสื่อสารระบบไคเร็กซ์แควนสเปกตรัม .....	14

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.4.1.1 วงจรภาคส่งของระบบไคเร็กซีแควนสเปคตัมที่ใช่ การมอดูเลตแบบGMSK .....	17
2.4.1.2 วงจรภาครับของระบบไคเร็กซีแควนสเปคตัมที่ใช่ การดีมอดูเลตแบบ GMSK .....	18
2.4.2 การสื่อสารระบบฟรีแควนซีฮอปปีงสเปคตัม.....	19
2.4.2.1 ฟรีแควนซีฮอปปีงสเปคตัมแบบเข้าร่วมนัย .....	20
2.4.2.2 ฟรีแควนซีฮอปปีงสเปคตัมแบบเข้าไม่ร่วมนัย .....	21
2.4.2.3 ฟรีแควนซีฮอปปีงสเปคตัมแบบเร็วไม่ร่วมนัย .....	24
2.5 หลักการของระบบ FH-GSM .....	24
2.5.1 รหัส PN (Pseudorandom Noise Sequence) .....	28
2.5.1.1 รหัส m-sequence .....	28
2.5.1.2 รหัส gold-sequence .....	30
2.6 เทคนิคเซฟเชิงเส้น .....	33
2.6.1 สัญญาณในระบบเรดาร์ .....	33
2.6.2 สัญญาณพัลส์กลืนต่อเนื่อง .....	34
2.6.3 สัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้น .....	36
2.6.4 สัญญาณเอฟเอ็มไม่เชิงเส้น .....	40
2.6.5 สัญญาณวี-เอฟเอ็ม .....	41
2.7 ทฤษฎีการจางหายบนช่องสัญญาณ .....	43
2.7.1 ช่องสัญญาณรบกวนขาว (AWGN).....	43
2.7.2 ปราบกฏการน็อคอปเปอร์ชิฟต์ .....	44
2.7.3 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบเรย์ลีย์(Rayleigh).....	46
2.7.4 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบริเซียน(Rician).....	49
2.7.5 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบนาคากามิ(Nakagami).....	49
2.7.6 แบบจำลองช่องสัญญาณมัลติพาท .....	50
2.7.6.1 แบบจำลองของแจ็ค .....	50
2.7.7 ผลกระทบของดีเลย์สเปรด .....	52

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 การออกแบบและการทำแบบจำลองระบบ MLC-FH-GSM .....	57
3.1 การเซฟหลายความถี่เชิงเส้น .....	58
3.1.1 เทคนิคเซฟเชิงเส้น .....	58
3.1.2. เทคนิคเซฟหลายความถี่เชิงเส้น .....	61
3.1.2.1 สัญญาณเซฟหลายความถี่เชิงเส้นช่วงแรกของแต่ละผู้ใช้ .....	61
3.1.2.2 สัญญาณเซฟหลายความถี่เชิงเส้นช่วงหลังของแต่ละผู้ใช้ .....	62
3.2 การปรับปรุงระบบฟรีควอนซีฮอปปีงจีเอสเอ็มด้วยการมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น .....	68
3.2.1 ระบบฟรีควอนซีฮอปปีงและปัญหาการชนความถี่ .....	68
3.2.2 การแก้ปัญหาการชนความถี่ด้วยความถี่เซฟเชิงเส้น .....	71
3.3 การออกแบบโปรแกรมจำลองระบบ MLC-FH-GSM .....	73
บทที่ 4 ผลการจำลองของระบบ MLC – FH – GSM .....	75
4.1 อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลในช่องสัญญาณรบกวน .....	75
4.2 อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลเทียบกับจำนวนผู้ใช้งาน .....	76
4.3 อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อมีผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น .....	77
4.4 จำนวนผู้ใช้งานเมื่อใช้ความถี่เซฟเชิงเส้น .....	78
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ .....	80
เอกสารอ้างอิง .....	82
ภาคผนวก .....	83
ก. โปรแกรมจำลองการทำงาน .....	84
ข. ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์ .....	119
ประวัติผู้เขียน .....	127

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงการจัดเฟรมของโทรศัพท์มือถือระบบ GSM .....	5
2.2 แสดงโครงสร้างของโครงข่ายโทรศัพท์มือถือแบบ GSM .....	6
2.3 แสดงย่านความถี่วิทยุและช่องความถี่วิทยุของระบบ GSM .....	7
2.4 TDMA Frame และ timeslot ในระบบ GSM .....	8
2.5 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา .....	9
2.6 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ .....	10
2.7 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส .....	10
2.8 การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM .....	11
2.9 หลักการของการสื่อสารแบบสปรดสเปคตรัม	
(ก) แสดงการสร้างสัญญาณสปรดสเปคตรัมของผู้ใช้ 2 คน จากสัญญาณข้อมูลเดิม ที่เป็นสัญญาณแบนด์แคบ.....	12
(ข) แสดงการส่งสัญญาณสปรดสเปคตรัมของผู้ใช้ 2 คนในเวลาเดียวกัน.....	12
(ค) แสดงการดีสเปรดที่ภากรับ โดยมีเพียงสัญญาณของผู้ใช้คนที่ 1 เท่านั้นที่กลับคืนมา..	13
2.10 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของการสื่อสารแบบสปรดสเปคตรัม .....	14
2.11 ตัวอย่างการทำสปรดสเปคตรัม	
(ก) รูปสัญญาณของผู้ใช้หมายเลข 1 ที่วางจรวดส่ง.....	16
(ข) รูปสัญญาณของผู้ใช้หมายเลข 2 ที่วางจรวดส่ง.....	16
(ค) รูปสัญญาณของผู้ใช้หมายเลข 3 ที่วางจรวดส่ง .....	16
(ง) รูปสัญญาณที่เกิดขึ้นที่วางจรวดรับ.....	17
2.12 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งของระบบโคเรคชันแควนสปรดสเปคตรัม .....	18
2.13 บล็อกไดอะแกรมภากรับของระบบโคเรคชันแควนสปรดสเปคตรัม.....	18
2.14 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบพีแควนซีฮอปปีงสปรดสเปคตรัม	
(ก) ภาคส่งของระบบพีแควนซีฮอปปีงสปรดสเปคตรัม.....	21
(ข) ภาครับของระบบพีแควนซีฮอปปีงสปรดสเปคตรัม.....	21

## สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.15 แสดงความสัมพันธ์ทางเวลา-ความถี่ของระบบฟรีควอนซีฮอปปี้งสเปคตรัมแบบซ้ำไม่ร่วมนัย	
(ก) สัญญาณส่ง.....	22
(ข) สัญญาณดีสเปคตรัมที่ภาครับ.....	22
2.16 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบฟรีควอนซีฮอปปี้ง GSM	
(ก) แสดงภาคส่งของระบบฟรีควอนซีฮอปปี้ง GSM .....	25
(ข) ดิมอูเลตของระบบฟรีควอนซีฮอปปี้ง GSM .....	25
2.17 แสดงลำดับการกระโดดของความถี่ของ FH กับการกระโดดความถี่ที่ 4 ความถี่	
(ก) การกระโดดแบบเรียงลำดับ (cyclic hopping) .....	26
(ข) การกระโดดแบบสุ่ม (pseudo random hopping) .....	26
2.18 แสดงสัญญาณควบคุมการกระโดดของความถี่ .....	26
2.19 แสดงการกระโดดความถี่ใน baseband และ RF .....	27
2.20 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรสร้างรหัส m-sequence .....	28
2.21 ค่าอัตราสัมพันธ์ของรหัสเอ็ม-ซีควอนที่มีการเลื่อนไปของชิฟต์ค่าต่างๆ .....	30
2.22 แสดงค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างเอ็ม-ซีควอน 2 ชุด.....	31
2.23 โครงสร้างทั่วไปของวงจรสร้างรหัสโกลด์ .....	32
2.24 แสดงสัญญาณพัลส์คลื่นต่อเนื่อง (CW) ในแกนความถี่กับเวลา .....	34
2.25 แสดงสัญญาณคลื่นต่อเนื่อง (CW)	
(ก) รูปสัญญาณทางเวลา .....	35
(ข) สเปคตรัมของสัญญาณ .....	35
2.26 แสดงสัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้น (LFM) ในแกนความถี่กับเวลา .....	37
2.27 แสดงสัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้น	
(ก) รูปสัญญาณทางเวลาของเซฟลง .....	38
(ข) สเปคตรัมของสัญญาณ .....	38
2.28 สัญญาณเอฟเอ็มไม่เชิงเส้นในทางความถี่กับเวลา .....	40
2.29 แสดงสัญญาณวี-เอฟเอ็มในทางความถี่-เวลา	
(ก) สัญญาณวี-เอฟเอ็มแบบง่าย (Simple V-FM).....	42
(ข) สัญญาณวี-เอฟเอ็มแบบซับซ้อน (Complex V-FM).....	42

## สารบัญ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.30 คุณสมบัติของช่องสัญญาณรบกวนขาว	
(ก) รูปแบบของสัญญาณรบกวน .....	43
(ข) แสดงสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน .....	44
(ค) แสดงขนาดและสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน .....	44
2.31 ปรากฏการณ์คอปเปอร์ฟีลด์ที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ภาครับ .....	45
2.32 โครงสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณมัลติพาธตามแบบของ Jacks .....	50
2.33 สเปกตรัมความถี่ของออสซิลเลเตอร์สำหรับกรณี $N_0 = 8$ และ $N_0 = 34$ .....	51
2.34 ตัวอย่างแสดงการส่งผ่านสัญญาณอิมพัลส์ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ	
(ก) สภาพทางกายภาพ .....	54
(ข) สเปกตรัมสัญญาณที่ส่งจากสถานีฐานเทียบกับสัญญาณที่รับได้ในรถยนต์ .....	55
2.35 ตัวอย่างฟังก์ชันผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมัลติพาธ .....	56
3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบ MLC-FH-GSM .....	57
3.2 แสดงสัญญาณชีพจรเชิงเส้น	
(ก) แคนเวลา-ความถี่ .....	58
(ข) แคนเวลา-แอมพลิจูด .....	59
3.3 แสดงสัญญาณชีพจรหลายความถี่เชิงเส้นในแกนเวลา-ความถี่ กรณีผู้ใช้เท่ากับ 7 .....	64
3.4 แสดงสัญญาณชีพจรหลายความถี่เชิงเส้นในแกนเวลา-แอมพลิจูด ของผู้ใช้ทั้ง 7	
ตามแกนเวลา-ความถี่ โดยที่ $T_C = 50$ แชมเปิล	
(ก) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 1 .....	64
(ข) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 2 .....	65
(ค) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 3 .....	65
(ง) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 4 .....	66
(จ) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 5 .....	66
(ฉ) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 6 .....	67
(ช) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 7 .....	67
3.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ GMSK-FH-GSM .....	68
3.6 แสดงสัญญาณของระบบ FH-GSM ในแกนความถี่กับเวลาพร้อมทั้งแสดงปัญหาการชน.....	70

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้าที่
3.7 แสดงสัญญาณของระบบ MLC –FH –GSM ในแกนความถี่และเวลา พร้อมแสดงปัญหาการชนของรหัสความถี่ของผู้ใช้ A และ B.....	71
3.8 บล็อกไดอะแกรมของระบบ MLC –FH-GSM .....	72
3.9 บล็อกไดอะแกรมของระบบ MLC-FH-GSM .....	73
3.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ MLC-FH-GSM	
(ก) บล็อกไดอะแกรมด้านส่งของระบบ MLC-FH-GSM .....	74
(ข) บล็อกไดอะแกรมด้านรับของระบบ MLC-FH-GSM .....	74
4.1 กราฟแสดงอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลที่จำนวนความถี่เชิงเส้นเป็น 1,2,4 และ 8 โดยให้จำนวนผู้ใช้เท่ากับ 48 .....	75
4.2 แสดงอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลที่จำนวนความถี่เชิงเส้นต่างๆเมื่อมีผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น.....	76
4.3 แสดงอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลเปรียบเทียบกับจำนวนผู้ใช้งาน.....	77
4.4 แสดงจำนวนของผู้ใช้งานเทียบกับจำนวนความถี่เชิงเส้น.....	78

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

โทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ GSM เป็นระบบที่นิยมใช้งานในปัจจุบันนี้ ได้มีจำนวนผู้ใช้งานเพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ แต่จำนวนความจุช่องสัญญาณ (Channel Capacity) ในการใช้งานและรองรับจำนวนผู้ใช้งานมีจำนวนเท่าเดิม ทำให้เกิดปัญหาในการใช้งาน คือ ไม่สามารถติดต่อกันได้ในช่วงเวลาเร่งด่วนที่มีผู้ใช้งานเป็นจำนวนมากเกินกว่าที่ระบบจะสามารถรองรับได้ ทำให้เกิดความผิดพลาดบิตข้อมูล (Bit Error Rate: BER) ถ้าหากว่าสามารถทำให้ความจุช่องสัญญาณในการใช้งานมีจำนวนเพิ่มขึ้นได้ ระบบก็จะสามารถรองรับการใช้งานได้มากขึ้น ปัญหาที่เกิดจากช่องสัญญาณเต็มไม่สามารถติดต่อกันได้ก็จะหมดไปหรือลดน้อยลงได้

จากปัญหาจำนวนความจุช่องสัญญาณของระบบ (Channel Capacity) GSM ถูกใช้งานเต็ม นั้น ทำให้มีปัญหาในการติดต่อสื่อสารระหว่างกัน ผู้ใช้งานไม่สามารถติดต่อกันได้ ซึ่งบางครั้งเรื่องที่ต้องการติดต่อเป็นเรื่องที่สำคัญหรือเรื่องที่เร่งด่วน ถ้าหากว่าผู้ใช้งานไม่สามารถติดต่อกันได้อาจจะก่อให้เกิดความเสียหายต่อผู้ใช้งานนั้นได้ เมื่อเราสามารถทำให้ปัญหาเรื่องความจุช่องสัญญาณในการใช้งานหมดไปได้หรือความจุช่องสัญญาณในการใช้งานเพิ่มขึ้นได้ ก็จะเป็นประโยชน์อย่างมากต่อผู้ใช้งาน คือ ผู้ใช้งานสามารถใช้งานได้โดยไม่ติดขัด และระบบที่ใช้งานก็มีความจุช่องสัญญาณที่สามารถรองรับการใช้งานเพิ่มขึ้น

การเพิ่มความจุช่องสัญญาณของระบบสามารถทำได้หลายวิธี ได้แก่

1. การเฉลี่ยสัญญาณแทรกสอด (Interference averaging) ตัวอย่าง คือ ระบบ CDMA และ ฟรีควเอนซีฮอปปีง
2. การกำจัดสัญญาณแทรกสอด (Interference cancellation) ตัวอย่าง คือ การตรวจสอบผู้ใช้หลายราย (Multiuser detection)
3. การทำให้สัญญาณแทรกสอดลดลง (Interference reduction) ตัวอย่าง คือ การแบ่งออกเป็น ส่วนๆ และสายอากาศฉลาด (Sectorization and smart antenna), การจัดสรรแหล่งที่มาที่ปรับเปลี่ยนได้ (Dynamic resource allocation) และการควบคุมกำลังงาน (Power control)
4. การใช้เทคนิคของสายอากาศ (Antenna techniques) ตัวอย่าง คือ การดำเนินการในช่วงเวลาที่ว่าง (Space-time processing)
5. เพิ่มอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) เป็นการลดอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล (BER)

6. เพิ่มอัตราของข้อมูล แต่อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลจะเพิ่มขึ้นด้วย
7. เพิ่มแบนด์วิดท์เพื่อให้สามารถเพิ่มอัตราการรับส่งข้อมูลได้มากขึ้น

ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้หลักการของฟรีควเอนซีฮอปปีงจีเอสเอ็ม (Frequency Hopping GSM) และใช้เทคนิคแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น (Multi-linear chirp) มาใช้ในการวิจัย ซึ่งจะให้อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลลดลงและน้อยกว่าระบบเดิม เมื่ออัตราผิดพลาดบิตข้อมูลลดลงความจุช่องสัญญาณของระบบก็จะเพิ่มขึ้น สามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้เพิ่มมากขึ้น

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีจุดมุ่งหมายในการลดอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล (BER) เพื่อเพิ่มความจุช่องสัญญาณของระบบ GSM โดยการนำระบบฟรีควเอนซีฮอปปีงและเทคนิคการเซฟหลายความถี่เชิงเส้นของระบบเรดาร์มาประยุกต์ใช้งาน ในการลดอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล และเพิ่มความจุช่องสัญญาณ เพื่อให้ระบบสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้เพิ่มขึ้น และทำการจำลองการทำงานเปรียบเทียบกับระหว่างระบบ FH-GSM กับ MLC-FH-GSM

## 1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ในการสื่อสารระบบจีเอสเอ็มนั้น มีปัจจัยอยู่หลายอย่างด้วยกันที่จะทำให้เกิดความผิดพลาดบิตข้อมูลที่ภากรับ เช่น การแทรกสอดความถี่และมล็ดิพาท การชนของความถี่อันเนื่องมาจากได้รับ PN Code ที่เหมือนกันในบางตำแหน่ง อันเป็นปัญหาที่มีผลต่ออัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเป็นอย่างมาก ด้วยด้วยเหตุนี้จึงได้นำเทคนิคการเซฟแบบหลายความถี่เชิงเส้นมาแก้ปัญหาเหล่านี้ โดยเพิ่มเทคนิคการเซฟแบบหลายความถี่เชิงเข้ามาทำการมอดูเลต แทนแบบฟรีควเอนซีฮอปปีงจีเอ็มเอสแบบเดิม ซึ่งจะให้อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลให้ลดลงได้ และน้อยกว่าระบบฟรีควเอนซีฮอปปีงจีเอสเอ็มแบบเดิม ทำให้ความจุของช่องสัญญาณในระบบเพิ่มขึ้น ซึ่งจะทำให้ระบบสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้เพิ่มขึ้นด้วย

## 1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

หลักการในการเพิ่มความสามารถของระบบ GSM นั้นจะใช้ระบบ Frequency Hopping GSM และนำเทคนิค Multi-Linear Chirp ของระบบเรดาร์มามอดูเลตกับ FH-GSM เป็นระบบ MLC-FH-GSM จากหลักการของระบบ FH-GSM เดิมนั้นใช้ การมอดูเลตแบบ GMSK ทำให้เกิดความผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ภากรับ อันเนื่องมาจากการชนความถี่ของสัญญาณที่เกิดจาก PN Code ที่เหมือนกัน จึงมีแนวความคิดในการใช้ Slow Frequency Hopping แก่ความผิดพลาดบิต

ข้อมูลที่ถูกรับ อันจะทำให้การแทรกสอด และมีลติพาทของระบบลดลงหรือหายไปได้ และใช้เทคนิคการเชิงเส้นหลายความถี่มาทำการเพิ่มความจุของช่องสัญญาณ เพื่อให้ช่องสัญญาณมีความจุและมีประสิทธิภาพในการใช้งานได้เพิ่มขึ้น ซึ่งผลที่ได้จะนำมาเปรียบเทียบกันระหว่างระบบ FH-GSM กับระบบ MLC-FH-GSM ว่าผลที่ได้จากการใช้ระบบ MLC-FH-GSM ดีกว่าระบบเดิมอย่างไร สามารถเพิ่มความสามารถ และแก้ข้อผิดพลาดของบิตข้อมูลในระบบได้มากขึ้นกว่าเดิมหรือไม่

## 1.5 ขอบเขตการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีขอบเขตการวิจัยดังนี้

1. ศึกษาเกี่ยวกับวิธีการออกแบบเทคนิคการมอดูเลตแบบเชิงหลายความถี่เชิงเส้น จากเทคนิคการสร้างสัญญาณเชิงเส้นของเรดาร์ เพื่อใช้ในการแก้ปัญหาการชนความถี่ในระบบฟรีคววนซีฮอปปีงจีเอสเอ็ม
2. ทำการจำลองแบบการทำงานของระบบจีเอสเอ็ม ที่ใช้การมอดูเลตแบบจีเอ็มเอสเค และฟรีคววนซีฮอปปีงจีเอสเอ็ม ที่ใช้การมอดูเลตแบบเชิงหลายความถี่เชิงเส้น เพื่อหาอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลแสดงเป็นกราฟเปรียบเทียบกัน
3. ทำการจำลองแบบช่องสัญญาณรบกวนขาว (AWGN) และช่องสัญญาณการจางหายของมัลติพาท เพื่อหาค่าอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลที่ได้จากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณนั้น
4. สรุปผลการศึกษาถึงความจุของช่องสัญญาณในระบบทั้งสองในสภาวะเงื่อนไขต่างๆ กัน

## 1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีขั้นตอนการศึกษาดังต่อไปนี้

1. ศึกษาหลักการการทำงานและปัญหาที่เกิดขึ้นของระบบจีเอสเอ็ม
2. ศึกษาวิธีการแก้ปัญหาของระบบจีเอสเอ็ม
3. ศึกษาหลักการและคุณสมบัติของระบบฟรีคววนซีฮอปปีง
4. ศึกษาหลักการและคุณสมบัติของเทคนิคการเชิงเส้น ที่จะนำมามอดูเลตแบบเชิงหลายความถี่เชิงเส้นมาใช้งาน
5. ทำการออกแบบระบบฟรีคววนซีฮอปปีงจีเอสเอ็ม ที่ใช้การมอดูเลตแบบเชิงหลายความถี่เชิงเส้น
6. ทำการจำลองการทำงานของระบบฟรีคววนซีฮอปปีงจีเอสเอ็ม ที่ใช้การมอดูเลตแบบเดิมและแบบใช้การมอดูเลตแบบใหม่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม Matlab

7. ทำการจำลองในช่องสัญญาณขาว และช่องสัญญาณการจางหายมัลติพาท เพื่อใช้ในการทดสอบระบบด้วยโปรแกรม Matlab
8. ทำการจำลองหาอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลที่จำนวนความถี่เซพเชิงเส้นต่างๆกัน
9. ทำการจำลองการทำงานหาจำนวนผู้ใช้งานที่ระบบ MLC-FH-GSM สามารถรองรับได้เมื่อเพิ่มจำนวนความถี่เซพเชิงเส้น
10. สรุปผลและวิเคราะห์ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของระบบ

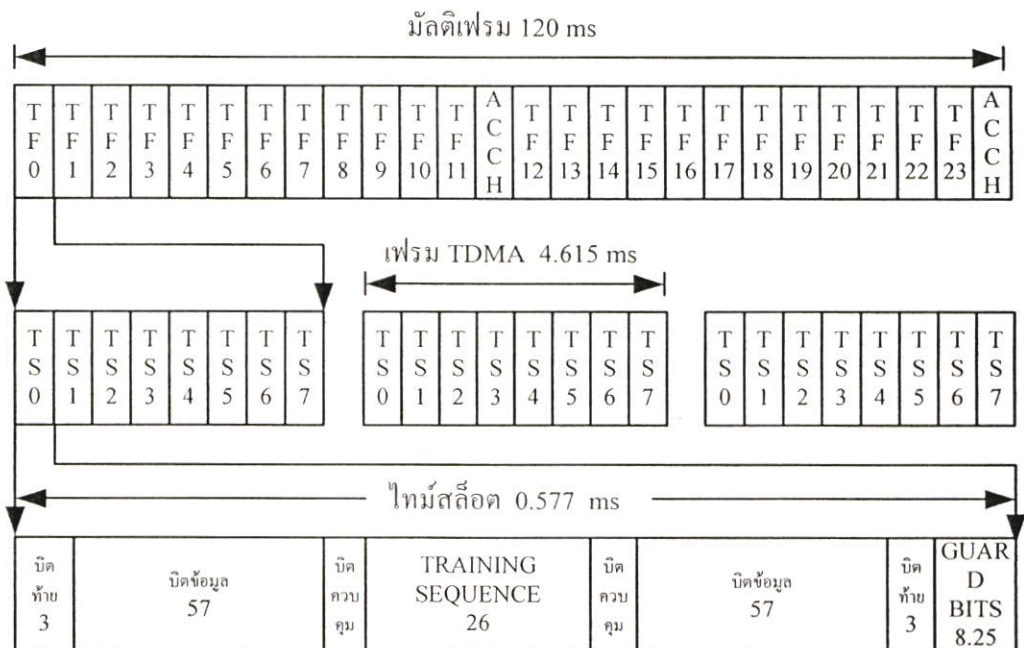
## บทที่ 2

### ทฤษฎีและหลักการ

#### 2.1 หลักการของระบบ GSM

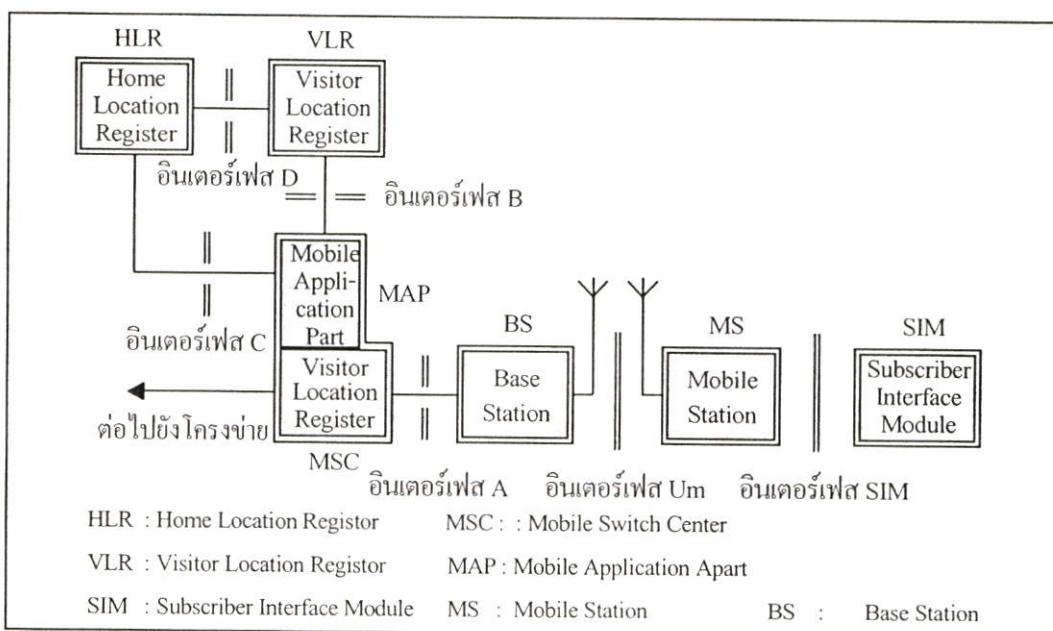
##### 2.1.1 บทนำ

GSM ย่อมาจากคำว่า Group Special Mobile เริ่มพัฒนามาตั้งแต่ปี พ.ศ. 2522 โดยกลุ่มของประเทศยุโรป เนื่องจากการใช้ระบบอนาล็อกนั้นจะสิ้นเปลืองความถี่ในการใช้งานเป็นอย่างมาก โทรศัพท์เคลื่อนที่จึงพัฒนาเป็นระบบดิจิทัล เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพให้มากขึ้น และเสนอให้กรรมการไปรษณีย์โทรเลข และโทรคมนาคมภาคพื้นยุโรป จนสามารถให้บริการได้อย่างจริงจังในปี พ.ศ. 2534 และเนื่องจากกลุ่มที่พัฒนา GSM เดิมได้ทำการพัฒนาระบบ DCS 1800 (Digital Communication System 1800 MHz) ต่อทางคณะกรรมการจึงเปลี่ยนชื่อเต็มของระบบ GSM เดิมเป็น Global System for Mobile communication และใช้กันมาจนถึงปัจจุบันนี้



รูปที่ 2.1 แสดงการจัดเฟรมของโทรศัพท์มือถือระบบ GSM

การใช้ช่องความถี่อย่างมีประสิทธิภาพของระบบ GSM เป็นข้อดีของระบบนี้เช่นกัน โดยการใช้เทคนิคของ TDMA (Time Division Multiple Access) หรือการแบ่งเวลากันใช้ ทำให้ใน 1 ช่องความถี่นั้น สามารถคุยกันได้ถึง 8 คู่สนทนา หรือพูดง่าย ๆ ก็คือมีความจุได้มากกว่าระบบอนาล็อกถึง 8 เท่าตัวเลยทีเดียว และในการรับส่งสัญญาณเสียงของระบบ GSM จะใช้วิธีการเข้ารหัสและถอดรหัสโดยผ่านกระบวนการจับสัญญาณให้ส่งเป็นชุดๆ หนึ่งชุดนั้นจะมีระยะเวลาในการส่ง  $120\text{ ms}$  และจะมีสัญญาณเสียงทั้งหมด 24 เฟรมอยู่ภายใน แต่ละเฟรมจะแบ่งออกเป็น 8 ช่องเวลา แต่ละช่องเวลาจะเป็นสัญญาณในรูปแบบแพ็คเกจ ซึ่งประกอบไปด้วยข้อมูล สัญญาณนำสัญญาณปิดขบวนและช่องเวลาซึ่งเป็นการ์ดแบนด์ (ดูรูปที่ 2.1 ประกอบ)



รูปที่ 2.2 แสดงโครงสร้างของโครงข่ายโทรศัพท์มือถือแบบ GSM

รูปที่ 2.2 เป็นรูปของโครงสร้างโครงข่ายโทรศัพท์มือถือแบบ GSM ซึ่งจะประกอบไปด้วยส่วนสำคัญ 4 ส่วน ส่วนแรกเป็นส่วนของชุมสายซึ่งจะประกอบไปด้วย 4 ส่วนหลัก คือ ส่วนของ วงจรสวิตซ์ ซึ่ง ส่วนของการประยุกต์ใช้งาน ส่วนของรายละเอียดผู้เรียกเข้าและส่วนของรายละเอียดประจำสถานี ส่วนที่ 2 เป็นส่วนของสถานีฐาน ซึ่งจะมีโครงสร้างการจัดสรรความถี่เป็นกลุ่มๆ กลุ่มละ 3 สถานีฐาน นั่นก็หมายความว่าในระบบ GSM ซึ่งมีจำนวนแชนแนลสูงสุด 1000 แชนแนล จะถูกแบ่งออกเป็นสถานีฐานละ 333 แชนแนล ดังนั้นในหนึ่งสถานีฐานจะสามารถคุยกันได้ 333 คู่สนทนา ในส่วนที่ 3 จะเป็นส่วนของเครื่องตัวลูกของ GSM ซึ่งจะมีอยู่ 3 แบบด้วยกัน

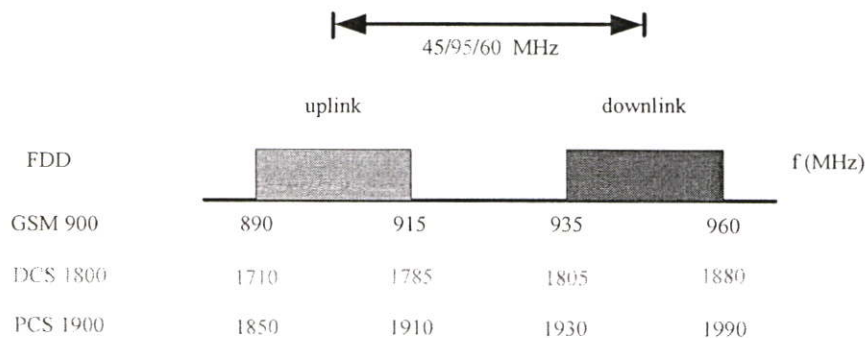
โดยแบบที่ 1 เป็นแบบติดตั้งกับรถยนต์จะมีกำลังส่งประมาณ 20 วัตต์ ในแบบที่ 2 จะเป็นลักษณะหัวถี้อจะมีกำลังส่ง 2-5 วัตต์ และในแบบที่ 3 จะเป็นแบบมือถือจะมีกำลังส่งประมาณ 0.6-0.8 วัตต์ ส่วนภาครับจะมีความไวในการรับประมาณ  $-104$  ถึง  $-102\text{dBm}$  ในส่วนที่ 4 จะเป็นส่วนของ SIM card ทั้งสี่ส่วนนี้สามารถดูรูปที่ 2.2 ประกอบการอธิบายได้

### 2.1.2 ช่องความถี่วิทยุของระบบ GSM

ย่านความถี่วิทยุของระบบ GSM มี 3 ย่านความถี่คือ

1. GSM 900 มีแบนด์วิดท์ เท่ากับ  $45\text{MHz}$  ย่านความถี่ใช้งาน อยู่ที่  $890-915\text{MHz}$  สำหรับ up-link และที่  $935-960\text{MHz}$  สำหรับ down-link
2. DCS 1800 มีแบนด์วิดท์ เท่ากับ  $90\text{MHz}$  ย่านความถี่ใช้งานอยู่ที่  $1,710-1,785\text{MHz}$  สำหรับ up-link และที่  $1,805-1,880\text{MHz}$  สำหรับ down-link
3. PCS 1900 มีแบนด์วิดท์ เท่ากับ  $60\text{MHz}$  ย่านความถี่ใช้งานอยู่ที่  $1,850-1,910\text{MHz}$  สำหรับ up-link และที่  $1,930-1,990\text{MHz}$

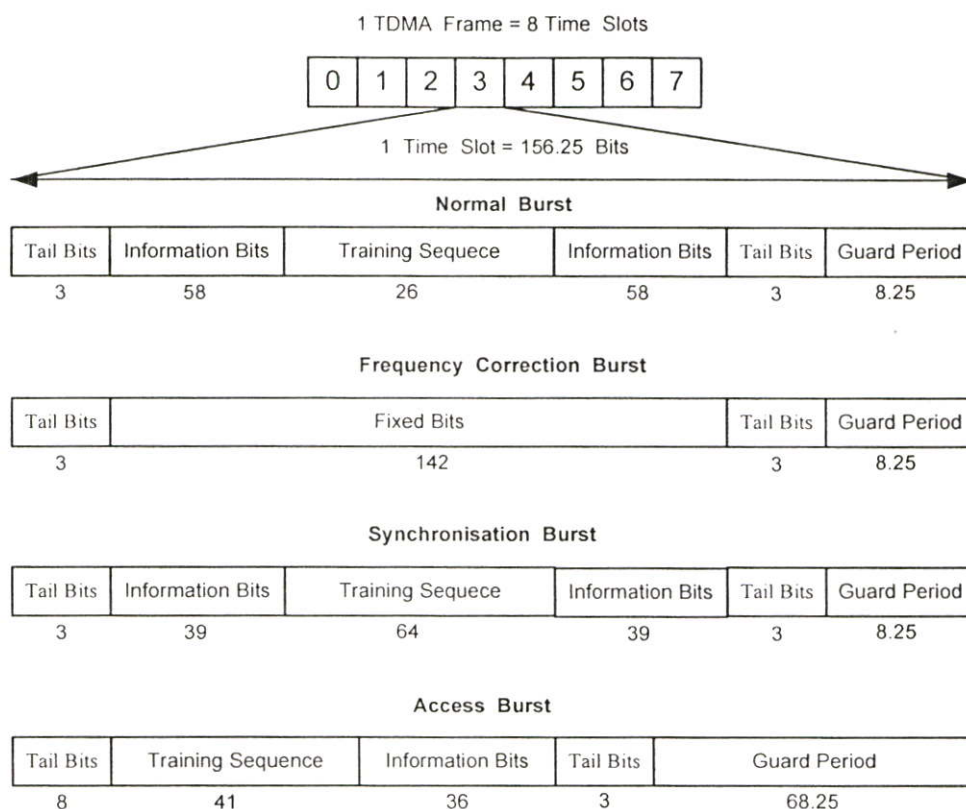
ระยะห่างของความถี่ของแต่ละช่องความถี่ทั้ง 2 ระบบ เท่ากับ  $200\text{kHz}$  ทำให้ได้ช่องความถี่เท่ากับ 124 ช่อง สำหรับ GSM 900 ช่องความถี่ 374 ช่อง สำหรับ DCS 1800 และ 300 ช่อง สำหรับ PCS 1900 ผู้ให้บริการบางราย มีการใช้ให้บริการทั้งใน GSM 900 และ GSM 1800 ดังรูปที่ 2.3 แสดงย่านความถี่ใช้งานทั้งในย่าน  $900\text{MHz}$ ,  $1800\text{MHz}$  และ  $1900\text{MHz}$



รูปที่ 2.3 แสดงย่านความถี่วิทยุและช่องความถี่วิทยุของระบบ GSM

### 2.1.3 timeslots และ TDMA เฟรม

ในระบบ GSM ใช้ระบบมัลติเพล็กซ์แบบ TDMA เวลาใน 1 TDMA เฟรมเท่ากับ  $4.615\text{ms}$  ในแต่ละ TDMA เฟรมแบ่งออกเป็น 8 timeslots เวลาในแต่ละ timeslot เท่ากับ  $0.577\text{ms}$  ดังรูปที่ 2.4



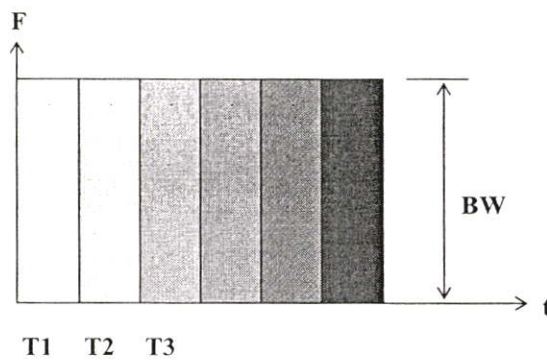
รูปที่ 2.4 TDMA Frame และ timeslot ในระบบ GSM

## 2.2 เทคนิคการมัลติเพล็กซ์

ในระบบการสื่อสารนั้น มีความจำเป็นที่จะต้องทำการส่งสัญญาณต่าง ๆ หลายสัญญาณรวมกันไปในตัวกลางหรือสายส่งสัญญาณเส้นเดียวกัน และสามารถทำการแยกสัญญาณแต่ละสัญญาณที่ส่งรวมกันนั้นออกจากกันได้ทางด้านเครื่องรับ วิธีการรวมสัญญาณเข้าด้วยกันนี้เรียกว่า การมัลติเพล็กซ์ (Multiplex) ส่วนวิธีการแยกสัญญาณออกจากกัน เรียกว่า การดีมัลติเพล็กซ์ (De-multiplex) การมัลติเพล็กซ์ที่รู้จักกันโดยทั่วไป ได้แก่ การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (Frequency Division Multiplexing) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา (Time Division Multiplexing) และการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส (Code Division Multiplexing) ในปัจจุบันนี้ การมัลติเพล็กซ์อีกรูปแบบหนึ่งที่กำลังเป็นที่สนใจของกลุ่มนักวิจัย คือ การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ตั้งฉากกัน (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ซึ่งเป็นการมัลติเพล็กซ์ที่ทำให้สามารถใช้งานย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพยิ่งขึ้น และสามารถรองรับการส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูงได้ดีอีกด้วย

### 2.2.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา

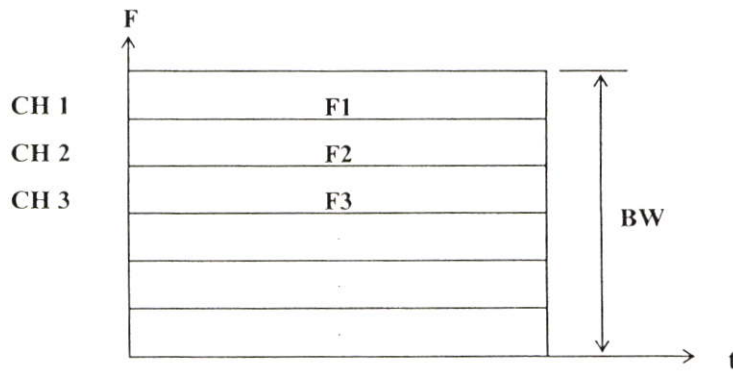
การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลาหรือ TDM (Time Division Multiplexing) เป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์รูปแบบหนึ่ง ที่ทำให้เราสามารถส่งสัญญาณข้อมูลได้มากกว่าหนึ่งช่องสัญญาณไปในช่องการสื่อสารช่องเดียวกัน โดยอาศัยการแบ่งช่วงเวลา (Time Slot) ในการส่งสัญญาณ ซึ่งสัญญาณข้อมูลแต่ละสัญญาณจะทำการมอดูเลตที่ความถี่เดียวกัน แต่ส่งในช่วงเวลาที่แตกต่างกัน จึงทำให้สามารถใช้ช่องสัญญาณเพียงสัญญาณช่องเดียวติดต่อกันได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.5 ระบบการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลานี้ นิยมใช้ในการส่งสัญญาณข้อมูลแบบดิจิทัล แต่บางครั้งก็พบได้ในการสื่อสารระบบอนาล็อก เนื่องจากว่าขั้นตอนการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล (A/D) และดิจิทัลเป็นอนาล็อก (D/A) นั้นมีกระบวนการที่ไม่ยุ่งยากนัก



รูปที่ 2.5 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา

### 2.2.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่

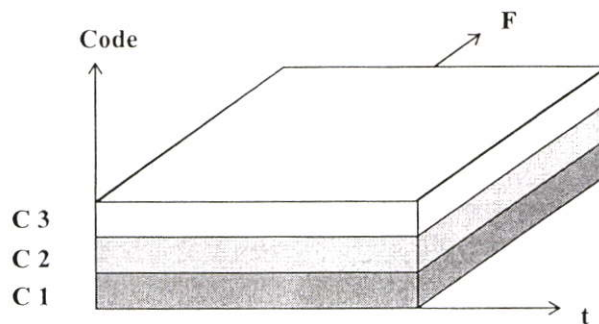
การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่หรือ FDM (Frequency Division Multiplexing) วิธีการนี้จะอาศัยการมอดูเลตสัญญาณมาช่วย ในการย้ายสเปกตรัมของสัญญาณที่ต้องการจะส่งแต่ละสัญญาณรวมกันไปในนั้นให้เลื่อนไปอยู่ในย่านความถี่ที่ไม่ทับซ้อนกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.6 ทั้งนี้เพื่อไม่ให้การใช้สเปกตรัมของแต่ละสัญญาณนั้น เกิดการรบกวนซึ่งกันและกันในแกนความถี่ โดยสามารถเลือกใช้คลื่นพาหะที่มีความถี่ที่เหมาะสม มาทำการมอดูเลตสัญญาณต่างๆที่ต้องการจะส่งรวมกัน เพื่อทำให้สเปกตรัมของสัญญาณที่เกิดขึ้นจากการมอดูเลตนั้นแยกเป็นอิสระต่อกันในแกนความถี่ ทำให้สามารถส่งสัญญาณเหล่านี้รวมกันไปในช่องสัญญาณเดียวกันได้ และเมื่อเราให้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านมา แยกสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับอย่างเหมาะสมแล้ว จะสามารถแยกสัญญาณเหล่านั้นออกจากกันได้ และเมื่อนำสัญญาณที่แยกออกมาไปทำการดีมอดูเลตก็จะได้ข้อมูลหรือข่าวสารกลับคืนมา ส่วนมากการมัลติเพล็กซ์แบบ FDM จะนิยมใช้กับการส่งสัญญาณข้อมูลแบบอนาล็อก เช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคแรกๆ



รูปที่ 2.6 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่

### 2.2.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัสหรือ CDM (Code Division Multiplexing) เป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์ที่อาศัยการแบ่งช่องสัญญาณโดยการกำหนดรหัส ดังแสดงในรูปที่ 2.7 ทำให้สามารถทำการสื่อสารกันได้โดยใช้ความถี่เดียวกันพร้อมๆกันหลายช่องสัญญาณ เป็นเทคนิคที่ทำให้มีความจุของช่องสัญญาณสูง แต่เมื่อมีการสื่อสารกันมากๆจะทำให้คุณภาพของสัญญาณต่ำลง อันเนื่องมาจากการแทรกสอด (Interference) ระหว่างผู้ใช้ด้วยกันเอง

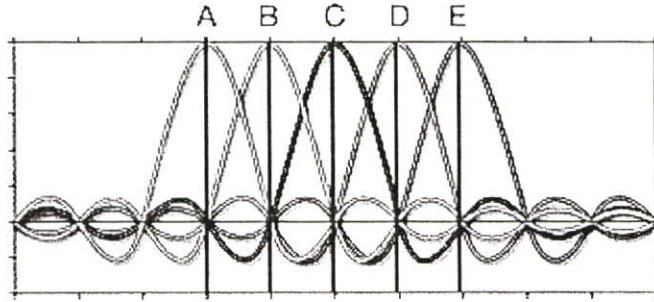


รูปที่ 2.7 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส

### 2.2.4 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม

การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM (Orthogonal Division Multiplexing) ดังรูปที่ 2.8 เป็นเทคนิคที่ทำให้สามารถส่งผ่านข้อมูลด้วยความเร็วสูง โดยอาศัยหลักการการส่งผ่านความถี่แบบหลายคลื่นพาหะ (Multi-carrier) อีกทั้งยังใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ เพราะแต่ละ

คลื่นพาหะย่อยที่ใช้ในการส่งสัญญาณจะมีสเปกตรัมที่เหลื่อมกัน โดยมีคุณสมบัติของการตั้งฉาก (Orthogonal Properties) ซึ่งกันและกันว่าจะนำมาใช้ในการสื่อสารไร้สายยุคที่ 4



รูปที่ 2.8 การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM

### 2.3 การสื่อสารสเปกตรัมและคุณสมบัติ

การสื่อสารสเปกตรัม จะทำการเข้ารหัสสัญญาณข่าวสารด้วยสัญญาณรหัส ที่มีความเป็นอิสระไม่ขึ้นกับสัญญาณข้อมูล และมีความกว้างของสเปกตรัมมากกว่าสัญญาณข้อมูลมาก การทำเช่นนี้จะเป็นผลทำให้กำลังของสัญญาณข้อมูล มีการแผ่กว้างออกไปตลอดช่วงของแบนด์วิดท์ของสัญญาณสเปกตรัมนั้น เป็นผลทำให้สัญญาณสเปกตรัมมีความหนาแน่น (Density) ของกำลังงานลดลง อัตราส่วนของแบนด์วิดท์ของสัญญาณสเปกตรัมต่อแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลจะถูกเรียกว่า อัตราขยายการประมวลผล (Processing Gain :  $G_p$ ) ของระบบสเปกตรัม

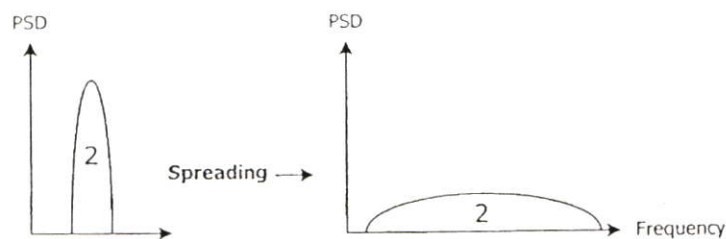
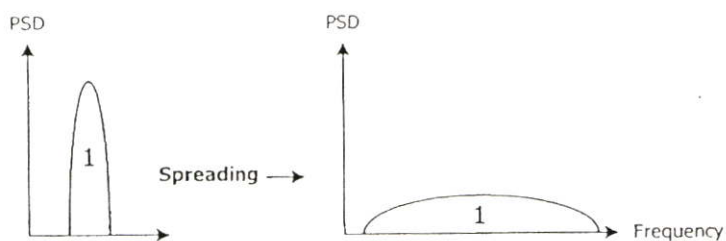
$$G_p = \frac{W}{B_i} \quad (2.1)$$

โดยที่  $W$  คือ แบนด์วิดท์ของการส่งสัญญาณ  
 $B_i$  คือ แบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูล

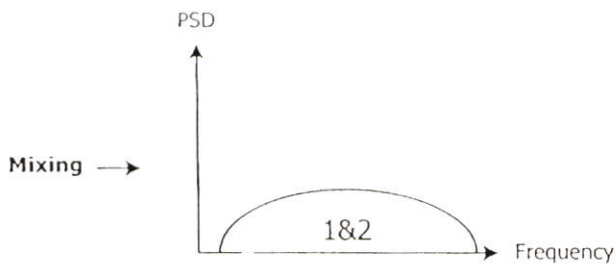
เครื่องรับจะทำอัตสหสัมพันธ์ (Auto-Correlation) สัญญาณที่รับได้ด้วยสัญญาณรหัสที่เหมือนกับทางด้านส่ง ซึ่งถูกสร้างขึ้นอย่างเข้าจังหวะกับรหัสของสัญญาณที่รับได้ เพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมา แสดงว่าเครื่องรับจะต้องรู้สัญญาณรหัสที่ใช้ในด้านส่งนั้น เนื่องจากการเข้ารหัสทำให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลมีขนาดใหญ่ขึ้นมาก ดังนั้นการทำสเปกตรัมจึง มีคุณสมบัติสำคัญหลายประการ ที่แตกต่างจากคุณสมบัติของสัญญาณแบนด์แคบ

(Narrow band) คุณสมบัติที่สำคัญของการใช้เทคนิคสเปกตรัม มีดังนี้

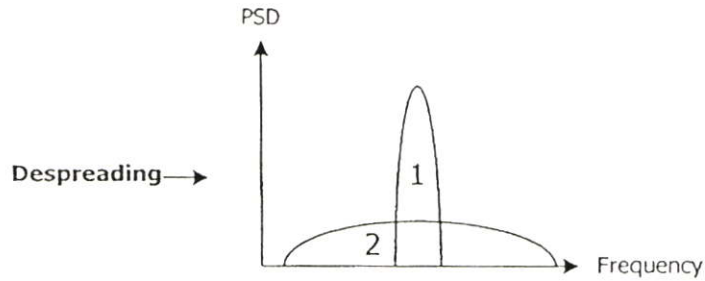
1. ความสามารถในการมัลติเพล็กซ์ (Multiple Access Capability) ถ้ามีผู้ใช้หลายๆ คนทำการส่งสัญญาณสเปกตรัมในเวลาเดียวกัน เครื่องรับยังคงสามารถแยกแยะความแตกต่างระหว่างผู้ใช้แต่ละคนได้ โดยการให้ผู้ใช้แต่ละคนใช้รหัสซึ่งมีค่าสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-Correlation) ที่ต่ำระดับหนึ่ง ระหว่างรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการกับรหัสของผู้ใช้อื่นๆ ดังนั้นเมื่อทำอัตราสัมพันธ์สัญญาณที่รับได้ด้วยรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการ ก็จะเป็นการดีสเปรด (Despread) สัญญาณของผู้ใช้คนดังกล่าวกลับคืนมา ในขณะที่สัญญาณสเปกตรัมของจากผู้ใช้อื่นๆ จะยังคงมีลักษณะเหมือนเดิม ด้วยเหตุนี้ภายในแบนด์วิธของสัญญาณข้อมูลจะมีกำลังของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการมากกว่ากำลังของสัญญาณแทรกสอด (Interference Power) จากผู้ใช้อื่นๆ ดังนั้นจึงสามารถทำการตรวจจับสัญญาณที่ต้องการออกมาได้ แสดงดังรูปที่ 2.9



(ก)



(ข)



(ก)

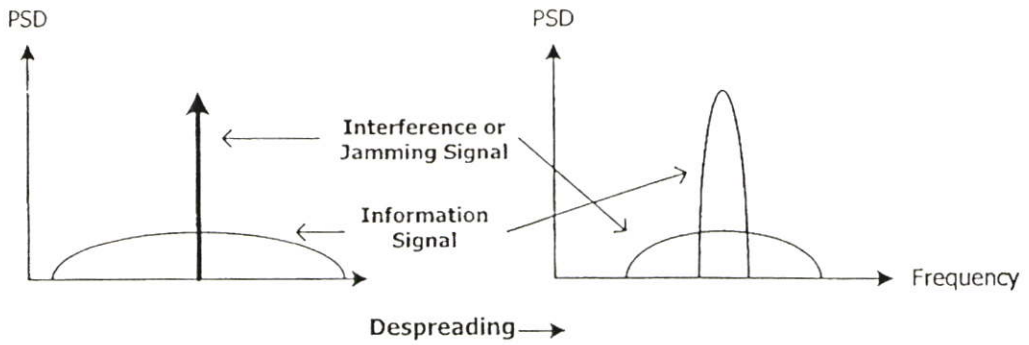
### รูปที่ 2.9 หลักการของการสื่อสารแบบสเปรดสเปกตรัม

- (ก) แสดงการสร้างสัญญาณสเปรดสเปกตรัมของผู้ใช้ 2 คน จากสัญญาณข้อมูลเดิมที่เป็นสัญญาณแบนด์แคบ
- (ข) แสดงการส่งสัญญาณสเปรดสเปกตรัมของผู้ใช้ทั้ง 2 คนในเวลาเดียวกัน
- (ค) แสดงการดิสเพรดที่ภาครับ โดยมีเพียงสัญญาณของผู้ใช้คนที่ 1 เท่านั้นที่กลับคืนมา

2. การป้องกันสัญญาณแทรกสอดแบบหลายวิถี (Multi-path Interference) สำหรับช่องสัญญาณวิทยุนั้น เส้นทางเดินของสัญญาณระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับไม่ได้มีเพียงเส้นทางเดียว อันเนื่องมาจากการสะท้อนและการหักเห ทำให้สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับมาจากเส้นทางต่างๆกัน สัญญาณจากเส้นทางต่างๆนั้นเป็นสัญญาณที่ถูกส่งออกมาจากเครื่องส่งเหมือนกัน แต่มีความแตกต่างกันทางแอมพลิจูดและเฟส การรวมสัญญาณเหล่านี้เข้าด้วยกันที่เครื่องรับนั้น เป็นการรวมแบบเสริมกันที่ความถี่เหมือนกันและหักล้างกันที่ความถี่อื่นๆ ซึ่งการทำสเปรดสเปกตรัมสามารถแก้ปัญหาเกี่ยวกับสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทางได้

3. ความเป็นส่วนตัว (Privacy) สัญญาณที่ถูกส่งออกไปสามารถทำการดิสเพรดได้ และได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมาเมื่อเครื่องรับรู้รหัสเดียวกันเท่านั้น จึงทำให้มีความเป็นส่วนตัวของแต่ละผู้ใช้สูง

4. การกำจัดสัญญาณแทรกสอด (Interference Rejection) การทำสหสัมพันธ์ข้ามของสัญญาณรหัสด้วยสัญญาณแบนด์แคบ จะทำให้แถบความถี่ของสัญญาณนั้นแผ่ออก นั่นคือจะทำให้สัญญาณแทรกสอดที่อยู่ในแถบความถี่ของสัญญาณข้อมูล มีกำลังงานลดลงแสดงดังรูปที่ 2.10 สัญญาณสเปรดสเปกตรัม ซึ่งถูกรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดแบนด์แคบ จะถูกดิสเพรดที่เครื่องรับส่งผลให้ความถี่ของสัญญาณแทรกสอดนั้นแผ่กว้างขึ้น ทำให้สัญญาณแทรกสอดดังกล่าวปรากฏเป็นสัญญาณรบกวนพื้นหลัง (Background Noise) เมื่อเทียบกับสัญญาณข้อมูล



รูปที่ 2.10 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของการสื่อสารแบบสเปกตรัมแพร่

5. ความสามารถในการป้องกันการแทรกแซงจากผู้อื่น (Anti Jamming Capability) โดยเฉพาะอย่างยิ่งการแทรกแซงแบนด์แคบ (Narrowband Jamming) คุณสมบัตินี้คล้ายกับการกำจัดสัญญาณแทรกสอด เพียงแต่สัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นในกรณีนี้ เป็นไปโดยเจตนาให้เกิดในระบบ จากคุณสมบัติข้อนี้และข้อถัดไป ทำให้การทำสเปกตรัมแพร่ เป็นที่น่าสนใจสำหรับการประยุกต์ใช้งานทางทหาร

6. ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ (Low Probability of Intercept) เนื่องจากสัญญาณสเปกตรัมแพร่มีความหนาแน่นของกำลังงานที่ต่ำ จึงทำให้การถูกตรวจจับทำได้ยาก จึงสามารถป้องกันการถูกตรวจจับได้ดี

## 2.4 ชนิดของการสื่อสารสเปกตรัมแพร่

วิธีการทำสเปกตรัมแพร่ แบ่งออกได้เป็น 2 วิธี คือ ไคเร็กซ์ีแควนสเปกตรัมแพร่ (Direct Sequence Spread Spectrum : DSSS) และฟรีแควนซีฮอปปีงสเปกตรัมแพร่ (Frequency Hopping Spread Spectrum : FHSS) ทั้งสองวิธีมีความแตกต่างกันโดยหลักการ แต่ทั้ง 2 วิธีนี้อาศัยรหัสชนิดเดียวกันที่เรียกว่ารหัส PN (Pseudorandom Noise) เป็นส่วนสำคัญ ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องเข้าใจถึงแนวทางการสร้างและคุณลักษณะของรหัส PN ด้วย

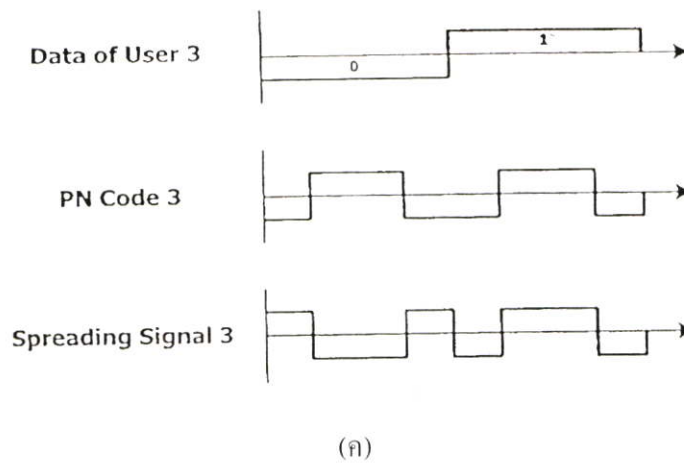
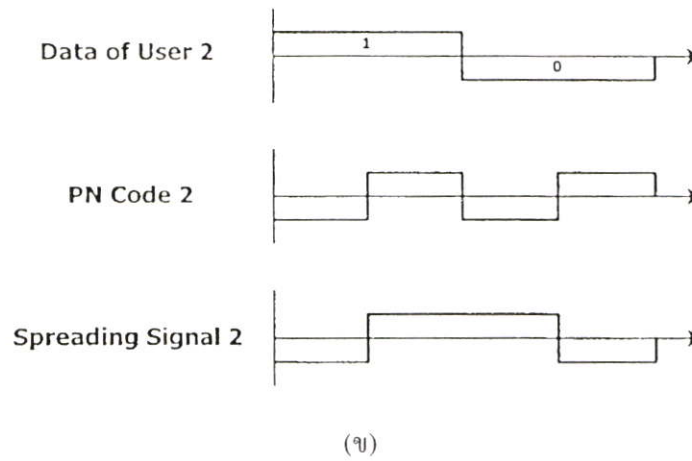
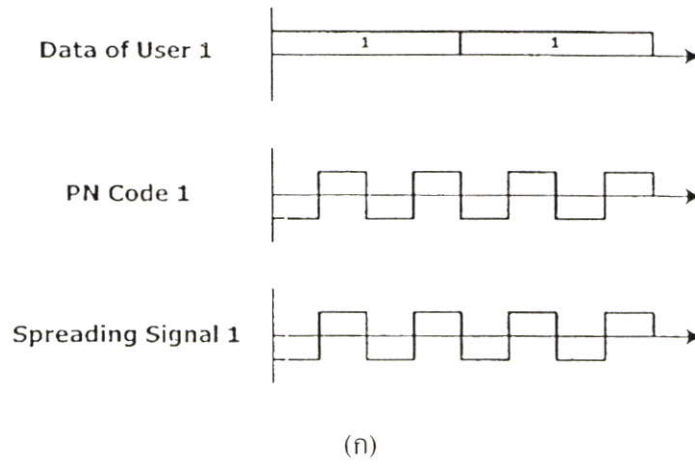
### 2.4.1 การสื่อสารระบบไคเร็กซ์ีแควนสเปกตรัมแพร่

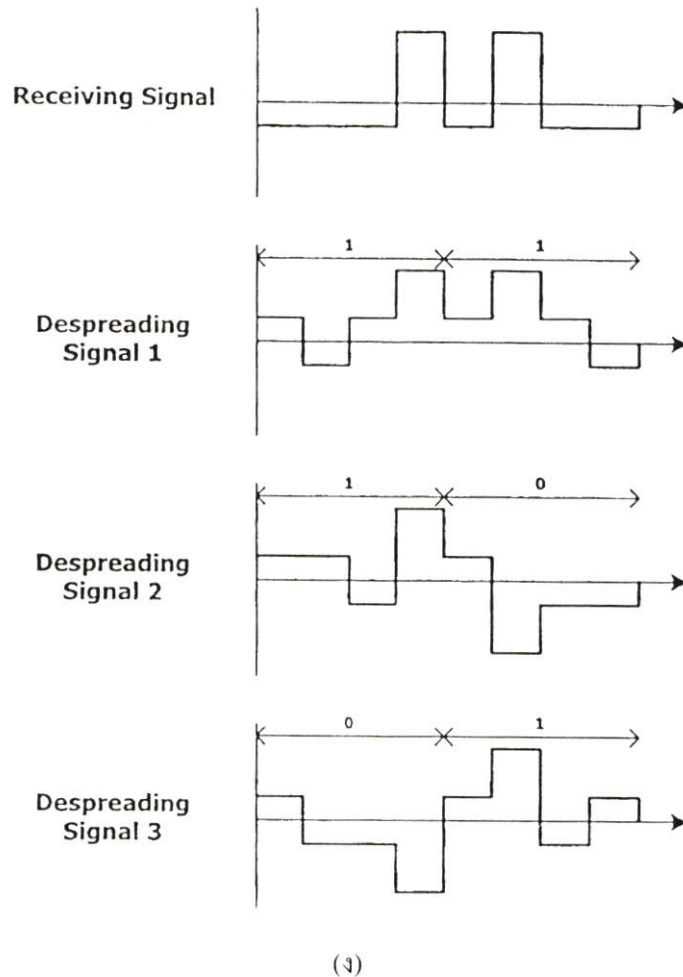
ในส่วนแรกนี้ อธิบายถึงหลักการพื้นฐานของวิธีการสเปกตรัมแพร่แบบไคเร็กซ์ีแควนเพื่อใช้งานในระบบ CDMA (Code Division Multiple Access) โดยยกตัวอย่างง่ายๆสำหรับใช้ในการอธิบายถึงวิธีการการทำสเปกตรัมแพร่ในแต่ละขั้นตอน สมมติว่าในระบบที่เราสนใจมีจำนวนผู้ใช้ทั้งหมด 3 คน ซึ่งแต่ละคนก็จะได้รับชุดรหัส PN ที่แตกต่างกัน ก่อนที่ผู้ใช้แต่ละคนจะส่ง

ข้อมูลออกไป จะนำบิตข้อมูลเหล่านั้นไปทำการสเปกสเปคตรัมก่อน โดยการนำบิตข้อมูลไปคูณกับชุดรหัส PN ของตนเอง ซึ่งจะให้อัตราบิตมีขนาดสูงขึ้นดังแสดงในรูปที่ 2.11 ซึ่งตัวอย่างอัตราบิตนี้มีขนาดเพิ่มขึ้นเป็น 4 เท่าของอัตราบิตข้อมูลของผู้ใช้ ตัวอย่างนี้สมมติให้ผู้ใช้หมายเลข 1, 2 และ 3 ต้องการส่งข้อมูล 11, 10 และ 01 ตามลำดับ สัญญาณที่ผ่านการสเปกสเปคตรัมแล้ว จะมีลักษณะดังรูปที่ 2.11 ในรูปที่ 2.11 สัญญาณ “1” จะแทนด้วยแรงดันเป็น “1” และสัญญาณ “0” แทนด้วยแรงดัน “-1” สัญญาณที่ทำการสเปกสเปคตรัมแล้วทั้ง 3 สัญญาณจะถูกส่งออกไปพร้อมกันบนความถี่เดียวกัน นั้นหมายความว่าที่ภาครับจะได้รับสัญญาณที่เป็นผลรวมของสัญญาณทั้ง 3 ซึ่งสัญญาณเหล่านี้รบกวนซึ่งกันและกันอยู่และยากต่อการแยกแยะสัญญาณแต่ละตัวออกมา

สำหรับขั้นตอนในการแยกสัญญาณของแต่ละคนออกมานั้น สามารถทำได้โดยการนำชุดรหัส PN ของผู้ใช้แต่ละคนไปคูณกับสัญญาณที่รับได้ และทำการบวกผลคูณเหล่านั้นทีละ 4 บิต หรือเท่ากับความยาวของหนึ่งบิตข้อมูลนั่นเอง ค่าที่คำนวณได้เหล่านี้จะนำไปใช้ในการตัดสินใจต่อไป ตัวอย่าง เช่น ถ้าเรานำรหัสของผู้ใช้หมายเลข 1 ไปคูณกับสัญญาณรวม จะได้ผลรวมของผลคูณออกมาเป็น “4” สำหรับข้อมูลทั้งสองบิต ในขณะที่ผู้ใช้หมายเลข 2 กระทำการในลักษณะเดียวกันจะได้ผลออกมาเป็น “4” และ “-4” ในขั้นตอนการตัดสินใจบิตให้กระทำดังนี้ คือ ถ้าผลลัพธ์ที่ออกมามีค่าเท่ากับ “4” แสดงว่าบิตข้อมูลที่ส่งออกมามีค่าเป็น “1” และถ้าผลลัพธ์ที่ได้เป็น “-4” แสดงว่าบิตข้อมูลนั้นมีค่าเป็น “0”

จะสังเกตได้ว่า การที่ผู้ใช้แต่ละคนสามารถที่จะดึงเอาสัญญาณข้อมูลของตนเองออกมาจากสัญญาณรวมได้นั้น ก็เพราะว่าเมื่อเรานำรหัส PN ของผู้ใช้คนหนึ่งนำไปคูณกับสัญญาณที่สเปกสเปคตรัม โดยผู้ใช้อีกคนหนึ่ง เช่น ถ้าเรานำชุดรหัส PN ของผู้ใช้หมายเลข 1 ไปคูณกับส่วนของสัญญาณที่สเปกสเปคตรัม ซึ่งเป็นของผู้ใช้หมายเลข 2 จะพบว่าค่าผลรวมของการคูณในทุกๆ 4 บิตจะได้ค่าที่เป็น “0” หมด ซึ่งถ้าหากทำการทดสอบกับทุกกรณีจะได้ผลที่เหมือนกัน คือค่าผลรวมที่ได้มีค่าเป็น “0” เสมอ ตัวอย่างนี้แสดงให้เห็นว่าสัญญาณที่สเปกสเปคตรัมด้วยชุดรหัส PN ชุดหนึ่ง จะไม่สามารถดีสเปกสเปคตรัมด้วยชุดรหัส PN ชุดอื่นๆได้ ซึ่งทำให้สามารถส่งสัญญาณของผู้ใช้หลายๆ คนลงบนคลื่นพาหะความถี่เดียวกันได้ จุดสำคัญของการทำสเปกสเปคตรัม ก็คือ การเลือกชุดรหัสที่มีคุณสมบัติพิเศษ ดังที่อธิบายไว้ในเบื้องต้นนั่นเอง





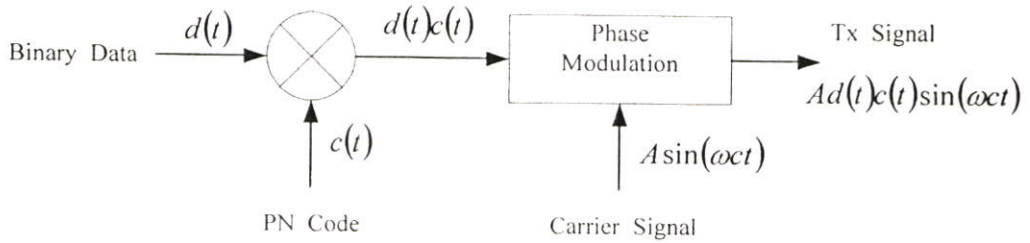
รูปที่ 2.11 ตัวอย่างการทำสเปรดสเปคตรัม

- (ก) รูปสัญญาณของผู้ใช้หมายเลข 1 ที่วงจรถูกส่ง
- (ข) รูปสัญญาณของผู้ใช้หมายเลข 2 ที่วงจรถูกส่ง
- (ค) รูปสัญญาณของผู้ใช้หมายเลข 3 ที่วงจรถูกส่ง
- (ง) รูปสัญญาณที่เกิดขึ้นที่วงจรถูกรับ

#### 2.4.1.1 วงจรถูกส่งของระบบไดเรกซีแควนสเปรดสเปคตรัมที่ใช้การมอดูเลต

##### แบบ GMSK

วงจรถูกส่งของระบบไดเรกซีแควนสเปรดสเปคตรัม ที่ใช้การมอดูเลตแบบ GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) ประกอบด้วย 2 ส่วนสำคัญคือ วงจรคูณสัญญาณข้อมูลกับรหัส PN และส่วนของวงจรมอดูเลเตอร์แบบ GMSK ดังแสดงในรูปที่ 2.12

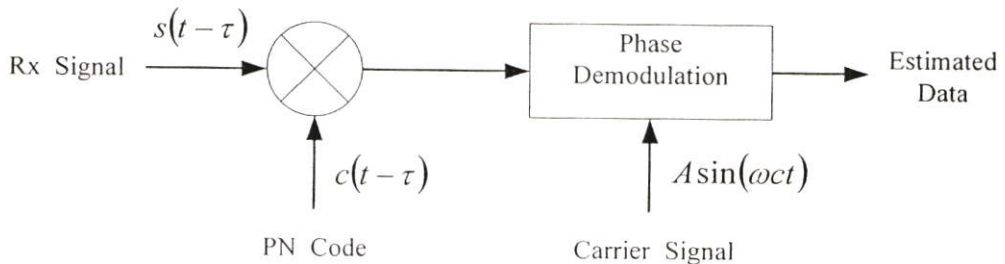


รูปที่ 2.12 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งของระบบไคเร็กซ์ีแควนสเปรดสเปคตรัม

ในรูปที่ 2.12 สัญญาณขาเข้า  $d(t)$  ซึ่งมีอัตราของบิตข้อมูลที่ต่ำ โดยให้สัญญาณนี้มีคาบเวลาเป็น  $T$  ถูกนำไปคูณกับรหัส PN  $c(t)$  ที่มีคาบเวลาของหนึ่งชิพเท่ากับ  $T_c$  สั้นกว่า  $T$  มาก ขั้นตอนนี้เรียกว่าการสเปรดสเปคตรัมของสัญญาณข้อมูลจากเดิมที่มีอัตราของบิตข้อมูลที่ต่ำ ซึ่งใช้แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณขนาดเล็กในการส่งมาเป็นข้อมูลที่มีอัตราของชิพที่สูงขึ้นกว่าเดิมมาก ซึ่งหมายถึงว่าต้องใช้แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณ ในการส่งที่ใหญ่ขึ้นมากด้วย จากนั้นก็นำสัญญาณ  $d(t)c(t)$  ที่ได้ไปทำการมอดูเลตแบบ GMSK โดยใช้คลื่นพาหะความถี่สูง

#### 2.4.2.2 วงจรภาครับของระบบไคเร็กซ์ีแควนสเปรดสเปคตรัมที่ใช้

การดีมอดูเลตแบบ GMSK



รูปที่ 2.13 บล็อกไดอะแกรมภาครับของระบบไคเร็กซ์ีแควนสเปรดสเปคตรัม

วงจรมีใช้ในการดึงสัญญาณข้อมูล  $d(t)$  ออกมาจากสัญญาณ RF ที่รับได้ ซึ่งโดยปกติแล้วสัญญาณนี้จะมีการประวิงเวลาเนื่องจากการแพร่ของสัญญาณ (Propagation delay) ดังนั้นสัญญาณที่รับได้สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$s(t - \tau) = d(t - \tau)c(t - \tau)\sin[\omega_c(t - \tau)] \quad (2.2)$$

โดย  $\tau$  คือ delay time

สัญญาณ  $s(t - \tau)$  นี้ถูกนำไปคูณกับ PN ชุดเดียวกันกับที่ใช้ในภาคส่ง เพียงแต่วงจรภาครับต้องสามารถประมาณหาค่าหนึ่งช่วงเวลาให้ใกล้เคียงกับค่า  $\tau$  มากที่สุด ผลที่ได้จากการคูณของสัญญาณทั้งสอง คือ

$$c(t - \tau)s(t - \tau) = d(t - \tau)\sin[\omega_c(t - \tau)] \quad (2.3)$$

โดยที่  $c(t - \tau)s(t - \tau) = 1$  ที่เวลาใดๆ

การดีสเปรดของสัญญาณข้อมูลที่ต้องการออกมา จากนั้นเมื่อนำสัญญาณนี้ไปเข้าวงจรดีมอดูเลเตอร์แบบ GMSK ก็จะได้สัญญาณข้อมูลกลับคืนมา ในวงจรดีมอดูเลเตอร์ประกอบด้วย 2 ส่วนหลัก คือ วงจรคูณและวงจรอินทิเกรเตอร์ สัญญาณที่ได้หลังจากผ่านวงจรคูณแล้วสามารถแสดงได้ดังนี้

$$d(t - \tau)A\sin[\omega_c(t - \tau)]\sin[\omega_c(t - \tau)] = \frac{d(t - \tau)A\{\cos[2\omega_c(t - \tau)]\}}{2} \quad (2.4)$$

เมื่อนำสัญญาณเข้าวงจรอินทิเกรเตอร์เพื่อทำการอินทิเกรตใหม่ทุกๆคาบเวลา  $T$  ซึ่งโดยปกติแล้วจะมีช่วงเวลายาวกว่าคาบเวลา  $T_c$  มาก ดังนั้นสัญญาณ  $\sin[2\omega_c(t - \tau)]$  เมื่อถูกอินทิเกรตแล้วก็จะมีค่าใกล้ศูนย์มาก เพราะฉะนั้นสัญญาณที่เหลือจากวงจรอินทิเกรตจึงมีเพียงสัญญาณ  $d(t - \tau)$  ซึ่งเมื่อนำเข้าวงจรเปรียบเทียบแล้วก็จะได้ข้อมูลเดิมที่มีค่าเป็น “0” และ “1” กลับคืนมา

#### 2.4.2 การสื่อสารระบบฟรีควอนซีสอปปีงสเปกตรัม

สำหรับการทำสเปกตรัมกับสัญญาณข้อมูล นั่นคือ การเปลี่ยนความถี่ในแต่ละคาบเวลา โดยในทุกความถี่ที่เปลี่ยนจะเป็นความถี่ที่ถูกเลือกออกมาจากช่วงความถี่  $2^k$  เท่าของย่านความถี่สัญญาณข้อมูลที่ถูกมอดูเลตแล้ว

รหัส PN ในรูปแบบนี้ไม่ใช่การนำไปคูณกับสัญญาณข้อมูลโดยตรง แต่รหัส PN จะถูกใช้ในการควบคุมการเปลี่ยนแปลงของความถี่พาหะ โดยสัญญาณที่ถูกส่งออกจะมีลักษณะทำการเปลี่ยนความถี่จากความถี่หนึ่งไปสู่ความถี่อีกความถี่หนึ่ง การทำสเปกตรัมแบบนี้จึงถูกเรียกว่า การกระโดดความถี่ (Frequency Hopping Spread Spectrum) ส่วนในภาครับ สัญญาณที่รับได้จะถูกถอดออกมา โดยใช้สัญญาณที่มีการกระโดดความถี่อย่างสอดคล้องกับรหัส PN ที่เหมือนกับภาคส่ง

### 2.4.2.1 ฟรีแควนซีฮอปปีงสเปกตรัมแบบซ้ร่วมนัย

โดยส่วนใหญ่ของการทำฟรีแควนซีฮอปปีงสเปกตรัมจะเป็นแบบร่วมนัย แต่ตามทฤษฎีแล้ว การสเปกตรัมแบบซ้ร่วมนัยก็ยังเป็นระบบต้นแบบที่น่าสนใจ สำหรับการศึกษาเป็นดังตัวอย่างในรูปที่ 2.14 สิ่งที้ออกมาจากตัวสังเคราะห์ความถี่ คือ ลำดับของความถี่สัญญาณที่ใช้ในคาบเวลา  $T_C$  ดังนั้นเขียนความสัมพันธ์ของ  $h_T(t)$  ได้ดังนี้

$$h_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} 2p(t - nT_C) \cos(\omega_n t + \varphi_n) \quad (2.5)$$

โดย	$p(t)$	คือ หน่วยของขนาดพัลส์ในคาบเวลา $T_C$
	$\omega_n$	คือ ความถี่เชิงมุม
	$\varphi_n$	คือ เฟส
	$h_T(t)$	คือ สัญญาณพาห้กระโดด (Hop-carrier)

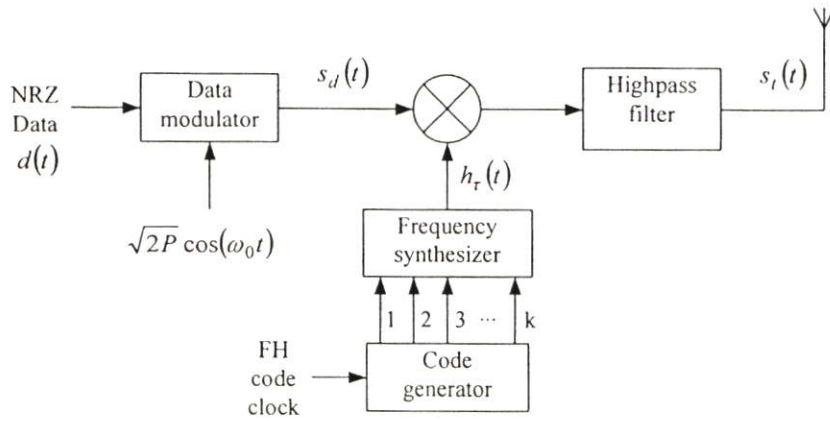
ความถี่เชิงมุม  $\omega_n$  ได้มาจากช่วงความถี่  $2^k$  เท่าของย่านความถี่สัญญาณข้อมูลจะใช้ PN Code 1 บิตต่อ 1 ช่วงเวลาที่สัญญาณเปลี่ยน แต่ฟรีแควนซีฮอปปีงสเปกตรัมจะใช้ PN Code  $k$  บิตต่อ 1 ช่วงเวลาที่สัญญาณเปลี่ยน สัญญาณที่ถูกส่ง คือ สัญญาณข้อมูลผ่านตัวอพัคอนเวอร์เตอร์แล้วเป็นสัญญาณที่มีความถี่ใหม่ ( $\omega_0 + \omega_n$ ) ทุกๆช่วงฟรีแควนซีฮอปปีงชีพ

$$S_T(t) = \left[ S_d(t) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} 2p(t - nT_C) \cos(\omega_n t + \varphi_n) \right] \quad (2.6)$$

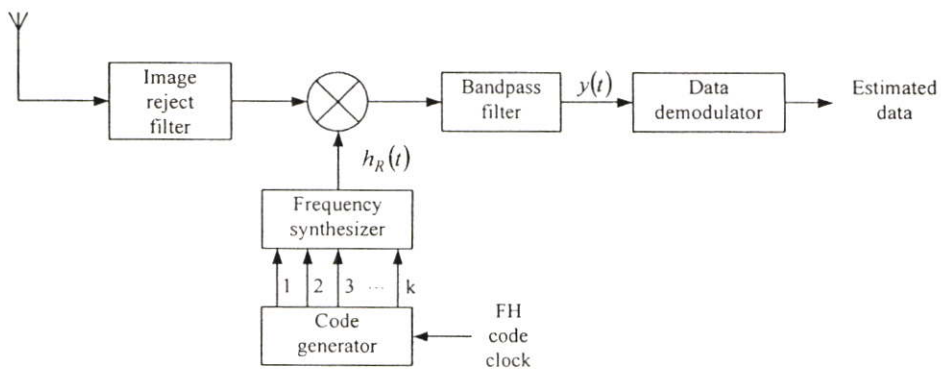
โดย

$S_T(t)$	คือ สัญญาณส่ง
$S_d(t)$	คือ สัญญาณมอดูเลตข้อมูล

การคำนวณค่าสเปกตรัมเชิงกำลังของสัญญาณส่งสามารถทำได้ โดยใช้วิธีคอนโวลูชันทางความถี่ระหว่าง  $S_d(f)$  กับ  $S_h(f)$  โดย  $S_d(f)$  คือ ความหนาแน่นของสเปกตรัมเชิงกำลังของสัญญาณข้อมูลผ่านการมอดูเลตและ  $S_h(f)$  คือ ความหนาแน่นของสเปกตรัมเชิงกำลังของสัญญาณพาห้กระโดด  $h_T(t)$  (hop carrier) ซึ่งผลที่ได้จากการคอนโวลูชันจะเป็นทอมผลรวมความถี่ของสัญญาณ



(ก) Transmitter



(ข) Receiver

รูปที่ 2.14 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบฟรีควเอนซีฮอปปี้งสเปรดสเปคตรัม

(ก) ภาคส่งของระบบฟรีควเอนซีฮอปปี้งสเปรดสเปคตรัม

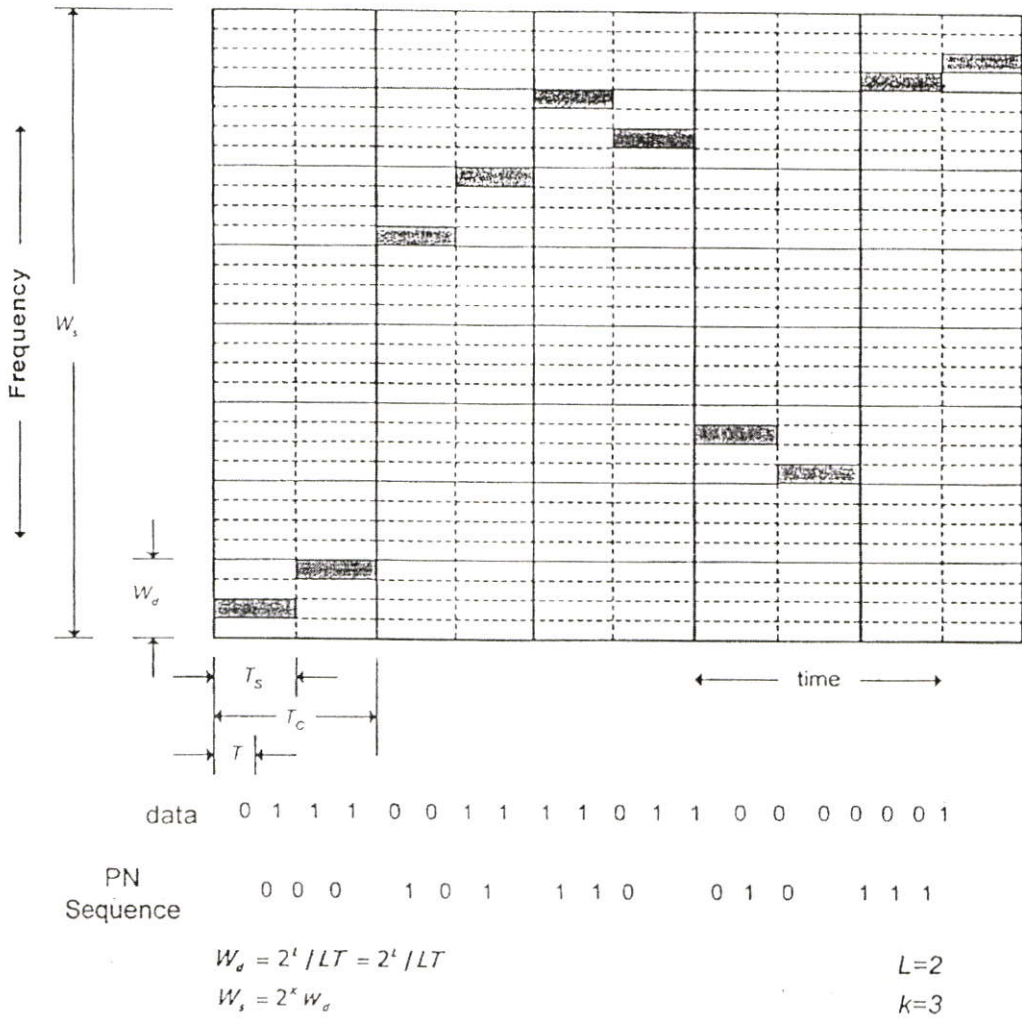
(ข) ภาครับของระบบฟรีควเอนซีฮอปปี้งสเปรดสเปคตรัม

สัญญาณพาหะกระโดด  $h_T(t)$  อาจเป็นสัญญาณรยคาบหรือไม่ก็ได้ แต่โดยส่วนใหญ่จะเป็นสัญญาณรยคาบ ซึ่งถ้าสัญญาณนั้นมีความยาวที่าวพอก็จะมีคามผิดพลาดของข้อมูลน้อยลง

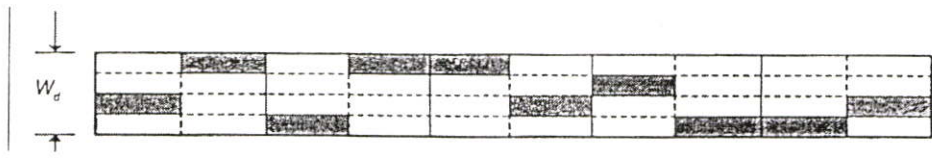
#### 2.4.2.2 ฟรีควเอนซีฮอปปี้งสเปรดสเปคตรัมแบบซ้ำไม่ร่วมนัย

ในทางปฏิบัตินั้น เป็นการยากที่จะทำให้อากสักระห้ความถี่แบบร่วมนัย สามารถทำการโคตแทรกก็งี้ได้ดี โดยส่วนใหญ่ระบบฟรีควเอนซีฮอปปี้งสเปรดสเปคตรัมจะใช้การมอดูเลตแบบไม่ร่วมนัยหรือไม่ก็มีความแตกต่างแบบร่วมนัย ซึ่งการทำงานองระบบจะไม่เปลี่ยนไปจาก

รูปที่ 2.15 อย่างไรก็ตามการคู่เฟสของคลื่นพาหะในขั้นตอนการดีมอดูเลตที่ภาครับนั้น สามารถทำได้อย่างถูกต้องโดยไม่ยาก



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.15 แสดงความสัมพันธ์ทางเวลา- ความถี่ของระบบพรีแควนซีฮอปปีงสเปกตรัมแบบซ้ำไม่ร่วมนัย

- (ก) สัญญาณส่ง
- (ข) สัญญาณดีสเปกตรัมที่ภาครับ

เทคนิคการมอดูเลตที่ใช้ในระบบพรีแควนซีชอปปีงสเปกตรัม คือ เอ็ม-อาร์เรย์พรีแควนซีชีย์อิง (M-ary Frequency Shift Keying) ยกตัวอย่าง เช่น ส่วนของการมอดูเลตจะปล่อยสัญญาณ 1 ความถี่ที่อยู่ในช่วง  $2^L$  ความถี่ในทุกๆคาบเวลา  $LT$  วินาที โดย  $T$  คือ คาบเวลาของหนึ่งบิตข้อมูล  $L$  คือ จำนวนบิตใน 1 สัญลักษณ์

โดยปกติแล้วความถี่เหล่านี้ จะต้องมีช่วงห่างกันเพียงพอที่จะทำให้สัญญาณที่ส่งออกมานั้นมีคุณสมบัติตั้งฉาก ซึ่งหมายความว่าความถี่แต่ละชั้นของข้อมูลที่ได้จากการมอดูเลตจะต้องห่างกันอย่างน้อย  $\frac{1}{LT}$  และสเปกตรัมของสัญญาณที่ออกมาจากการมอดูเลต จะมีช่วงกว้างประมาณ  $\frac{2^L}{LT}$  ถัดจากนี้ในแต่ละคาบเวลา  $T_c$  สัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตจะถูกย้ายความถี่ไปสู่ความถี่ใหม่ โดยส่วนของการกระโดดความถี่เมื่อ  $T_c \geq LT$  ระบบนี้จะถูกเรียกว่าการกระโดดความถี่แบบช้า โดยสัญญาณที่ได้จากระบบนี้จะแสดงดังรูปที่ 2.15 ก ซึ่งจะเน้นว่าความถี่ของสัญญาณที่ส่งมีการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใด แล้วเป็นไปตามเงื่อนไขที่กำหนดคือ  $L=2, k=3$  โดยในแต่ละคาบเวลา  $2T = (T_S)$  จะบรรจุบิตข้อมูลไว้ 2 บิต และตัวมอดูเลตจะสร้างสัญญาณ 1 ความถี่สำหรับ 2 บิตนั้นขึ้นมา โดยเลือกออกมาจากกลุ่มความถี่ 4 ค่า หลังจากนั้นความถี่นี้จะถูกแปลงไปเป็นความถี่ซึ่งถูกเลือกออกมาจากกลุ่มย่านการกระโดดความถี่ 8 ค่า โดยส่วนของพรีแควนซีชอปปีงสเปกตรัม คือ เอ็ม จากตัวอย่างที่แสดงความถี่ใหม่จะถูกเปลี่ยนทุกๆช่วงเวลา 2 สัญลักษณ์ หรือ 4 บิตข้อมูลของข้อมูลที่ส่ง

ในภาครับสัญญาณที่เข้ามาจะถูกแปลงความถี่ลงมาโดยใช้ฮอสมิลเลเตอร์ ซึ่งสร้างสัญญาณที่มีลำดับของความถี่ดังนี้  $0, 5W_d, 6W_d, 2W_d, 7W_d, \dots$  และสัญญาณที่ได้ออกมาจะมีความถี่อยู่ในย่านความถี่  $W_d$  ทั้งหมดดังแสดงในรูปที่ 2.15 ข. สัญญาณนี้สามารถนำไปดีมอดูเลตโดยวิธีของเอ็มอาร์เรย์พรีแควนซีชีย์อิงแบบร่วมนับ

โดยพื้นฐานแล้ว การประเมินค่าอัตราขยายการประมวลผลของระบบพรีแควนซีชอปปีงสเปกตรัม สามารถทำได้โดยพิจารณาที่สัญญาณรบกวน (noise jammer) โดยปกติแล้วภาครับจะได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวน (jammer) ในย่านความถี่  $W_d$  ทำให้มีค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ  $\frac{E_b}{N_J} = \frac{E_b W_d}{J}$  โดยที่  $J$  คือ กำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน (Average Jammer Noises) แต่เมื่อมีการกระโดดความถี่แล้วสัญญาณรบกวนจะต้องมีทั้งหมด  $2^k$  ย่านความถี่ จึงจะสามารถส่งผลกระทบต่อภาครับได้เหมือนเดิม นั้นหมายความว่าสัญญาณรบกวนต้องการกำลังส่งรวมมากขึ้นกว่าเดิม  $2^k$  เท่าด้วยและสามารถอธิบายค่าอัตราขยายการประมวลผลได้ ดังนี้

$$G_P = \frac{W_S}{W_d} = 2^k \quad (2.7)$$

### 2.4.2.3 ฟรีคววนซีฮอปปี้งสเปรตสเปคตรัมแบบเร็วไม่ร่วมนัย

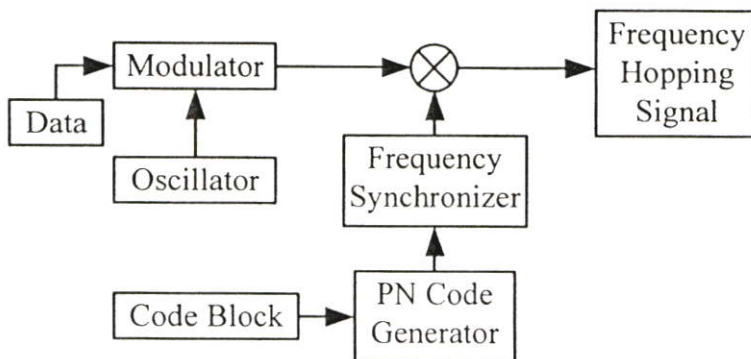
ความแตกต่างระหว่างฟรีคววนซีฮอปปี้งสเปรตสเปคตรัมแบบเร็วไม่ร่วมนัย กับฟรีคววนซีฮอปปี้งสเปรตสเปคตรัมแบบช้าไม่ร่วมนัย คือ ระบบฟรีคววนซีฮอปปี้งสเปรตสเปคตรัมแบบช้าไม่ร่วมนัย จะมีการกระโดดความถี่ช้ากว่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญลักษณ์ แต่ในระบบฟรีคววนซีฮอปปี้งสเปรตสเปคตรัมแบบเร็วไม่ร่วมนัย จะมีการกระโดดความถี่หลายครั้งใน 1 สัญลักษณ์ สิ่งที่คิดที่แสดงให้เห็น เมื่อฟรีคววนซีฮอปปี้งสเปรตสเปคตรัมแบบเร็วไม่ร่วมนัยถูกใช้ คือ ทุกๆสัญลักษณ์ที่ถูกส่งจะมีอัตราขยายในความถี่ต่างๆที่ดี นี่ก็คือสิ่งที่ดีสำหรับสิ่งแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวนในย่านความถี่ต่างๆ

การแทนสัญญาณส่ง สำหรับระบบฟรีคววนซีฮอปปี้งสเปรตสเปคตรัมแบบเร็วไม่ร่วมนัย สัญญาณที่ออกมาจากมอดูเลตแบบเอ็ม-อาร์เอฟฟรีคววนซีฮอปปี้งจะมีความถี่ 1 ค่า จากความถี่  $2^L$  ค่าและที่ความถี่นี้ (1 สัญลักษณ์) จะถูกแบ่งย่อยออกเป็น  $k$  ชิพของสัญญาณที่ได้จากตัวมอดูเลตแบบเอ็ม-อาร์เอฟฟรีคววนซีฮอปปี้งที่แตกต่างกันออกไป เมื่อคาบเวลาของชิพ ( $T_C$ ) มีค่าน้อยกว่าคาบเวลาของสัญลักษณ์แล้ว ช่วงห่างความถี่ที่น้อยที่สุดสำหรับคุณสมบัติสัญญาณตั้งฉาก คือ  $\frac{1}{T_C} = \frac{k}{LT}$  ที่ภาครับจะทำการดีสเปรตเหมือนกับในหัวข้อก่อนหน้านี้

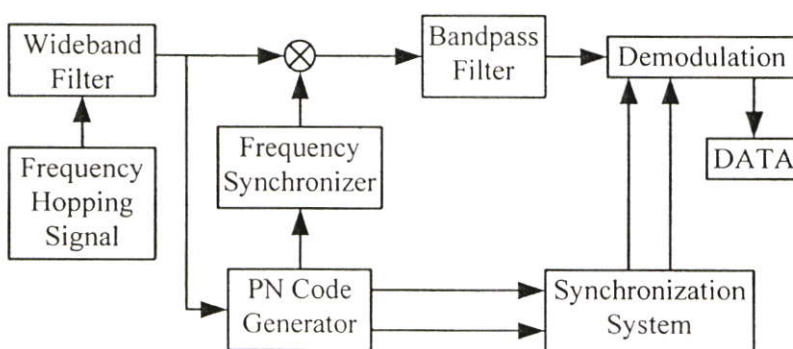
ในระบบฟรีคววนซีฮอปปี้งสเปรตสเปคตรัมแบบเร็วไม่ร่วมนัย ภาคคีมอดูเลตทำงานแยกกันได้หลายโหมด โดยในแต่ละโหมดจะทำการเลือกความถี่ที่ถูกออกมา 1 ค่า บนทุกๆชิพของการกระโดดความถี่ แล้วจะนำความถี่ที่ถูกส่งมาจากทุกๆช่วง  $k$  ชิพ ไปผ่านภาคคีมอดูเลตเพื่อทำการประเมินข้อมูลที่ต้องการ โดยโหมดจะคำนวณความน่าจะเป็นจริงของสัญญาณแต่ละสัญลักษณ์ที่ถูกส่งให้เหมาะสม เพื่อให้ได้ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของข้อมูลน้อยที่สุดในแต่ละโหมดที่มีความเป็นไปได้จะทำงานแตกต่างกัน ในระบบสเปรตสเปคตรัมผู้ออกแบบจะต้องเลือกโหมดการทำงานที่แก้ปัญหาที่ดีที่สุด ฟรีคววนซีฮอปปี้งแบบเร็วไม่ร่วมนัยเป็นเทคนิคที่ให้ผลดีสำหรับกรณีสิ่งแวดล้อมที่เป็นสัญญาณจางหาย และสัญญาณรบกวน (Partial Band Jammer) ซึ่งเดิมจะแก้ปัญหาได้ด้วยวิธีรหัสแก้ไขความผิดพลาด

## 2.5 หลักการของระบบ FH-GSM

หลักการสำคัญของระบบฟรีคววนซีฮอปปี้งจีเอสเอ็ม (FH-GSM) ประกอบไปด้วยรหัส PN ซึ่งเป็นตัวกำหนดการกระโดดความถี่ โดยส่วนอื่นๆของระบบจีเอสเอ็มยังคงเหมือนเดิมเป็นไปตามมาตรฐานของระบบจีเอสเอ็ม รูปแบบของระบบฟรีคววนซีฮอปปี้งจีเอสเอ็มแสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.16 (ก) และ (ข)



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.16 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบฟรีควีนซีฮอปปีง GSM

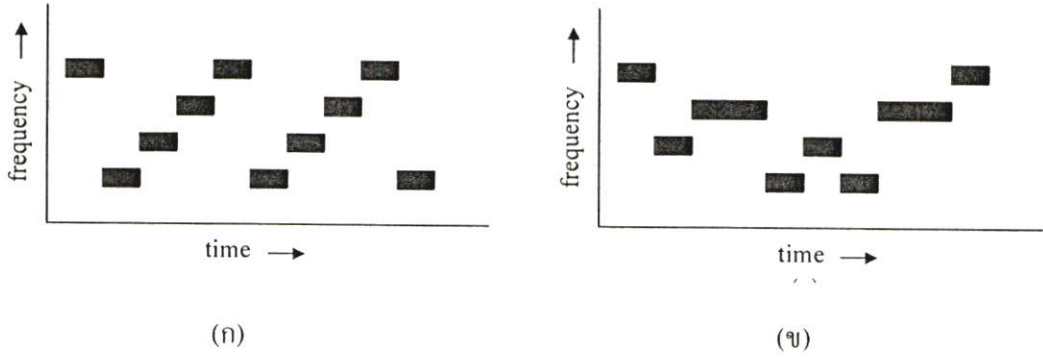
(ก) แสดงภาคส่งของระบบฟรีควีนซีฮอปปีง GSM

(ข) ดึงดูดเลขของระบบฟรีควีนซีฮอปปีง GSM

ระบบ FH-GSM ใช้การกระโดดความถี่แบบช้า (Slow Frequency Hopping : SFH) และเป็นไปตามการส่งของสถานีโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบ TDMA Frame โดยการเรียงลำดับความถี่เป็นไปตาม Frequency hopping algorithm จะใช้ความถี่ในระหว่าง 1 time-slot ( $\approx 0.577 \mu s$ ) และกระโดดไปที่ความถี่อื่น ๆ ก่อนและหลัง TDMA Frame ทำให้ผลกระทบของมัลติพาทเฟดดิ้ง (Multi-path fading) และการแทรกสอด (Interference) ลดลง โดยจะมีการส่งที่ความถี่พาหะที่แตกต่างกันในแต่ละ TDMA เฟรม ดังนั้นอัตราการกระโดด (Hopping rate) เท่ากับอัตราของเฟรม (Frame rate = 217 เฟรม/วินาที) นั่นคือ ถ้าจำนวนการกระโดดความถี่  $\leq 217 \text{ hop/sec}$  จะเรียกว่า Slow Frequency Hopping และถ้าจำนวนการกระโดดความถี่

> 217 hop/sec จะเป็น Fast Frequency Hopping ลำดับในการกระโดดความถี่ของ GSM มี 2 แบบ คือ

1. แบบเรียงลำดับ (Cyclic)
2. แบบสุ่ม (pseudo random)

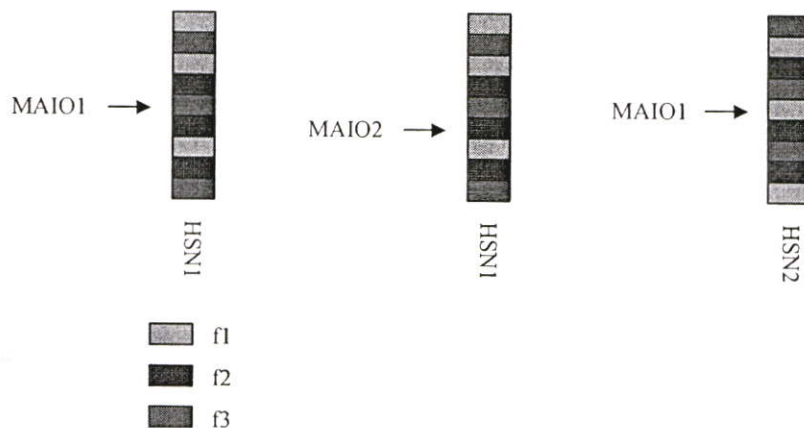


รูปที่ 2.17 ลำดับการกระโดดความถี่ของ FH กับการกระโดดความถี่ที่ 4 ความถี่

- (ก) การกระโดดแบบเรียงลำดับ (cyclic hopping)
- (ข) การกระโดดแบบสุ่ม (pseudo random hopping)

ลำดับการกระโดดใน GSM มี 64 ลำดับความถี่ที่แตกต่างกัน โดยรูปแบบการกระโดดของความถี่ขึ้นอยู่กั

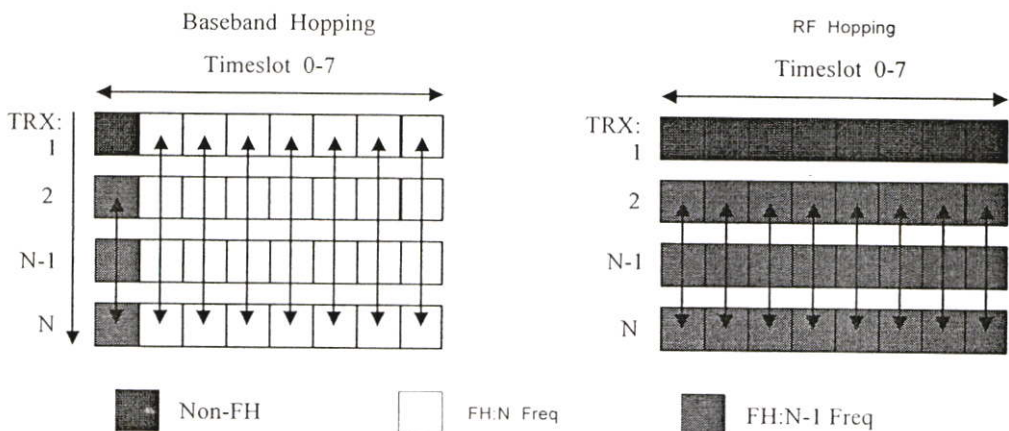
1. Mobile Allocation Index Offset (MAIO)
2. Hopping Sequence Number (HSN)



รูปที่ 2.18 แสดงสัญญาณควบคุมการกระโดดของความถี่

ความถี่จะเกิดขึ้นเป็นแบบสุ่มตาม HSN เมื่อ HSN เริ่มจาก '0' ถ้าชุดนี้เป็นศูนย์ โหมดของการกระโดดจะเป็นแบบเรียงลำดับตลอด คุณสมบัติอย่างหนึ่งของลำดับการกระโดด คือ ลำดับทั้งสองจะไม่เหลื่อมกัน เมื่อมี HSN เหมือนกันแต่มี MAIO ต่างกันทำให้ลำดับการกระโดดตั้งฉากกัน มันถูกสร้างมาจากคุณสมบัติของการสุ่ม โดยทั่วไปนั้นทั้ง 2 ช่องมี HSN ต่างกันแต่มีความถี่ (รายละเอียดความถี่) เหมือนกันและ time-slot เหมือนกัน จะมีการสอดแทรกใน  $\frac{l}{n}$  ของการเกิด เมื่อ  $n$  จำนวนของความถี่ที่แตกต่างกันในลำดับการกระโดด

ฟรีแควนซฮอปปีงทำให้เฟดดิ้งมีลักษณะที่ต่างกันสำหรับ burst ของ TDMA ที่ต่อเนื่องกัน โดยการฮอปปีงระหว่างความถี่ที่ต่างกันที่น่าจะเป็นไปได้ของความถี่ที่ต่อเนื่องกัน (มากกว่า 1 burst ในแคว) ที่ทำให้มีลติพาทเฟดดิ้งลดลง จากเหตุการณ์นี้ทำให้เกิดผลที่เรียกว่า ความหลากหลายของความถี่ (Frequency Diversity) ความหลากหลายของความถี่มีผลต่อการเคลื่อนที่ของโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่เคลื่อนที่อย่างช้าๆเพียงอย่างเดียว ดังนั้นการเคลื่อนที่อย่างรวดเร็วของโทรศัพท์เคลื่อนที่จะมีลักษณะของเฟดดิ้งที่แตกต่างกัน สำหรับ TDMA burst ที่ต่อเนื่องกันการประยุกต์การควบคุมช่องสัญญาณ BCCH ทำใน time-slot บน BCCH ไม่สามารถจะกระโดดได้ MS (Mobile Station) สามารถเข้าถึงโครงข่าย (network) ได้โดยการใช้ช่องสัญญาณติดต่อ โดยการถอดรหัสสถานีฐาน (BSIC) กับความถี่ใดๆภายในเวลาทั้งหมด และมีการวัดการตอบสนองโดยใช้หลักการของลำดับการกระโดด



รูปที่ 2.19 แสดงการกระโดดความถี่ใน baseband และ RF

จากรูปที่ 2.19 การกระโดดของ baseband และ RF hopping ใน baseband hopping ที่ TRx ใดๆ มีหลายความถี่ ดังนั้นเมื่อมีการกระโดดความถี่ของโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่เกิดที่

TRx's ที่ต่างกัน เมื่อนั้นการกระโดดของ RF จะถูกใช้ และความถี่จะเปลี่ยนไปสำหรับแต่ละ TRx

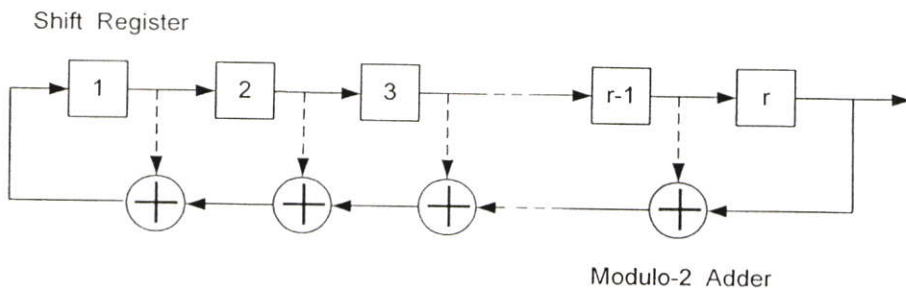
นั่นคือ โทรศัพท์เคลื่อนที่สามารถพักอยู่บน TRx ที่เหมือนกันได้ โดยการกระโดด ส่วนประกอบของความถี่ BCCH (timeslot '0') ไม่สามารถกระโดดได้เมื่อใช้ RF hopping สำหรับ baseband hopping ไม่มีปัญหา (นอกจาก timeslot '0') หมายความว่าความยาวของการ กระโดดในระบบ baseband hopping นี้เท่ากับจำนวน TRx's ในระบบ RF hopping

### 2.5.1 รหัส PN (Pseudorandom Noise Sequence)

รหัส PN คือ ลำดับสัญญาณ (Sequence) ที่ถูกสร้างขึ้นมา โดยวิธีการที่มีลำดับขั้นตอน ที่ชัดเจน หากแต่รหัสหรือลำดับสัญญาณที่ได้มีคุณสมบัติที่คล้ายคลึงกับสัญญาณสุ่มมาก รหัส ชนิดนี้ถูกนำมาใช้งานในทางปฏิบัติอย่างกว้างขวาง เช่น นำมาใช้ในการเข้าจังหวะสัญญาณ (Signal Synchronization) การเข้ารหัสลับข้อมูล (Encryption) และการทำสเปกตรัมแผ่กระจาย (Spread Spectrum) เป็นต้น การสร้างรหัสประเภทนี้สามารถกระทำได้หลายรูปแบบ เช่น รหัสเอ็ม-ซีแควน (M-Sequence) รหัสโกลด์ (Gold Code) รหัสคาซามิ (Kasami Code) เป็นต้น รหัสที่ได้รับความนิยม เป็นพิเศษ คือ binary maximum-length-sequence หรือที่เรียกกันทั่วไปว่า binary m-sequence

#### 2.5.1.1 รหัส m-sequence

รหัส m-sequence (maximum-length-sequence) เป็นรหัสที่สร้างขึ้นจากชิฟต์รีจิสเตอร์ จำนวนหนึ่งที่มาต่อเชื่อมกันแบบอนุกรม โดยที่มีการป้อนกลับของสัญญาณจากชิฟต์รีจิสเตอร์ อย่างน้อย 2 ตำแหน่ง กลับไปยังขาสัญญาณเข้าของชิฟต์รีจิสเตอร์ตัวแรกดังรูปที่ 2.20 จากรูป เส้นปะ หมายถึงวงจรทำการป้อนกลับค่าของชิฟต์รีจิสเตอร์ที่ตำแหน่งดังกล่าว และโดยทั่วไป จำนวนและตำแหน่งของการป้อนกลับจะมีความสำคัญในการกำหนดผลของลำดับสัญญาณ PN ที่ ได้



รูปที่ 2.20 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรสร้างรหัส m-sequence

รหัสเอ็ม-ซีแควน สามารถทำการสร้างลำดับสัญญาณ ที่มีคาบความยาวสูงสุดได้เท่ากับ  $P = 2^r - 1$  ชิป เมื่อ  $r$  คือ จำนวนของชิฟต์รีจิสเตอร์ที่ใช้ ชุดรหัสทุกชุดที่สร้างขึ้นจะมีคุณสมบัติเฉพาะที่เหมือนกันดังต่อไปนี้

คุณสมบัติข้อที่ 1 รหัสหรือลำดับสัญญาณที่ได้จะมีชิฟที่มีค่าเป็นหนึ่งจำนวนมากกว่าชิฟที่มีค่าเป็นศูนย์อยู่หนึ่งชิฟเสมอ เช่น ชุดรหัสที่ใช้ชิฟต์รีจิสเตอร์จำนวน 10 ตัว ให้ลำดับสัญญาณที่มีความยาวเท่ากับ 1,023 ชิป ( $P = 2^{10} - 1$ ) จะประกอบด้วยชิฟที่มีค่าเป็นศูนย์จำนวน 511 ชิป และชิฟที่มีค่าเป็นหนึ่งจำนวน 512 ชิป

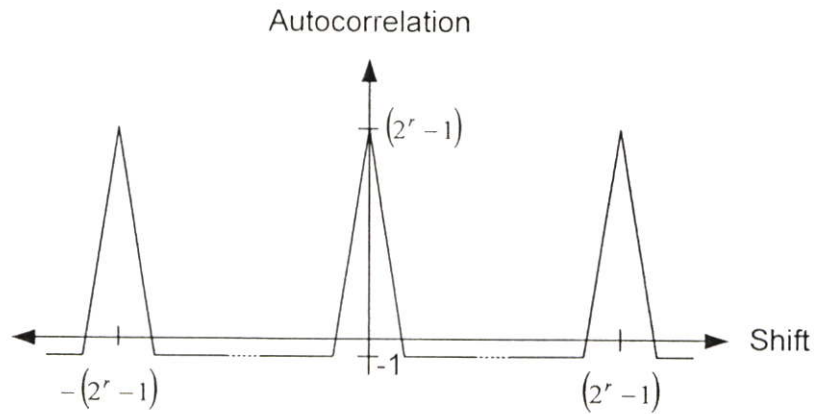
คุณสมบัติข้อที่ 2 ภายในลำดับสัญญาณแต่ละชุดจะมีช่วงของชิฟที่มีค่าเป็นศูนย์หรือหนึ่งต่อเนื่องกันจำนวนหนึ่ง ส่วนที่ต่อเนื่องกันนี้จะเรียกว่า รัน (run) โดยความยาวของแต่ละรันจะมีขนาดที่แตกต่างกันออกไป สำหรับรหัสเอ็ม-ซีแควน จะมีคุณสมบัติของรันที่พิเศษ คือ จะมีรันของศูนย์และหนึ่งขนาด  $p$  ชิป เกิดขึ้นในลำดับของสัญญาณทั้งสิ้น  $2^{r(p+2)}$  ครั้ง โดย  $p$  มีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง  $r-2$  เมื่อ  $r$  คือจำนวนของชิฟต์รีจิสเตอร์ที่ใช้ในการสร้างลำดับสัญญาณ นอกจากนี้จะมีรันของศูนย์ขนาด  $r-1$  จำนวน 1 รัน และรันของหนึ่งขนาด  $r$  จำนวน 1 รันเสมอ

คุณสมบัติข้อที่ 3 อัดสหัสสัมพันธ์ของชุดรหัสเอ็ม-ซีแควนจะมีค่าเท่ากับ '-1' เสมอ หากมีการเลื่อนชุดรหัสทั้งสองชุดที่เหมือนกันทุกประการ

คุณสมบัติข้อที่ 4 เมื่อนำรหัสเอ็ม-ซีแควนชุดหนึ่งมาบวกแบบมอดูโล 2 กับชุดเดิมที่มีการเลื่อนชิฟไป จะได้ชุดรหัสใหม่ที่มีคุณลักษณะเดียวกันกับรหัสชุดเดิม แต่มีการเลื่อนของชิฟไปด้วยจำนวนที่แตกต่างจากรหัสเริ่มต้นทั้งสองชุด

คุณสมบัติข้อที่ 5 หากพิจารณาค่าของชิฟต์รีจิสเตอร์แต่ละตัว ที่จังหวะเวลาใดเวลาหนึ่ง จะพบว่าค่าหรือสถานะของชิฟต์รีจิสเตอร์เหล่านี้ จะมีรูปแบบที่แตกต่างไปจากจังหวะเวลาอื่นๆทั้งหมด เมื่อพิจารณาภายในช่วงเวลา 1 คาบของลำดับสัญญาณ นั่นคือ รูปแบบสถานะของชิฟต์รีจิสเตอร์เหล่านี้จะไม่มีการเกิดซ้ำภายใน 1 คาบสัญญาณ อีกทั้งจะไม่เกิดกรณีที่สถานะของชิฟต์รีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าเป็นศูนย์หมด เพราะในสถานะดังกล่าววงจรชิฟต์รีจิสเตอร์จะสามารถสร้างลำดับสัญญาณขึ้นได้ ดังนั้นในการสร้างลำดับสัญญาณนั้นจะต้องแน่ใจว่า ค่าตั้งต้นของชิฟต์รีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าที่ไม่เป็นศูนย์พร้อมกันหมด

จากรูปที่ 2.21 แสดงรูปแบบและลักษณะการเกิดของรัน ที่ได้กล่าวมาข้างต้นนั้นได้มีการพิสูจน์และพบว่า รหัสประเภทนี้มีคุณสมบัติที่เหมือนกับสัญญาณสุ่มจริงๆ ทั้งที่รหัสเอ็ม-ซีแควน เป็นสัญญาณที่มีลักษณะเป็นคาบ ก็จะมีรูปแบบที่ซ้ำเดิมเมื่อครบรอบหนึ่งคาบ



รูปที่ 2.21 ค่าอัตสหสัมพันธ์ของรหัสเอ็ม-ซีแควนที่มีการเลื่อนไปของชิฟที่ค่าต่างๆ

คุณสมบัติอัตสหสัมพันธ์ที่เป็นระบบของรหัสเอ็ม-ซีแควน ก็มีประโยชน์อย่างมากกับระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ เพราะลำดับสัญญาณชุดหนึ่งที่มีคาบยาวมากเพียงพอ สามารถนำมาใช้ในการระบุหมายเลขประจำตัวของสถานีฐานได้เป็นจำนวนมาก โดยอาศัยการเลื่อนชิฟของลำดับสัญญาณด้วยจำนวนที่แตกต่างกัน เช่น ในมาตรฐานระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ CDMA (IS-95) ใช้ชิฟรีจิสเตอร์จำนวน 15 ตัว ในการสร้างรหัสที่มีคาบความยาวเท่ากับ  $2^{15} - 1 = 32,768$  ชิฟ สถานีฐานแต่ละแห่งจะใช้วงจรสร้างรหัสแบบเดียวกัน แต่จะมีการเลื่อนชิฟของลำดับสัญญาณออกไปทีละ 64 ชิฟ เพราะฉะนั้นรหัสที่แตกต่างกันสำหรับการใช้งานได้ทั้งหมด  $32,768 / 64 = 512$  ชุด สำหรับใช้ระบุหมายเลขประจำตัวของสถานีฐานได้มากถึง 512 แห่ง

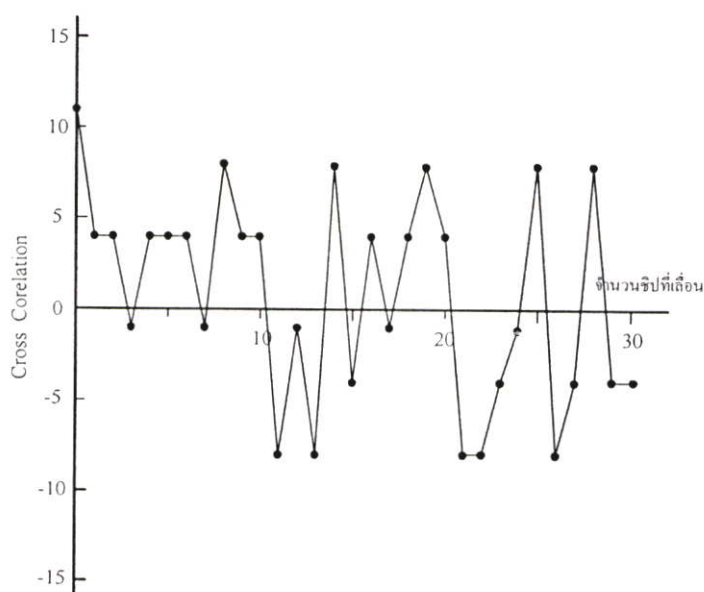
### 2.5.1.2 รหัส gold-sequence

จากส่วนที่ผ่านมา ได้กล่าวถึงรายละเอียดและคุณลักษณะของรหัสเอ็ม-ซีแควน ซึ่งเป็นรหัสที่จัดได้ว่ามีความสำคัญมาก กับการประยุกต์ใช้งานในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบที่อาศัยเทคนิคการทำสเปรดสเปคตรัม เหตุผลสำคัญที่มีการเลือกใช้งานรหัสเอ็ม-ซีแควน ซึ่งในทางปฏิบัตินั้นเพราะเป็นรหัสที่มีคุณสมบัติอัตสหสัมพันธ์ที่สมบูรณ์แบบตรงตามต้องการกล่าวคือ อัตสหสัมพันธ์ของรหัสเอ็ม-ซีแควน มีเพียง 2 ค่า คือ มีค่าสูงมาก (เท่ากับ  $2^r - 1$  โดย  $r$  คือ จำนวนชิฟรีจิสเตอร์ในวงจร) เมื่อไม่มีการเลื่อนลำดับชิฟของรหัสและมีค่าเท่ากับ  $-1$  สำหรับรูปแบบการเลื่อนลำดับชิฟค่าอื่นๆทั้งหมด

อย่างไรก็ตามถ้านำรหัสเอ็ม-ซีแควน 2 ชุด ที่มีความยาวเท่ากัน แต่มีค่าลำดับของชิฟที่แตกต่างกันมาทดสอบ เพื่อหาค่าสหสัมพันธ์ระหว่างกัน กลับพบว่าไม่ได้มีคุณสมบัติที่เรียบง่ายเหมือนกับกรณีคุณสมบัติในเชิงอัตสหสัมพันธ์แต่อย่างใด พิจารณาตัวอย่างการหาอัตราสหสัมพันธ์ระหว่าง รหัสเอ็ม-ซีแควนที่เกิดจากพหุนามตัวกำเนิด  $x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$  และ

$x^5 + x^4 + x^3 + x + 1$  อาศัยความรู้ในการสร้างรหัสเอ็ม-ซีแควน ในส่วนก่อนหน้าจะได้ว่าลำดับชีพที่สร้างพหุนามพริมีทีฟ  $x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$  มีค่าเท่ากับ 1111101100111000011010100100010 และ ลำดับชีพ ที่กำเนิดจากพหุนามพริมีทีฟ  $x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$  มีค่าเท่ากับ 1111101000100101011000011100110 ทั้งนี้ในการสร้างได้กำหนดค่าตั้งต้นของชีพตรีจิสเตอร์ทุกตัวเป็น 1 ทั้งหมด จากนั้นให้นำลำดับชีพทั้งสองมาหาค่าสหสัมพันธ์ข้าม สำหรับการเลื่อนชีพที่มีค่าแตกต่างกันตั้งแต่ 0-30 จะได้ผลดังแสดงในรูปที่ 2.22 จากกราฟสังเกตได้ว่าค่าสหสัมพันธ์ระหว่างลำดับชีพทั้งสองมีค่าค่อนข้างสูง โดยเฉพาะในกรณีที่ไม่มี การเลื่อนชีพระหว่างกันเลย นั่นคือ มีค่าเท่ากับ 11 ด้วยเหตุนี้หากเราจะนำรหัสเอ็ม-ซีแควนมาใช้งาน โดยจัดสรรพหุนามตัวกำเนิดที่แตกต่างกันไป สำหรับเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่แต่ละตัว อาจจะทำให้เกิดปัญหาขึ้นกับการเข้าจังหวะสัญญาณได้บ่อยครั้ง และส่งผลให้ระบบไม่สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

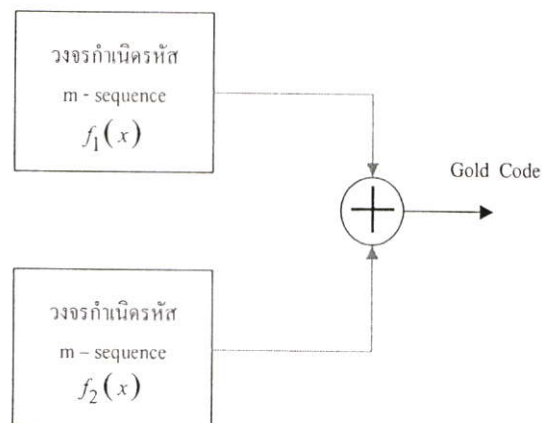
ดังนั้นการทำสเปกตรัมในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ จึงมีได้อาศัยวิธีการดังกล่าว ตามมาตรฐาน IS-95 เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ทุกตัวจะใช้วงจรกำเนิดรหัสเอ็ม-ซีแควนชุดเดียวกัน แต่จะอาศัยการเลื่อนชีพไปด้วยจำนวนที่แตกต่างกัน หรือกล่าวได้ว่ามีการใช้ค่าออฟเซตที่ต่างกัน และอาศัยคุณสมบัติออดสหสัมพันธ์ของรหัสเอ็ม-ซีแควน ในการแยกแยะผู้ใช้แต่ละรายแทน ระบบที่อาศัยการทำงานในลักษณะนี้ จะต้องมีการควบคุมค่าออฟเซตให้ถูกต้องตลอดเวลา เนื่องจากสภาพแวดล้อมและลักษณะการใช้งานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ยังจัดได้ว่ายังไม่ซับซ้อนมากนัก เพราะในองค์ประกอบหลายๆอย่างของระบบเราสามารถควบคุมได้ ฉะนั้นในทางปฏิบัติเราสามารถดูแลและจัดการกับปัญหาดังกล่าวนี้ได้



รูปที่ 2.22 แสดงค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างเอ็ม-ซีแควน 2 ชุด

การใช้งานสเปกตรัมนั้น มีใช้ในระบบสื่อสารเฉพาะกิจบางอย่าง เช่น ระบบสื่อสารเคลื่อนที่ของวงการทหาร องค์ประกอบของระบบหลายส่วนขาดการควบคุม อีกทั้งความต้องการใช้งานระบบ ก็มีความยุ่งยากซับซ้อนมากกว่าระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่มาก ทำให้การใช้งานวงจรกำเนิดรหัสเอ็ม-ซีแควนเพียงชุดเดียว และอาศัยค่าออฟเซตที่ต่างกันนั้น ไม่สามารถใช้กับสภาพแวดล้อมดังกล่าวได้อย่างมีประสิทธิภาพ ด้วยเหตุนี้ความต้องการในการพัฒนารหัสชนิดใหม่ ที่มีคุณสมบัติสหสัมพันธ์ที่ดีกว่ารหัสเอ็ม-ซีแควนจึงเป็นสิ่งจำเป็น และในปี ค.ศ.1967 Robert Gold ได้พัฒนารหัสชนิดใหม่ขึ้นมา ซึ่งในภายหลังเป็นที่รู้จักกันทั่วไปในชื่อ รหัสโกลด์ (Gold Code) รหัสแบบนี้สร้างขึ้นจากวงจรกำเนิดรหัสเอ็ม-ซีแควน 2 ชุด ที่มีความยาวเท่ากันแต่สร้างขึ้นจากพหุนามตัวที่ต่างกันดังรูปที่ 2.23 จากรูปจะเห็นได้ว่าโครงสร้างของรหัสโกลด์ประกอบขึ้นจากการนำลำดับชีพของรหัสเอ็ม-ซีแควน ที่กำเนิดจากพหุนามตัวกำเนิด  $f_1(x)$  และ  $f_2(x)$  มาบวกกันแบบมอดูโล 2 ทีละชีพ และผลลัพธ์ที่ได้คือ ลำดับของชีพของรหัสโกลด์ตามต้องการ

จุดเด่นของรหัสโกลด์ คือ สามารถใช้กำเนิดลำดับชีพรูปแบบต่างๆ ได้มากมายเมื่อเทียบกับรหัสเอ็ม-ซีแควน โดยใช้ชีพฟิรจิสเตอร์ทั้งหมด  $r$  ตัวเท่ากัน กรณีรหัสเอ็ม-ซีแควน จะให้ลำดับชีพที่มีความยาว  $P = 2^r - 1$  และมีชุดรหัสเอ็ม-ซีแควนที่แตกต่างกันได้ทั้งหมดเท่ากับจำนวนพหุนามพริมีทีฟ ซึ่งสามารถหาได้จากสมการ เช่น  $r = 9$  จะมีรหัสเอ็ม-ซีแควนได้เท่ากับ 48 ชุด สำหรับรหัสโกลด์เมื่อใช้ชีพฟิรจิสเตอร์ทั้งหมด  $r$  ตัว ในแต่ละบล็อก จะสามารถให้ลำดับชีพที่มีความยาว  $P = 2^r - 1$  เท่ากับรหัสเอ็ม-ซีแควน แต่จะมีชุดรหัสโกลด์ที่แตกต่างกันได้มากถึง  $2^r + 1$  ชุด เช่น เมื่อ  $r = 9$  จะมีรหัสโกลด์จำนวน 513 ชุด ซึ่งมากกว่ารหัสเอ็ม-ซีแควนมาก นอกจากนั้นถ้านำลำดับชีพที่ได้จากรหัสโกลด์ชุดใดชุดหนึ่ง มาพิจารณาในเชิงฮัสสัมพันธ์ข้ามพบว่าเราสามารถทราบค่าขอบเขตสูงสุดได้



รูปที่ 2.23 โครงสร้างทั่วไปของวงจรสร้างรหัสโกลด์

## 2.6 เทคนิคการเซฟเชิงเส้น

เทคนิคเซฟเชิงเส้น (Linear Chirp) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าสัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้น (Linear Frequency Modulation) เป็นสัญญาณที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้อย่างมากในระบบเรดาร์ ซึ่งสัญญาณที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้นั้นมีอยู่หลายแบบด้วยกัน โดยแต่ละแบบจะมีลักษณะเฉพาะตัว และวิธีการสร้างสัญญาณนั้นๆที่แตกต่างกันออกไป

### 2.6.1 สัญญาณในระบบเรดาร์

ในระบบเรดาร์นั้นจะมีสัญญาณที่แตกต่างกันอยู่หลายชนิดด้วยกัน ซึ่งในการเลือกใช้สัญญาณแต่ละชนิดนั้น ขึ้นอยู่กับรูปแบบในการใช้งาน เช่น การใช้ในการบีบอัดพัลส์ (Pulse Compression) ซึ่งการออกแบบสัญญาณแบบนี้ ต้องอาศัยความกว้างพัลส์ที่มากพอสำหรับการตรวจจับสัญญาณ (Detection) และแบนด์วิดท์ที่กว้าง สำหรับการใช้งานที่ต้องการความแม่นยำ (Range Resolution) รวมไปถึงสเปกตรัมของสัญญาณก็เป็นตัวแปรที่สำคัญอย่างหนึ่งด้วย

กำลังเชิงสเปกตรัม (Power Spectrum) ของสัญญาณใดๆสามารถหาได้จากการแปลงฟูเรียร์ (Fourier Transform) ของฟังก์ชันอัตโนมัติสัมพันธ์ (Autocorrelation Function) ของสัญญาณนั้นๆ ซึ่งฟังก์ชันอัตโนมัติสัมพันธ์ของสัญญาณ ยังมีผลต่อความแม่นยำในการใช้งานอีกด้วย นั่นคือ กราฟอัตโนมัติสัมพันธ์ที่แคบจะทำให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณกว้าง ซึ่งเป็นผลให้มีความแม่นยำที่ดี โดยที่แบนด์วิดท์และฟังก์ชันอัตโนมัติสัมพันธ์ จะขึ้นอยู่กับรูปแบบการมอดูเลตของสัญญาณ ไซส์ที่อยู่ภายในพัลส์นั่นเอง

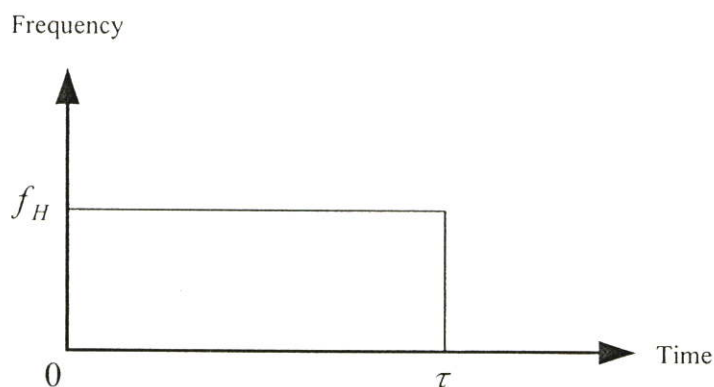
ลักษณะโดยทั่วไปของสัญญาณพัลส์เป็นไปตามสมการที่ 2.8 ดังนี้

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

โดยที่	$u(0)$	คือ ยูนิตสเต็ป (Unit Step) ที่เวลาเท่ากับ 0
	$u(\tau)$	คือ ยูนิตสเต็ปที่เวลาเท่ากับ $\tau$ โดยผลต่างของ $u(0)$ และ $u(\tau)$ คือ พัลส์ที่มีจุดเริ่มต้นที่เวลาเท่ากับ 0 และจุดสิ้นสุดที่เวลาเท่ากับ $\tau$
	$v_{TX}(t)$	คือ สัญญาณส่งในโดเมนเวลา
	$A_T$	คือ แอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ
	$\phi_T(t)$	คือ เฟสของสัญญาณส่ง
	$\phi_{T0}$	คือ เฟสสัมบูรณ์ (Absolute Phase) ของสัญญาณ (โดยทั่วไปมีค่าเท่ากับ 0)

จากความสัมพันธ์นี้แสดงให้เห็นถึงสัญญาณแต่ละชนิดว่า มีความแตกต่างกันที่ฟังก์ชันเฟส  $\phi_T(t)$  ในเกือบทุกกรณีเฟสของสัญญาณที่ส่งจะมีค่าเท่ากับศูนย์ และจะถูกกำหนดค่าเฟสอ้างอิงของระบบไว้

### 2.6.2 สัญญาณพัลส์คลื่นต่อเนื่อง



รูปที่ 2.24 แสดงสัญญาณพัลส์คลื่นต่อเนื่อง (CW) ในแกนความถี่กับเวลา

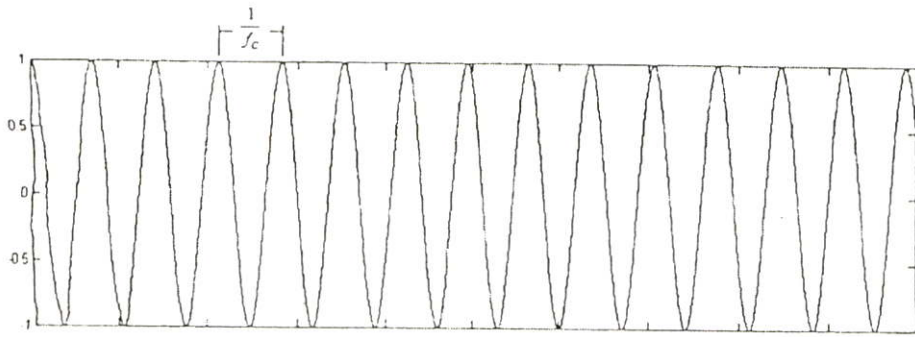
โดยปกติแล้วสัญญาณเรดาร์แบบคลื่นต่อเนื่อง (Continuous Wave :CW) จะมีสัญญาณไซน์ (sinusoidal) บรรจุอยู่ในช่วงเวลาของพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งจะมีความถี่คงที่ตลอดช่วงเวลาของพัลส์ดังรูปที่ 2.24 โดยจะแสดงสัญญาณในโดเมนเวลา และแสดงสเปกตรัมของสัญญาณ จากสมการที่ 2.8 เรากำหนดให้ความถี่เป็นความถี่คงที่  $f_0$  ซึ่งจะมีผลโดยตรงกับเทอมของเฟส โดยสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างเฟสและความถี่ได้ดังนี้

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

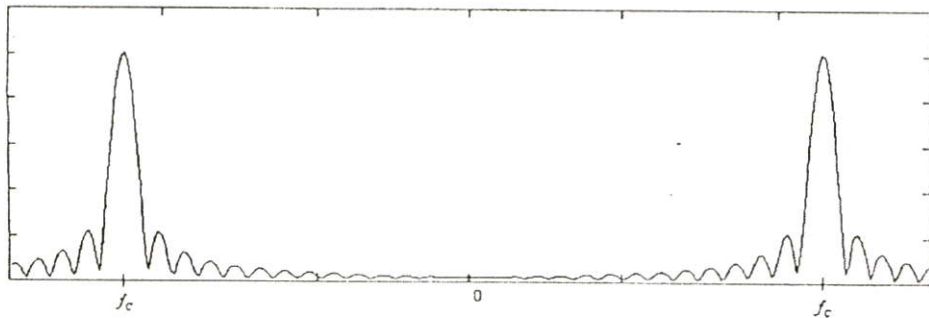
$$\omega(t) = 2\pi f(t) \quad (2.10)$$

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

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



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.25 แสดงสัญญาณคลื่นต่อเนื่อง (CW)

(ก) รูปสัญญาณทางเวลา

(ข) สเปกตรัมของสัญญาณ

จากสมการที่ 2.11 นำไปประยุกต์ใช้ในสมการที่ 2.10 จะสามารถสร้างสมการที่มีเฟสได้ดังนี้

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

โดยที่  $\phi_{CW}(t)$  คือ เทอมของเฟสในสมการที่ 2.11  
 $t$  คือ เวลาตั้งแต่จุดเริ่มต้นของพัลส์

แบนด์วิดท์ของสัญญาณเรดาร์แบบคลื่นต่อเนื่องจะขึ้นอยู่กับความกว้างของพัลส์ ซึ่งมีผลต่อการตรวจจับและความแม่นยำของสัญญาณ โดยสเปกตรัมของสัญญาณจะเป็นไปตามเงื่อนไขดังนี้ คือ

1. เอนVELOPE (Envelope) ของสเปกตรัมจะมีลักษณะเป็นฟังก์ชันซิงค์ (Sinc function) ซึ่งสัมพันธ์กับความกว้างของพัลส์ โดยสามารถแสดงสมการของสเปกตรัมได้ดังนี้

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{(\pi x)} \quad (2.13)$$

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

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

2. ความถี่กลาง ( $f_0$ ) บนสเปกตรัม คือ ความกว้างของสัญญาณไซน์ในพัลส์
3. ขนาดของสเปกตรัม จะเป็นสัดส่วนกับพื้นที่ใต้เอนVELOPE ของสัญญาณในโดเมนเวลา และขนาดสูงสุดของสัญญาณในโดเมนเวลา ก็เป็นสัดส่วนกับพื้นที่ใต้สเปกตรัมด้วย
4. แบนด์วิดท์ของแมทช์ฟิลเตอร์ (Matched filter) จะสัมพันธ์กับความกว้างของพัลส์ ดังนี้

$$B \approx \frac{1}{\tau} \quad (2.15)$$

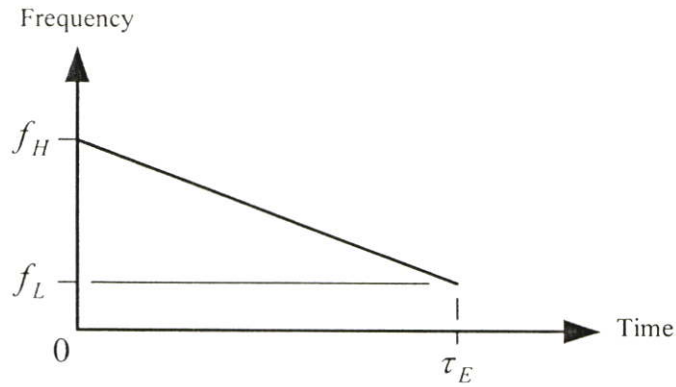
$$B\tau \approx 1$$

โดยที่  $B$  คือ แบนด์วิดท์ของแมทช์ฟิลเตอร์ของสัญญาณ

### 2.6.3 สัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้น

สัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้น (Linear Frequency Modulation : LFM) เป็นสัญญาณที่ใช้ในงานด้านเรดาร์อีกชนิดหนึ่ง ซึ่งตัวสัญญาณจะมีลักษณะกวาดความถี่ไปตลอดช่วงของพัลส์ ที่ถูกเรียกชื่อเช่นนี้ เพราะสัญญาณในแกนความถี่กับเวลา จะมีลักษณะเป็นเส้นตรงไปตามแนวพัลส์ที่ส่ง ดังแสดงในรูปที่ 2.26 นอกจากนั้นสัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้นยังรู้จักกันในอีกชื่อหนึ่งว่า สัญญาณเชิพ (Chirp Signal) และเราจะเรียกสัญญาณในรูปที่ 2.26 ว่า เชิพลง (Down Chirp) เพราะมี

ลักษณะกวาดความถี่ลงตามเวลา ในทางตรงกันข้ามถ้าสัญญาณมีลักษณะกวาดความถี่จากต่ำไปหาความถี่สูง เราเรียกว่า เชีพขึ้น (Up Chirp) สัญญาณที่มีการมอดูเลตชนิดนี้และชนิดอื่น ๆ นั้น ความกว้างของแบนด์วิดท์จะขึ้นอยู่กับชนิดของการมอดูเลต ไม่ใช่ความกว้างของพัลส์ นั่นคือ เราสามารถมอดูเลตสัญญาณที่มีลักษณะแบนด์วิดท์กว้างไปพร้อมกับมีพัลส์กว้างได้



รูปที่ 2.26 แสดงสัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้น (LFM) ในแกนความถี่กับเวลา

สัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้นสามารถอธิบายได้ตามสมการที่ 2.16 โดยฟังก์ชันความถี่  $f(t)$  ที่อยู่ในพัลส์จะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้น (Linear Function) ตามเวลา ดังนั้นอัตราส่วนของความถี่ต่อเวลาในพัลส์จึงเป็นค่าคงที่ โดยแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\frac{d f_{LFM}(t)}{dt} = \frac{(f_B - f_F)}{\tau_E} \quad (2.16)$$

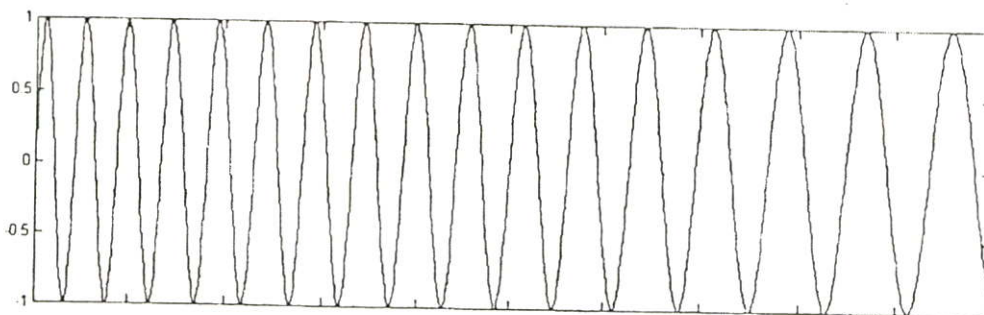
โดยที่  $f_{LFM}(t)$  คือ ความถี่ชั่วขณะ (Instantaneous Frequency) ที่อยู่ในพัลส์ ซึ่งจะแปรผันตามเวลา

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

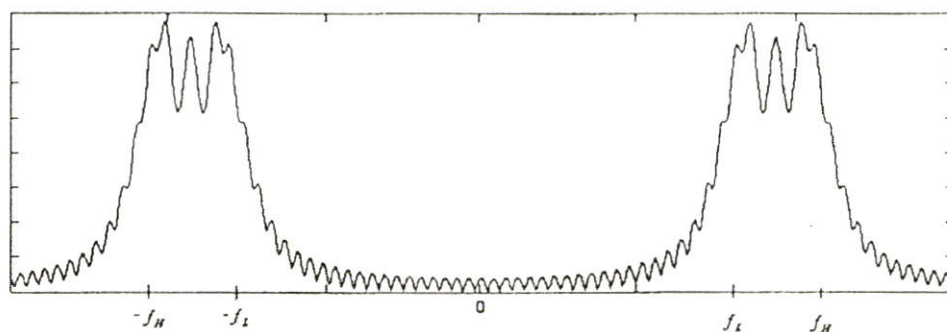
$f_B$  คือ ความถี่ที่จุดเริ่มต้นในพัลส์

$f_F$  คือ ความถี่ที่จุดสิ้นสุดในพัลส์

$\tau_E$  คือ คาบเวลาของพัลส์



(ก)



(ข)

### รูปที่ 2.27 แสดงสัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้น

(ก) รูปสัญญาณทางเวลาของชีพลง

(ข) สเปกตรัมของสัญญาณ

ในรูปที่ 2.27 จะเป็นสัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้นแบบชีพลง ซึ่งมีความถี่เริ่มต้นเป็นความถี่สูง ( $f_H$ ) และมีความถี่สิ้นสุดเป็นความถี่ต่ำ ( $f_L$ ) โดยความถี่ชั่วขณะที่อยู่ในพัลส์จะมีค่าเท่ากับ ผลการอินทิเกรตของสมการที่ 2.16 ซึ่งค่าคงที่ที่ได้จากการอินทิเกรตจะเท่ากับค่าความถี่เริ่มต้นนั่นเอง แสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$f_{LFM}(t) = \left[ \frac{(f_B - f_F)}{\tau_E} \right] t + f_B \quad (2.17)$$

จากสมการที่ 2.16 และ 2.17 เราสามารถสร้างสมการเฟสของสัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้นได้ ดังนี้

$$\phi_{LFM}(t) = \frac{\pi(f_B - f_F)}{\tau_E} t^2 + 2\pi f_B t + \phi_{T0} \quad (2.18)$$

สัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้นและสเปกตรัมที่ถูกคำนวณออกมา และคุณลักษณะของสเปกตรัมของสัญญาณ จะเป็นไปตามเงื่อนไขนี้

1. เอนVELOปของสเปกตรัมจะไม่ใช่เป็นลักษณะสี่เหลี่ยม (Rectangular) และลักษณะของพื้นที่ผลคูณของความกว้างพัลส์และแบนด์วิดท์ (Pulsewidth – Bandwidth product หรือ Time-Bandwidth product) จะเป็นสี่เหลี่ยม

2. ความถี่กลาง ( $f_0$ ) บนสเปกตรัมของสัญญาณจะอยู่ระหว่างความถี่สูงและความถี่ต่ำ นั่น คือ

$$f_0 = \frac{(f_H + f_L)}{2} \quad (2.19)$$

โดยที่  $f_H$  คือ ความถี่สูงของการกวาดความถี่ในพัลส์  
 $f_L$  คือ ความถี่ต่ำของการกวาดความถี่ในพัลส์

3. แบนด์วิดท์ของแมทซ์ฟิลเตอร์ (Matched filter) ไม่ขึ้นกับความกว้างของพัลส์ แต่จะมีความสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ของการกวาดความถี่เท่านั้น โดยที่ความกว้างของพัลส์ที่ถูกบีบอัด (Compressed pulse width) จะสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ ดังนี้

$$\tau_E B \gg 1 \quad (2.20)$$

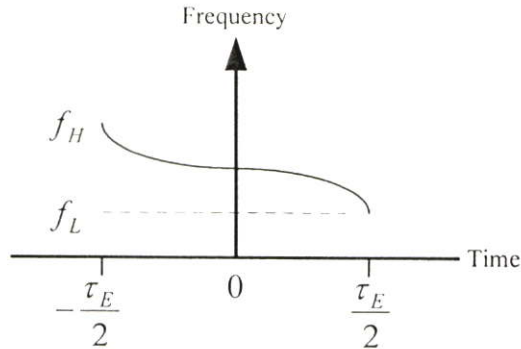
$$\tau_C B \approx 1 \quad (2.21)$$

$$B \approx f_H - f_L \quad (2.22)$$

$$\tau_C \approx \frac{1}{B} \quad (2.23)$$

โดยที่  $\tau_C$  คือ คาบเวลาของพัลส์บีบอัด

### 2.6.4 สัญญาณเอฟเอ็มไม่เชิงเส้น



รูปที่ 2.28 สัญญาณเอฟเอ็มไม่เชิงเส้นในทางความถี่กับเวลา

สัญญาณเอฟเอ็มไม่เชิงเส้น (Non-Linear Frequency Modulation: NLFM) จะมีลักษณะกวาดความถี่ไปตลอดพัลส์ แต่ไม่เป็นฟังก์ชันเชิงเส้นตามเวลา โดยจะมีสัญญาณเอฟเอ็มไม่เชิงเส้นที่แตกต่างกันอยู่มากมาย ซึ่งทุกๆแบบจะมีความสัมพันธ์ของความถี่-เวลา และลักษณะของสเปกตรัมเฉพาะตัวในแต่ละสัญญาณ ตัวอย่างลักษณะความสัมพันธ์ความถี่-เวลารูปแบบหนึ่งจะแสดงในรูปที่ 2.28 กราฟสัญญาณทางความถี่-เวลานี้เป็นสมการกำลังสองแบบไม่สมมาตร (Non-Symmetrical Quadratic) ซึ่งมีลักษณะเป็นกราฟพาราโบลา (Parabola) ที่แยกออกเป็นช่วงแรกและช่วงหลัง ดังแสดงในสมการที่ 2.24 โดยสัญญาณจะเป็นแบบเชิงพลง ในเทอมแรกของสมการจะเป็นความถี่ช่วงครึ่งแรกของพัลส์ และเทอมที่สองของสมการจะเป็นความถี่ช่วงครึ่งหลังของพัลส์

$$f_{NLQ}(t) = + \left\{ \left[ u\left(\frac{-\tau_E}{2}\right) - u(0) \right] \frac{4(f_B - f_0)}{\tau_E^2} t^2 + f_0 \right\} + \left\{ \left[ u(0) - u\left(\frac{\tau_E}{2}\right) \right] \frac{4(f_F - f_0)}{\tau_E^2} t^2 + f_0 \right\} \quad (2.24)$$

โดยที่  $f_{NLQ}(t)$  คือ ความถี่ของสัญญาณซึ่งเป็นสมการกำลังสองไม่เชิงเส้น  
 $u(t)$  คือ ฟังก์ชันยูนิตสเต็ป (Unit step function)  
 $\tau_E$  คือ คาบเวลาของพัลส์  
 $f_B$  คือ ความถี่เริ่มต้น

$f_0$  คือ ความถี่กลาง  
 $f_F$  คือ ความถี่สิ้นสุด

ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เริ่มต้น ความถี่กลาง และความถี่สิ้นสุดของสมการข้างต้นสามารถเขียนได้ดังนี้

$$f_0 = \frac{(f_B - f_F)}{2} \quad (2.25)$$

ประโยชน์ที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของสัญญาณเอฟเอ็มไม่เชิงเส้น คือ ถูกนำไปใช้ในกระบวนการบีบอัดพัลส์ (Pulse compression) ซึ่งสัญญาณเอฟเอ็มไม่เชิงเส้นจะมีผลโดยตรงสำหรับการประมวลสัญญาณแบบนี้

สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มไม่เชิงเส้น จะขึ้นอยู่กับคุณลักษณะทางความถี่-เวลา ซึ่งสเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มไม่เชิงเส้นจะเป็นไปตามเงื่อนไขดังนี้ คือ เอนเวโลปของสเปกตรัมจะขึ้นอยู่กับฟังก์ชันความถี่กับเวลาของสัญญาณ

1. ความถี่กลางของสเปกตรัมจะอยู่ระหว่างความถี่สูงสุดและความถี่ต่ำสุด แต่ไม่จำเป็นต้องอยู่ที่ตำแหน่งจุดกึ่งกลางของพัลส์เวลา โดยจะขึ้นอยู่กับฟังก์ชันความถี่กับเวลา
2. แบนด์วิดท์ของแมทซ์ฟิลเตอร์ไม่ขึ้นกับความกว้างของพัลส์ แต่จะสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ของการกวาดความถี่และฟังก์ชันความถี่กับเวลา อธิบายความสัมพันธ์ได้ดังสมการ

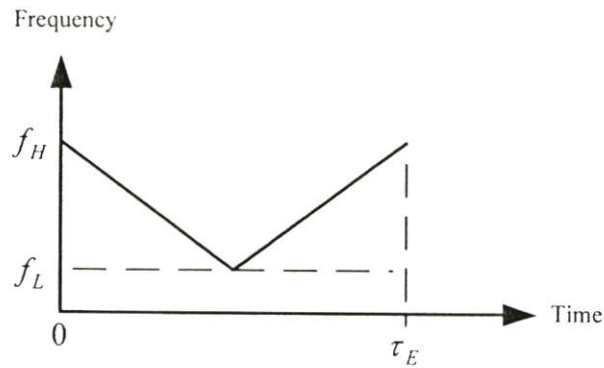
$$\tau_c B \gg 1 \quad (2.26)$$

$$B < f_H - f_L \quad (2.27)$$

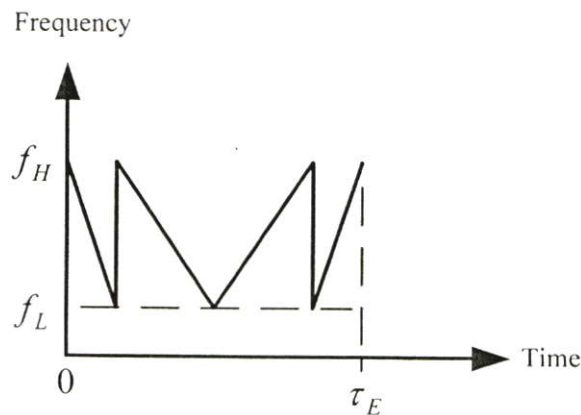
$$\tau_c \approx \frac{1}{B} \quad (2.28)$$

### 2.6.5 สัญญาณวีเอฟเอ็ม (V-FM)

สัญญาณวี-เอฟเอ็ม ประกอบด้วยความถี่ที่กวาดไปยังทิศทางหนึ่งสำหรับช่วงแรกของพัลส์ และกวาดไปยังอีกทิศทางหนึ่งในช่วงถัดไปของพัลส์ การกวาดของความถี่ไม่จำเป็นต้องมีลักษณะของฟังก์ชันเชิงเส้นเสมอไปก็ได้ โดยในที่นี้จะแยกสัญญาณวี-เอฟเอ็ม เป็น 2 ชนิด คือ สัญญาณวี-เอฟเอ็มแบบง่าย (Simple V-FM) และแบบซับซ้อน (Complex V-FM) ดังแสดงในรูปที่ 2.29



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.29 แสดงสัญญาณวี-เอฟเอ็มในทางความถี่-เวลา

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

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

สเปกตรัมของสัญญาณวี-เอฟเอ็มแบบง่าย จะเหมือนกันกับสเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้นในรูปที่ 2.29 และเป็นไปตามเงื่อนไขต่อไปนี้

1. เอนVELOPE ของสเปกตรัมจะมีลักษณะคล้ายรูปสี่เหลี่ยม ถ้าการกวาดความถี่เป็นฟังก์ชันเชิงเส้นตามเวลา และลักษณะเอนVELOPE ของสเปกตรัมยังเปลี่ยนแปลงไปตามลักษณะการกวาดความถี่ด้วย

2. ความถี่กลางของสเปกตรัม ( $f_0$ ) จะอยู่ระหว่างความถี่สูงสุดและต่ำสุด ถ้าการกวาดความถี่เป็นแบบเชิงเส้น

$$f_0 = \frac{(f_H - f_L)}{2} \quad (\text{Linear sweep}) \quad (2.29)$$

3. แบนด์วิดท์ของแมทซ์ฟิลเตอร์ไม่ได้ขึ้นกับความกว้างของพัลส์ แต่จะสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ของการกวาดความถี่และฟังก์ชันความถี่กับเวลา

$$\tau_E B \gg 1 \quad (2.30)$$

$$B \approx f_H - f_L \quad (\text{Linear sweep}) \quad (2.31)$$

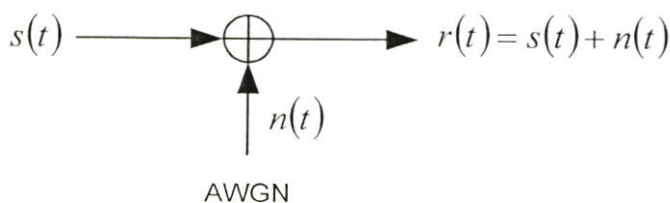
$$\tau_C \approx \frac{1}{B} \quad (2.32)$$

## 2.7 ทฤษฎีการจางหายบนช่องสัญญาณ

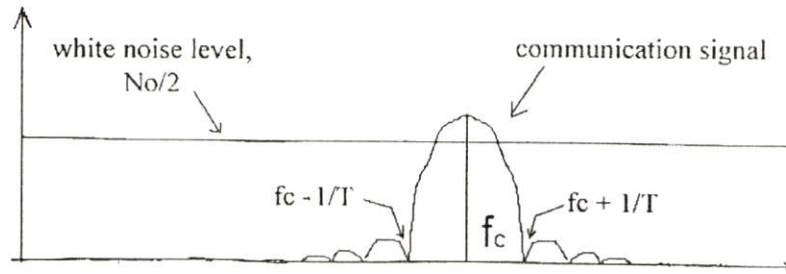
### 2.7.1 ช่องสัญญาณรบกวนขาว (AWGN)

จากรูปที่ 2.30 สัญญาณรบกวนในระบบสื่อสารนั้น ส่วนมากจะทำการจำลองให้เป็นแบบช่องสัญญาณรบกวนขาว (White Gaussian Noise) ซึ่งมีความหนาแน่นสเปกตรัมเป็นแบบยูนิฟอร์ม (Uniform Spectrum Density) และแอมพลิจูดมีการแจกแจงแบบเกาส์ (Gaussian Distribution) โดยปกติแล้วสัญญาณรบกวนทางอุณหภูมิ (Thermal Noise) และสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า (Electrical Noise) ที่เกิดจากการขยายสัญญาณนั้น จะมีคุณสมบัติของสัญญาณรบกวนขาว ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถ จำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ได้ ซึ่งฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability Density Function) ของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN สามารถแสดงได้ตามสมการที่ 2.33

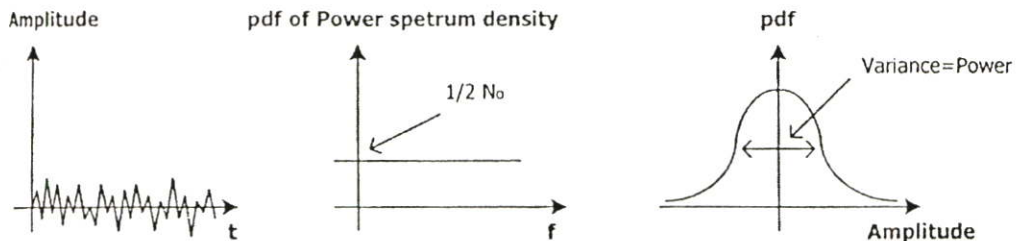
$$\phi_{nn}(f) = \frac{1}{2} N_0 \quad (2.33)$$



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.30 คุณสมบัติของช่องสัญญาณรบกวนขาว

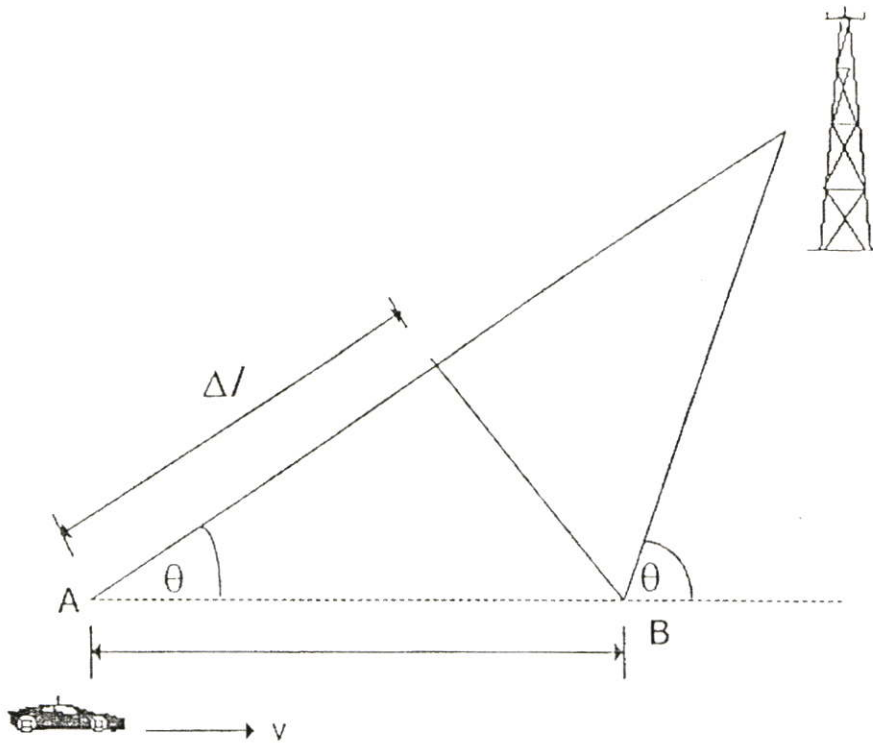
(ก) รูปแบบของสัญญาณรบกวน

(ข) แสดงสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน

(ค) แสดงขนาดและสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน

### 2.7.2 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟต์

ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟต์ เกิดจากการที่อุปกรณ์ภาครับสัญญาณ มีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วในระดับหนึ่ง ซึ่งมีผลทำให้สัญญาณที่รับได้มีความถี่เปลี่ยนไป จากความถี่ของสัญญาณที่ส่งออกจากต้นกำเนิด ปรากฏการณ์ที่กล่าวถึงนี้พบเห็นได้บ่อยครั้งในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เช่น การใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่ภายในรถยนต์ส่วนตัวหรือรถไฟฟ้าที่มีการเคลื่อนที่ เราสามารถคำนวณหาค่าของความถี่ที่เปลี่ยนไปได้ ดังนี้ พิจารณาอุปกรณ์โทรศัพท์ในรถคันหนึ่งซึ่งมีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วคงที่  $v$  ระหว่างจุด  $A$  และ  $B$  เป็นระยะทางเท่ากับ  $d$  ในการคำนวณนี้เราสมมติว่าแหล่งกำเนิดสัญญาณของสถานีฐานอยู่ห่างไกลออกไป จนทำให้เส้นทางการเดินทางของคลื่นทั้งสองที่ไปยังตำแหน่ง  $A$  และ  $B$  เป็นไปดังรูปที่ 2.31



รูปที่ 2.31 ปรัชญาการณคอปเปอรซฟคที่เกดจกการเคลอนทของอุปกรณภวกรบ

จกรูปที่ 2.31 จะเห็นไดวว ความแตกดางของระยะทางที่คลนซใช้ในการเดนทางจก แหลงกานเดไปยงจุด A และ B มคาคเท่ากับ  $\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta$  เมอ  $\Delta t$  กอเวลาทซ ในการเคลอนทจกจุด A ไปยงจุด B และสมมติว  $\theta$  ที่จุด A และ B มคาคเทากัน (เนองจก ถอวว แหลงกานเดอยุโกลสมาก ซงจะประมาณไดววคลนเดนทางมาขนานกัน) ดงนนั้นจะสามารถ หากการเปลยนเปลงเฟสของสัญญาณทรับไดเนองจากระยะทางทตางกันไดจก

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t \cos \theta}{\lambda} \quad (2.34)$$

จะไดววความถี่ทเลอนไปหรือคอปเปอรซฟค  $f_i$  มคาคเทากับ

$$\begin{aligned} f_i &= \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \phi}{\Delta t} \\ &= \frac{v \cos \theta}{\lambda} \end{aligned} \quad (2.35)$$

หรือจะเขียนให้อยู่ในรูปที่กระชับได้เป็น

$$f_i = f_d \cos \theta \quad (2.36)$$

โดยที่  $f_d = \frac{v}{\lambda}$  และเรียก  $f_d$  ว่าเป็น ค่าดอปเปอร์ซิฟต์สูงสุด ซึ่งเป็นค่าที่คำนวณได้จากความเร็วของเครื่องรับโทรศัพท์เคลื่อนที่เทียบกับความยาวคลื่นของสัญญาณ

จากสมการที่ 2.36 จะได้ว่า ค่าของดอปเปอร์ซิฟต์จะขึ้นอยู่กับความเร็วในการเคลื่อนที่ของโทรศัพท์เคลื่อนที่ และมุมระหว่างทิศทางการเคลื่อนที่ของโทรศัพท์เคลื่อนที่ เทียบกับทิศทางที่คลื่นเดินทางมาถึง สังเกตว่าถ้าโทรศัพท์เคลื่อนที่มี การเคลื่อนที่เข้าหาแหล่งกำเนิด จะได้ว่า  $\theta = 0$  และดอปเปอร์ซิฟต์มีค่าเป็นบวก (ความถี่เพิ่มขึ้น) แต่ถ้าโทรศัพท์เคลื่อนที่เคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดจะได้ว่า  $\theta = 180$  และดอปเปอร์ซิฟต์มีค่าเป็นลบ (ความถี่ลดลง)

### 2.7.3 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบเรย์ลี (Rayleigh)

โดยทั่วไป การใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่ของผู้ใช้จะอยู่สูงจากพื้นผิวไม่เกิน 3 เมตร ดังนั้นสัญญาณที่ส่งผ่านจะเกิดการสะท้อนกับพื้นดินหรือสิ่งต่างๆรอบข้างอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ ซึ่งการสะท้อนของคลื่นเหล่านี้ ส่งผลให้สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับประกอบด้วยสัญญาณที่แพร่มาจากภาคส่งมากกว่าหนึ่งทิศทาง และโดยทั่วไปแล้วสัญญาณเหล่านี้จะเดินทางมาถึงภาครับด้วยเวลาที่แตกต่างกัน และมีขนาดที่แตกต่างกันด้วย เมื่อสัญญาณเหล่านี้มารวมเข้าด้วยกันจะได้สัญญาณที่มีแอมพลิจูดแปรเปลี่ยนอย่างมาก ปัญหานี้มีชื่อเรียกว่า มัลติพาทเฟดดิ้ง ถ้าเราพิจารณาเพิ่มเติมถึงผลกระทบที่เกิดขึ้น เมื่อนำปัญหาของดอปเปอร์ซิฟต์มาคิดประกอบด้วย กล่าวคือ จะรวมเอาผลกระทบของดอปเปอร์ซิฟต์ที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ภาครับสัญญาณมาพิจารณาร่วมด้วย

พิจารณาการส่งผ่านสัญญาณไซน์ความถี่เดียว  $f_0$  ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ  $a$  เมื่อนำมาแสดงในรูปของเอ็กซ์โพเนนเชียลเชิงซ้อนจะได้เป็น

$$s(t) = a \exp(j2\pi f_0 t) \quad (2.37)$$

สัญญาณนี้เมื่อได้รับการส่งบนช่องสัญญาณมัลติพาท ภาครับจะได้รับสัญญาณนี้จากหลายทิศทาง โดยมีแอมพลิจูดและเฟสที่เปลี่ยนแปลงแตกต่างกันไป เมื่อนำสัญญาณส่วนต่างๆเหล่านี้มาบวกรวมกันจะได้เป็น

$$r(t) = \sum_{i=1}^n a_i \exp\{j[2\pi(f_0 + f_d \cos \theta_i)t + \phi_i]\} \quad (2.38)$$

ในสมการที่ 2.38 ได้สมมติว่ามีสัญญาณที่รับได้ทั้งหมด  $n$  เส้นทาง แต่ละเส้นทางมีแอมพลิจูดเท่ากับ  $a_i$  มีค่าเฟสเท่ากับ  $\phi_i$  และค่าคอปเปอร์ซิฟต์เท่ากับ  $f_d \cos \theta_i$  ซึ่งเป็นค่าที่ขึ้นกับทิศทางการมาถึงของสัญญาณเทียบกับทิศทางการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์รับสัญญาณ ( $\theta_i$ ) และค่าคอปเปอร์ซิฟต์สูงสุด คือ  $f_d = \frac{v}{\lambda}$  เมื่อจัดรูปสัญญาณใหม่จะได้

$$r(t) = \exp(j2\pi f_0 t) \sum_{i=1}^n a_i \exp[j(2\pi f_d \cos \theta_i t + \phi_i)] \quad (2.39)$$

ถ้าหากเราจะจัดสัญญาณที่ได้นี้ให้อยู่ในรูป

$$r(t) = r \exp[j(2\pi f_0 t + \phi)] \quad (2.40)$$

จะได้ว่า

$$\begin{aligned} r \exp(j\phi) &= \sum_{i=1}^n a_i \exp[j(2\pi f_d \cos \theta_i t + \phi_i)] \\ &= \sum_{i=1}^n a_i \cos(2\pi f_d \cos \theta_i t + \phi_i) + j \sum_{i=1}^n a_i \sin(2\pi f_d \cos \theta_i t + \phi_i) \end{aligned} \quad (2.41)$$

เราสามารถเขียนความสัมพันธ์นี้ให้กระชับขึ้นในรูปของคัวแปร  $x$  และ  $y$  ดังนี้

$$r \exp(j\phi) = x + jy \quad (2.42)$$

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

$$\text{และ } y = \sum_{i=1}^n a_i \sin(2\pi f_d \cos \theta_i t + \phi_i) \quad (2.43)$$

สำหรับความสัมพันธ์ระหว่าง  $r$  และ  $x, y$  ก็สามารถแสดงได้ดังนี้

$$r^2 = x^2 + y^2 \quad (2.44)$$

$$x = r \cos \phi \quad (2.45)$$

$$y = r \sin \phi \quad (2.46)$$

เมื่อพิจารณาค่าของ  $x = \sum_{i=1}^n a_i \cos(2\pi f_i \cos \theta_i t + \phi_i)$  จะพบว่าเนื่องจากแอมพลิจูด  $a_i$  เป็นตัวแปรสุ่ม มุม  $\theta_i$  ระหว่างทิศทางการมาถึง ของสัญญาณเทียบกับทิศทางการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์รับสัญญาณ สามารถประมาณว่าเป็นตัวแปรสุ่ม ที่มีการกระจายแบบยูนิฟอร์มและเฟส  $\theta_i$  ก็เช่นกัน สามารถประมาณการได้ว่า เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายแบบยูนิฟอร์มที่มีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง  $2\pi$  ฉะนั้น  $x$  จึงเป็นค่าที่ได้จากการบวกตัวแปรสุ่มจำนวน  $n$  ตัวเข้าด้วยกัน ซึ่งถ้าหาก  $n$  มีค่าใหญ่พอเราสามารถนำทฤษฎีบท central limit theorem มาใช้ เพื่อสรุปว่าตัวแปรสุ่ม  $x$  มีการกระจายแบบเกาส์เซียน โดยมีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และมีแวกเรียนซ์ เท่ากับ  $\sigma_x^2$  ฉะนั้นตัวแปรสุ่ม  $x$  มีการกระจายดังนี้

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}\right) \quad (2.47)$$

เราสามารถอาศัยแนวความคิดในลักษณะเดียวกันนี้ ในการพิจารณาถึงคุณลักษณะของตัวแปร  $y = \sum_{i=1}^n a_i \sin(2\pi f_i \cos \theta_i t + \phi_i)$  ว่ามีการกระจายแบบเกาส์เซียนด้วย โดยตัวแปรสุ่ม  $y$  มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และมีแวกเรียนซ์  $\sigma_y^2$  ทั้งนี้  $\sigma_x^2 = \sigma_y^2$  และจะขอกำหนดให้เท่ากับ  $\sigma^2$  ฉะนั้นตัวแปรสุ่ม  $y$  มีการกระจายดังนี้

$$p(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_y}} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma_y^2}\right) \quad (2.48)$$

เมื่อทราบถึงคุณลักษณะของ  $x$  และ  $y$  แล้ว เรื่องต่อไปที่จะพิจารณา คือ คุณลักษณะเชิงแอมพลิจูดของสัญญาณที่รับได้ที่ภากรับ ซึ่งคือค่า  $r$  นั้นเอง จากสมการที่ 2.48 จะเห็นว่า  $r$  มีความสัมพันธ์โดยตรงกับ  $x$  และ  $y$  ฉะนั้นเราจะอาศัยคุณสมบัติการแปลงตัวแปรสุ่มตามทฤษฎีความน่าจะเป็นจาก  $x$  และ  $y$  ไปเป็น  $r$  และ  $\phi$  การแปลงที่ว่าเป็นเรื่องที่ไม่ยากนัก ฉะนั้นเราจึงสามารถสรุปได้ว่า แอมพลิจูดของสัญญาณ  $r$  เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายแบบเรย์ลี (Rayleigh distribution) ดังนี้

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & r \geq 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.49)$$

โดยที่  $\sigma$  คือแรงดัน rms ของสัญญาณก่อนกระบวนการเอนVELOปีเทกชั่น และ  $\sigma^2$  คือกำลังเฉลี่ยทางเวลาของสัญญาณก่อนกระบวนการเอนVELOปีเทกชั่น เช่นกัน ส่วนเฟสของสัญญาณเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายแบบยูนิฟอร์มที่มีค่าอยู่ระหว่าง  $-\pi$  ถึง  $\pi$  ดังนี้

$$p(\phi) = \frac{1}{2\pi} \quad -\pi \leq \phi \leq \pi \quad (2.50)$$

#### 2.7.4 การแจกแจงบนช่องสัญญาณแบบริเซียน (Rician)

เป็นแบบจำลอง การแจกแจงบนช่องสัญญาณที่เหมาะสมกับสภาวะแวดล้อมในเมือง ซึ่งประกอบด้วย พารามิเตอร์ 2 ค่า และมีค่าความหนาแน่นของความน่าจะเป็นดังสมการ

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2 - a^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left[\frac{ar}{\sigma^2}\right] \quad \text{เมื่อ } \beta \geq 0 \quad (2.51)$$

เมื่อ  $I_0(x)$  คือ ฟังก์ชันเบสเซล (Bessel Function)

#### 2.7.5 การแจกแจงบนช่องสัญญาณแบบนาคากามิ (Nakagami)

เมื่อแบบจำลองการแจกแจงบนช่องสัญญาณที่ได้มาจากการทดลอง และสามารถอธิบายปรากฏการณ์ของเฟดดิ้ง ในบริเวณอื่นๆ ได้ดี เอาต์พุตของสัญญาณด้านรับ จะเป็นผลบวกทางเวกเตอร์ของขนาดของสัญญาณ (signal strength) แบบจำลองนาคากามิไม่ได้อธิบายรายละเอียดทางปัญหาด้านเฟส อย่างไรก็ตามแบบจำลองนาคากามิ ยังสามารถอธิบายแบบจำลองอื่นๆ ได้ดีอีกด้วย สามารถแสดงค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นได้ดังสมการที่ 2.52

$$p_{r_1}(r) = 2\left(\frac{m_1}{\Omega_1}\right)^{m_1} \frac{r^{2m_1-1}}{\Gamma(m_1)} \exp\left[-\frac{m_1}{\Omega_1} r^2\right] \quad \text{เมื่อ } r \geq 0 \quad (2.52)$$

$$m_1 = \frac{\Omega_1^2}{E[r_1^2 - \Omega_1^2]} \geq 0.5 \quad (2.53)$$

โดยจุดเด่นของแบบจำลองนาคากามิ คือ

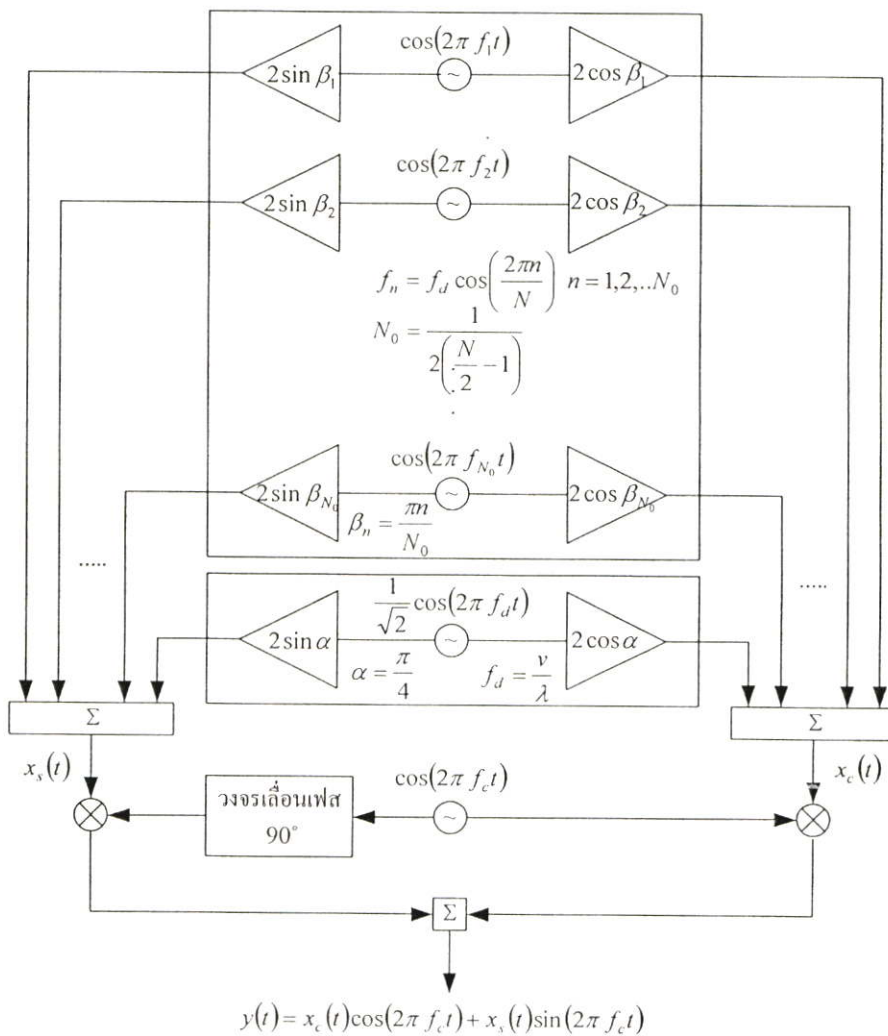
1. เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลองและสอดคล้องกับสภาพแวดล้อม ทั้งในชนบทและเมืองใหญ่
2. เป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับการแจกแจงของแอมพลิจูด (amplitude distribution) ซึ่งแสดงด้วยตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ( $m$ ) ต่างๆ ดังนี้

- $m = 1$       คือ การแจกแจงแบบเรย์ลี  
 $m = 0.5$      คือ การแจกแจงแบบเกาส์เซียนเชิงขั้ว  
 $m \rightarrow \infty$     คือ กรณีในอุดมคติที่ไม่มีการเพี้ยนของสัญญาณ

### 2.7.6 แบบจำลองช่องสัญญาณมัลติพาท

ในการศึกษาพัฒนาและวิจัย ระบบสื่อสารสัญญาณไร้สายนั้น เรามักอาศัยโปรแกรมจำลองระบบด้วยคอมพิวเตอร์เพื่อทดสอบสมรรถนะของระบบที่สนใจ ในส่วนของช่องสัญญาณก็เช่นกัน จำเป็นต้องมีการพัฒนาแบบจำลองที่สามารถนำมาใช้งานได้จริง

#### 2.7.6.1 แบบจำลองของ Jakes



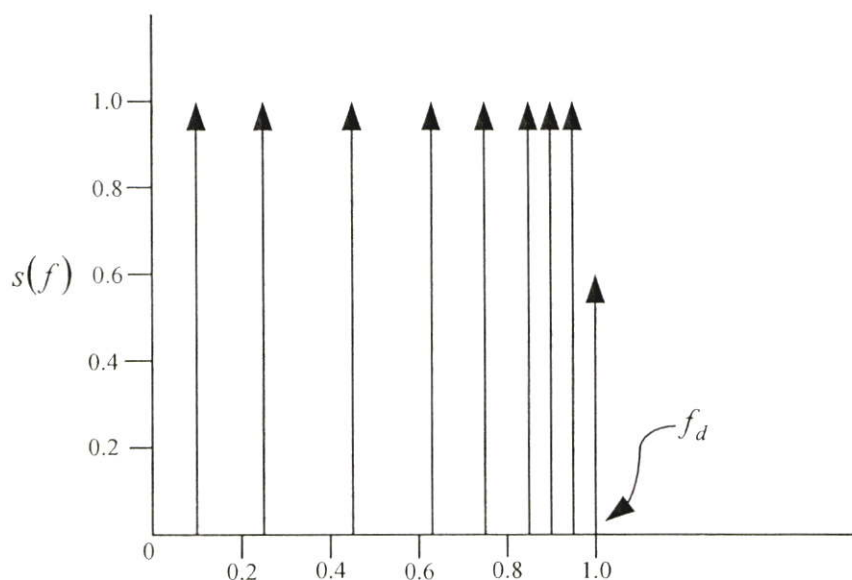
รูปที่ 2.32 โครงสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณมัลติพาทตามแบบของ Jakes

สำหรับวิธีการของ Jakes นั้นอาศัยโครงสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณมัลติพาธ ดังรูปที่ 2.32 พิจารณาจากรูปที่ 2.32 จะเห็นได้ว่าแบบจำลองประกอบด้วยวงจรรอสซิลเลเตอร์ความถี่ต่ำจำนวน  $N_0$  ชุด ที่มีความถี่เท่ากับค่าคอปเปอเรอร์ซิฟต์ค่าต่างๆกัน และวงจรรอสซิลเลเตอร์อีกหนึ่งตัวที่ความถี่คอปเปอเรอร์ซิฟต์สูงสุด  $f_d$  องค์กรประกอบความถี่ทั้งหมดนี้มีหน้าที่จำลองสัญญาณความถี่ที่เลื่อนไปจากความถี่คลื่นพาหะ  $f_0$  องค์กรประกอบความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์  $N_0$  ชุด จะกำหนดให้มีแอมพลิจูดเป็น 1 ทั้งหมด

ส่วนองค์กรประกอบความถี่ตัวสุดท้ายที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  สำหรับค่าความถี่ของออสซิลเลเตอร์แต่ละตัวกำหนดให้มีค่าเท่ากับ

$$f_n = f_d \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad \text{สำหรับ } n = 1, 2, \dots, N_0 \quad (2.54)$$

โดยที่  $f_d = \frac{v}{\lambda}$  ซึ่งเป็นค่าคอปเปอเรอร์ซิฟต์สูงสุด และ  $N$  มีความสัมพันธ์กับ  $N_0$  ดังนี้ คือ  $N_0 = \frac{1}{2}\left(\frac{N}{2} - 1\right)$  โดยมีข้อกำหนดอีกด้วยว่า  $\frac{N}{2}$  เป็นจำนวนเต็มคี่ เมื่อนำองค์กรประกอบความถี่ทั้งหมดที่ใช้ มาวาดเป็นตัวอย่างรูปสเปกตรัมความถี่ จะมีลักษณะดังรูปที่ 2.33 ในรูปเป็นกรณีที่กำหนดให้  $N_0 = 8$  และ  $N = 34$



รูปที่ 2.33 สเปกตรัมความถี่ของออสซิลเลเตอร์ สำหรับกรณี  $N_0 = 8$  และ  $N = 34$

สำหรับค่าของเฟส  $\beta_n$  จะได้รับการกำหนดให้มีคุณลักษณะที่ใกล้เคียงกับสภาพที่ต้องการ คือ ให้เฟสเป็นการกระจายแบบยูนิฟอร์มระหว่าง  $0 - 2\pi$  คือ มีความน่าจะเป็นในการเกิดของเฟสแต่ละค่าเท่ากับ  $\frac{1}{2\pi}$  ดังนั้น  $\beta_n$  จึงกำหนดให้มีค่าเท่ากับ  $\frac{\pi n}{N_0}$  สำหรับ  $n = 1, 2, \dots, N_0$  จากรูปที่ 2.33 แสดงให้เห็นว่า  $X_C(t)$  และ  $X_S(t)$  มีค่าเท่ากับ

$$X_C(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \cos \beta_n \cos(2\pi f_n t) + \sqrt{2} \cos \alpha \cos(2\pi f_d t) \quad (2.55)$$

$$X_S(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin \beta_n \cos(2\pi f_n t) + \sqrt{2} \sin \alpha \cos(2\pi f_d t) \quad (2.56)$$

ในการสร้างสัญญาณ  $y(t)$  ให้มีเฟสเป็นแบบสุ่มและมีการกระจายแบบยูนิฟอร์มระหว่าง  $0 - 2\pi$  จะต้องทำให้เงื่อนไขดังต่อไปนี้เป็นจริง  $\langle x_C^2 \rangle \approx \langle x_S^2 \rangle$  และ  $\langle x_C x_S \rangle \approx 0$

จากสมการที่ 2.55 และสมการที่ 2.56 เราสามารถคำนวณหาค่า  $\langle x_C^2 \rangle, \langle x_S^2 \rangle$  และ  $\langle x_C x_S \rangle$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \langle x_C^2 \rangle &= 2 \sum_{n=1}^{N_0} \cos^2 \beta_n + \cos^2 \alpha \\ &= N_0 + \cos^2 \alpha + \sum_{n=1}^{N_0} \cos 2\beta_n \\ \langle x_S^2 \rangle &= 2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin^2 \beta_n + \sin^2 \alpha \\ &= N_0 + \sin^2 \alpha - \sum_{n=1}^{N_0} \cos 2\beta_n \\ \langle x_C x_S \rangle &= 2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin \beta_n \cos \beta_n + \sin \alpha \cos \alpha \end{aligned}$$

จากความสัมพันธ์ที่ได้นี้เราสามารถกำหนดค่า  $\beta_n$  และ  $\alpha$  ที่เหมาะสมเพื่อให้เงื่อนไขทั้งสองข้อที่กล่าวถึงข้างต้นเป็นจริงได้

### 2.7.7 ผลกระทบของดีเลย์สเปรด

จากเหตุผลที่ผ่านมาสามารถกล่าวได้ว่า เส้นทางการแพร่กระจายของสัญญาณระหว่างเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ และสถานีฐานมีได้หลายทิศทาง และสัญญาณแต่ละส่วน มักจะส่งผ่านในเส้นทางที่มีระยะทางไม่เท่ากัน สัญญาณบางส่วนอาจจะเดินทางเป็นเส้นตรงระหว่างภาคส่งและภาครับ (line of sight : LOS) สัญญาณส่วนนี้มักเดินทางถึงภาครับได้เร็ว ในขณะที่สัญญาณ

ส่วนอื่นที่มีการตกกระทบพื้นผิวของวัสดุ และเกิดการสะท้อนหลายครั้งกว่าจะเดินทางถึงภาครับ สัญญาณมักจะใช้เวลาการแพร่กระจายที่ยาวนานกว่า ความล่าช้าในการเดินทางของสัญญาณแต่ละส่วนก่อให้เกิดปัญหาที่เรียกว่า ดีเลย์สเปรด (Delay spread) ขึ้น นั่นคือสัญญาณแต่ละส่วนใช้เวลาเดินทางถึงจุดหมายไม่เท่ากัน

การวิเคราะห์คุณลักษณะของช่องสัญญาณก่อนหน้าทั้งหมด ยังไม่ได้มีการนำปัญหาของดีเลย์สเปรดมาคิด เพราะเป็นแบบจำลองช่องสัญญาณที่ทำการวิเคราะห์ ภายใต้สมมติฐานที่ว่าคลื่นสัญญาณของแต่ละเส้นทางเดินทางถึงภาครับพร้อมกัน หรือในเวลาใกล้เคียงกันมาก อย่างไรก็ตามในสภาพความเป็นจริง คลื่นสัญญาณที่รับได้ย่อมจะมาถึงภาครับไม่พร้อมกัน และแน่นอนว่าการมาถึงของสัญญาณที่แตกต่างกัน ย่อมส่งผลกระทบต่อคุณลักษณะของสัญญาณที่รับได้ โดยทั่วไปผลกระทบของดีเลย์สเปรดจะมีมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับแบนด์วิธของสัญญาณที่ส่ง เมื่อเปรียบเทียบกับส่วนกลับของค่าความแตกต่างของเวลาการมาถึง คลื่นสัญญาณแต่ละเส้นทาง กล่าวคือ ถ้าสัญญาณที่ส่งมีแบนด์วิธที่แคบมากเมื่อเทียบกับส่วนกลับของความแตกต่างของเวลาการมาถึง เราสามารถละทิ้งผลกระทบของดีเลย์สเปรดได้ แต่สัญญาณที่ส่งมีแบนด์วิธที่สูงมากขึ้น ในการวิเคราะห์แบบจำลองช่องสัญญาณมัลติพาท จำเป็นที่เราจะต้องนำปัญหาของดีเลย์สเปรดมาคิดด้วย

พิจารณาตัวอย่างการส่งผ่านสัญญาณในพื้นที่การใช้งานบริเวณแคบๆ เช่น ในอาคารสำนักงานต่างๆ ดีเลย์สเปรดมีค่าประมาณไม่เกิน  $1\mu s$  หากมีการใช้งานระบบสื่อสารดิจิทัลย่านความถี่  $900\text{ MHz}$  ที่อัตราส่งเท่ากับ  $200\text{ kbps}$  การส่งข้อมูลหนึ่งบิตจะใช้เวลานาน  $5\mu s$  นั่นหมายความว่าในการส่งบิตข้อมูลแต่ละบิต ส่วนท้ายของบิตนั้นจะไปทับซ้อนกับส่วนต้นของบิตถัดไปอยู่ถึง 20% หากพื้นที่การให้บริการครอบคลุมบริเวณที่กว้างขึ้น เช่น ในบริเวณชานเมือง หรือในชนบท ดีเลย์สเปรดก็จะมีค่ามากขึ้น ปัญหาการทับซ้อนกันของสัญญาณระหว่างบิต หรือสัญลักษณ์ก็จะเพิ่มมากขึ้นด้วย ดังนั้นในสถานการณ์เช่นนี้ หากต้องการลดผลกระทบของการซ้อนทับกันของบิต หรือสัญลักษณ์ที่ติดกันก็จำเป็นต้องชะลอการส่งบิตแต่ละบิตให้ห่างกันมากขึ้น ซึ่งหมายถึงการลดอัตราการส่งบิตข้อมูลนั่นเอง จากที่กล่าวมาจะเห็นว่าการรบกวนกันของสัญลักษณ์เกิดจากปัญหามัลติพาท และเป็นปัญหาที่มีความสำคัญที่ต้องนำมาพิจารณาประกอบในการออกแบบวงจรภาครับสัญญาณ เช่น หากไม่ลดอัตราการส่งลงก็ต้องมีการนำวงจรปรับรูปสัญญาณที่เรียกว่าอีควอไลเซอร์ (Equalizer) มาช่วยแก้ปัญหาเหล่านี้

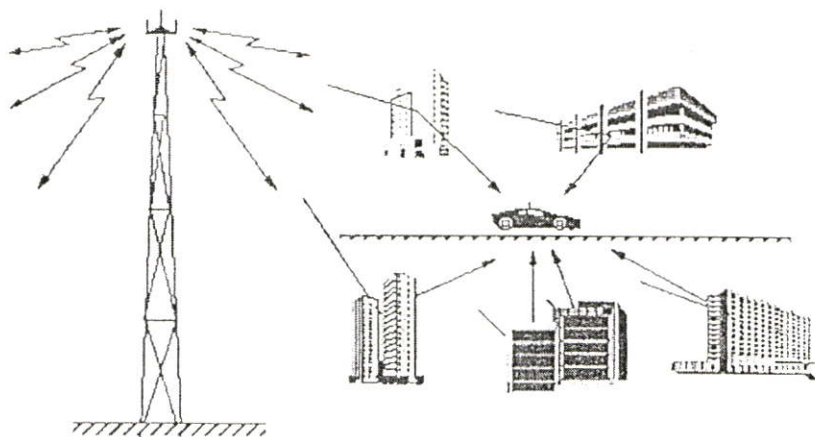
ในการทดสอบช่องสัญญาณระหว่างภาครับและภาคส่งที่กำลังใช้งาน ว่ามีคุณลักษณะในเชิงของดีเลย์สเปรดอย่างไร สามารถทำได้โดยให้ภาคส่งสร้างสัญญาณอิมพัลส์  $a_0\delta(t)$  ออกมา และภาครับก็ทำการตรวจจับการมาถึงของสัญญาณดังกล่าว พิจารณาสถานการณ์ตัวอย่างการส่งสัญญาณจากสถานีฐานไปยังเครื่องรับโทรศัพท์ในรถยนต์ดังรูปที่ 2.34 (ก) จากรูปที่ 2.34 จะเห็นว่าคลื่นสัญญาณเคลื่อนที่ไปยังภาครับจำนวน 3 เส้นทาง โดยที่แต่ละเส้นทางมีระยะทางความยาว

ไม่เท่ากัน ฉะนั้นสัญญาณอิมพัลส์ของแต่ละเส้นทางจึงเดินทางถึงจุดหมายไม่พร้อมกัน และโดยทั่วไปแอมพลิจูดของสัญญาณของแต่ละเส้นทาง เมื่อถึงภาครับก็จะมีขนาดไม่เท่ากันด้วยเหตุการณ์ที่อธิบายเหตุการณ์นี้ก็คือ ตัวอย่างของมัลติพาทนั่นเอง ถ้าแสดงสัญญาณที่รับได้ในรูปของผลรวมของสัญญาณอิมพัลส์ของแต่ละเส้นทางจะได้รูปสัญญาณเป็นดังสมการต่อไปนี้

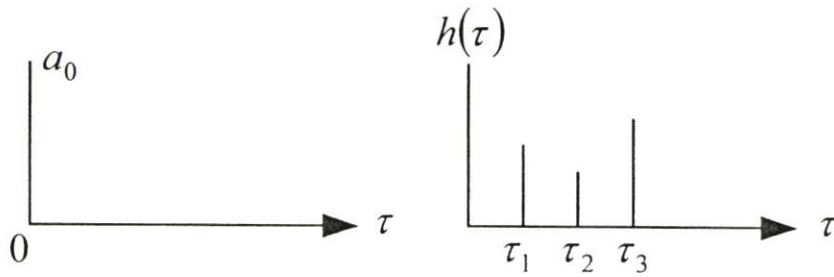
$$h(\tau) = \sum_{i=1}^n a_i \exp(-j\theta_i) \delta(\tau - \tau_i) \quad (2.57)$$

โดย  $n$  คือ จำนวนเส้นทางของสัญญาณ  $a_i$   
 $\theta_i$  คือ แอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณเส้นทางที่  $i$   
 $\tau_i$  คือ เวลาที่สัญญาณเกิดขึ้นของสัญญาณเส้นทางที่  $i$

โดยทั่วไปสัญญาณที่เดินทางบนเส้นทางที่ไกลกว่าก็จะมีเวลาที่เดิน (  $\tau_i$  ) มากกว่า และขนาดของสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับก็จะมีแอมพลิจูด  $a_i$  ที่ต่ำกว่าด้วย แต่ในสภาพแวดล้อมบางอย่างเช่น ในเมืองใหญ่ๆ การสะท้อนที่พื้นผิวของตึกสูง หรืออาคาร มีคุณสมบัติที่แตกต่างกันค่อนข้างมาก ทำให้บางครั้งคลื่นสัญญาณที่เดินทางไกลแต่ระหว่างทางมีการสะท้อนกับพื้นผิวที่มีการสูญเสียน้อย ก็อาจมีแอมพลิจูดที่สูงกว่าคลื่นสัญญาณที่เดินทางระยะสั้นๆ ได้ ถ้าสัญญาณดังกล่าวตกกระทบกับพื้นผิวที่มีการดูดซับสัญญาณมาก ดังตัวอย่างที่แสดงในรูปที่ 2.34 (ข) ซึ่งแสดงถึงคุณลักษณะของดีเลย์สเปกตรัมของช่องสัญญาณ ในสภาพแวดล้อมที่สัญญาณซึ่งเดินทางบนเส้นทางที่ไกลที่สุด คือ เส้นทางที่ 3 อาจมีแอมพลิจูดที่สูงกว่าเส้นทางที่สั้นกว่า ดังเช่นเส้นทางที่ 2 ได้



(ก) สภาพทางกายภาพ



(จ) รูปสัญญาณที่ส่งจากสถานีฐานเทียบกับสัญญาณที่รับได้ในรถยนต์

รูปที่ 2.34 ตัวอย่างแสดงการส่งผ่านสัญญาณอิมพัลส์ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาท

(ก) สภาพทางกายภาพ

(ข) สเปกตรัมสัญญาณที่ส่งจากสถานีฐานเทียบกับสัญญาณที่รับได้ในรถยนต์

นอกจากนี้แล้ว หากเราทำการทดสอบการส่งสัญญาณอิมพัลส์มากกว่าหนึ่งครั้ง เราจะพบว่า คุณลักษณะของคิเลียสเปรคของช่องสัญญาณนั้นจะไม่เหมือนเดิม แต่อย่างไรก็ตาม สภาพแวดล้อมสามารถเปลี่ยนแปลงได้ตลอดเวลา สืบเนื่องมาจากการเคลื่อนที่ของผู้ใช้โทรศัพท์เอง หรือเกิดจากการเคลื่อนไหวของวัตถุรอบข้าง และด้วยคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่มักจะมีการแปรเปลี่ยนไปตามเวลาเอง จึงต้องมีการปรับฟังก์ชันผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่มีความสัมพันธ์กันในสมการที่ 2.57 จาก  $h(\tau)$  ให้เป็นฟังก์ชันที่ขึ้นกับเวลา  $t$  ด้วย ผลที่ได้คือ

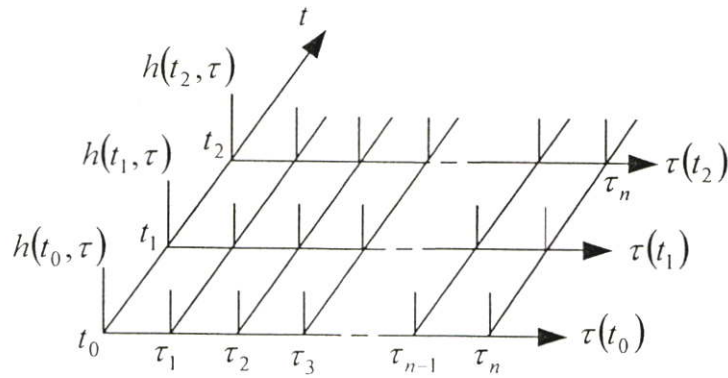
$$h(\tau) = \sum_{i=1}^n a_i(t, \tau) \exp[-j\theta_i(t, \tau)] \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (2.58)$$

โดยที่  $a_i(t, \tau)$  คือ ค่าแอมพลิจูดที่เป็นค่าจริงของสัญญาณเส้นทางที่  $i$

$\theta_i(t, \tau)$  คือ ค่าของเฟสที่มีการเลื่อนไปจากเดิมเนื่องจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณบนเส้นทางที่  $i$

$\tau_i(t)$  คือ เวลาดีเลย์ที่เกิดขึ้นของสัญญาณเส้นทางที่  $i$

โดยทั้ง 3 ค่าทำการวัดที่เวลา  $t$  เพื่อให้เราสามารถเห็นภาพได้มากขึ้น จะขอยกตัวอย่างฟังก์ชันผลตอบสนองอิมพัลส์  $h(t, \tau)$  ที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา  $t$  ในรูปของกราฟที่ใช้ระบบ 3 แคนดังในรูปที่ 2.35



รูปที่ 2.35 ตัวอย่างฟังก์ชันผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมัลติพาท

จากผลการวัดคุณลักษณะฟังก์ชันผลตอบสนองอิมพัลส์ ของช่องสัญญาณมัลติพาท เราสามารถนำมาคำนวณเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่เราสนใจได้ดังนี้

1. ค่าเฉลี่ยของดีเลย์ ค่าพารามิเตอร์แรกที่เราพิจารณาคือ ค่าเฉลี่ยของดีเลย์ (mean excess delay) ซึ่งนิยามให้มีค่าเท่ากับ

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_i a_i^2 \tau_i}{\sum_i a_i^2} = \frac{\sum_i P(\tau_i) \tau_i}{\sum_i P(\tau_i)} \quad (2.59)$$

โดย  $P(\tau_i)$  คือ กำลังของสัญญาณเส้นทางที่  $i$

2. rms delay spread สำหรับพารามิเตอร์ที่ 2 คือ rms delay spread ซึ่งนิยามดังนี้คือ

$$\sigma_r = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (2.60)$$

โดยที่

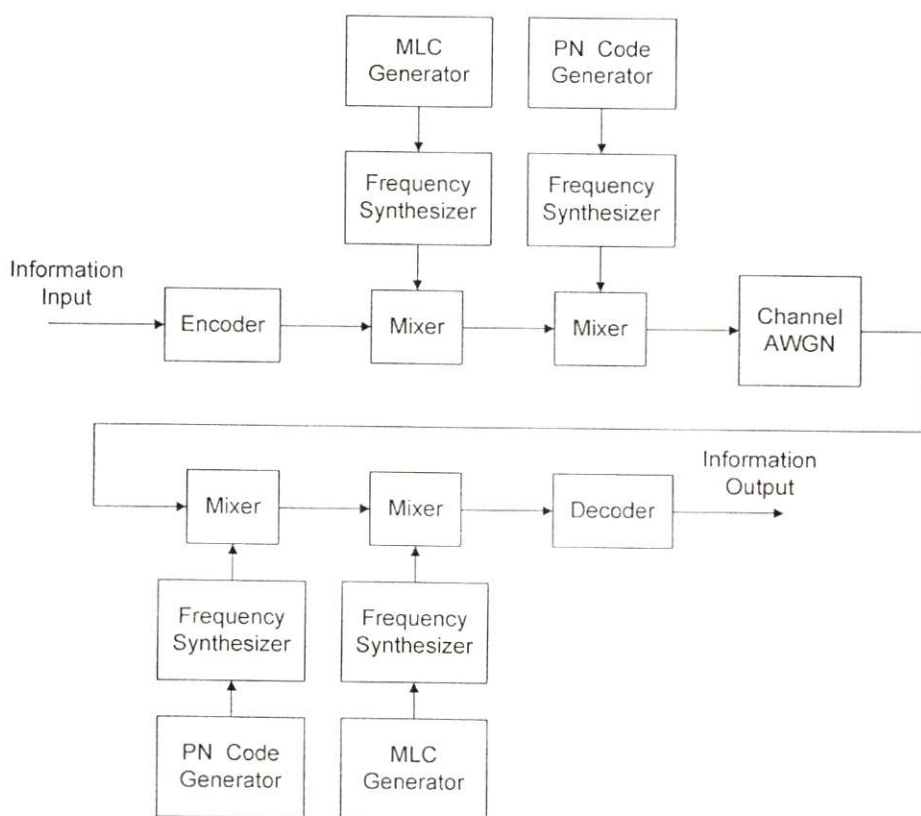
$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_i a_i^2 \tau_i^2}{\sum_i a_i^2} = \frac{\sum_i P(\tau_i) \tau_i^2}{\sum_i P(\tau_i)} \quad (2.61)$$

3. ค่าดีเลย์สเปรดสูงสุด (maximum delay spread) ค่าดีเลย์สเปรดสูงสุด หรือ  $\tau_{\max}$  ซึ่งนิยามให้เป็นค่าดีเลย์สูงสุด วัด ณ จุดที่กำลังของสัญญาณมัลติพาทมีค่าต่ำกว่าค่ากำหนดค่าหนึ่ง

### บทที่ 3

## การออกแบบและการทำแบบจำลองของระบบ MLC-FH-GSM

ในบทนี้กล่าวถึงระบบ MLC-FH-GSM (Multi-Linear Chirp Frequency Hopping GSM) ซึ่งเป็นระบบที่นำเสนอขึ้นเพื่อลดอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล (Bit Error Rate: BER) ซึ่งจะทำให้สามารถเพิ่มความจุช่องสัญญาณ (Channel Capacity) ของ FH-GSM แบบเดิมได้ เนื่องจากระบบ FH-GSM ไม่สามารถแก้ปัญหาในการชนความถี่ที่เกิดจากรหัส PN เหมือนกัน และไม่สามารถแยกแยะสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนออกจากกันได้ โดยอธิบายถึงแนวความคิดในการออกแบบระบบ MLC เพื่อมาประยุกต์ใช้กับระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ และแก้ไขปัญหที่เกิดขึ้นในระบบจากการชนความถี่ที่ทำให้ระบบไม่สามารถแยกแยะผู้ใช้งานแต่ละรายออกจากกันได้ รวมถึงการสร้างแบบจำลองการทำงาน of ระบบ MLC-FH-GSM และการเขียนโปรแกรมเพื่อทดสอบระบบจากแนวความคิดในการแก้ปัญหาด้วย



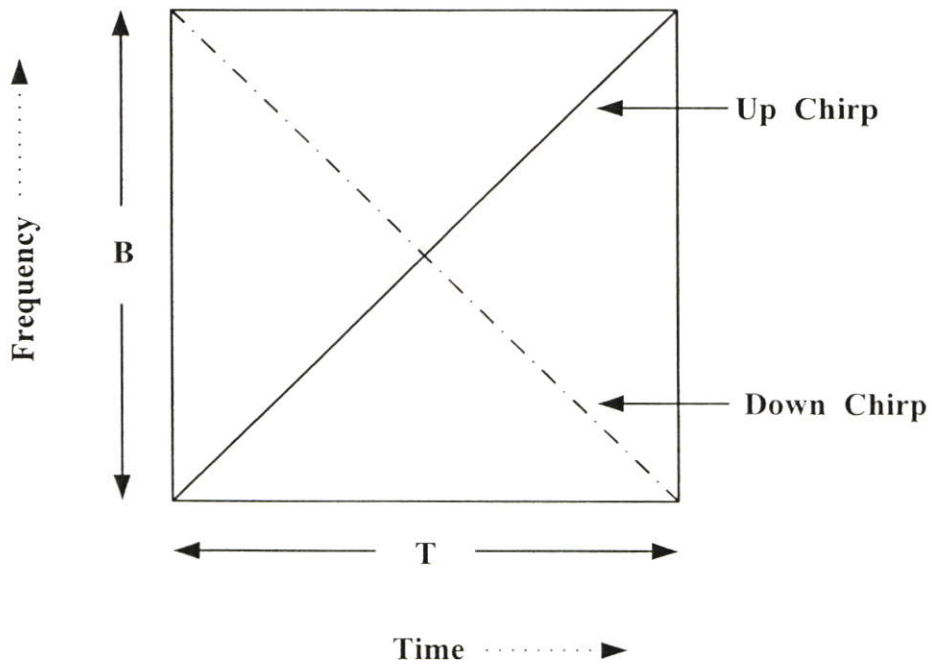
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบ MLC-FH-GSM

ระบบ MLC-FH-GSM เป็นระบบที่ใช้แนวความคิดในการลดอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล โดยการเปลี่ยนวิธีการมอดูเลตจากระบบ GMSK ให้เป็นการมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น การมอดูเลตด้วยวิธีนี้มีคุณสมบัติพิเศษที่สามารถลดอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล และเพิ่มความจุช่องสัญญาณได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยการกระโดดของความถี่เป็นการกระโดดไปใน time slot ของ TDMA เฟรม ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้จำนวน 8 เฟรม ทำให้การกระโดดความถี่ของระบบเป็น 64 ครั้ง นั่นคือจะเป็น Slow Frequency Hopping

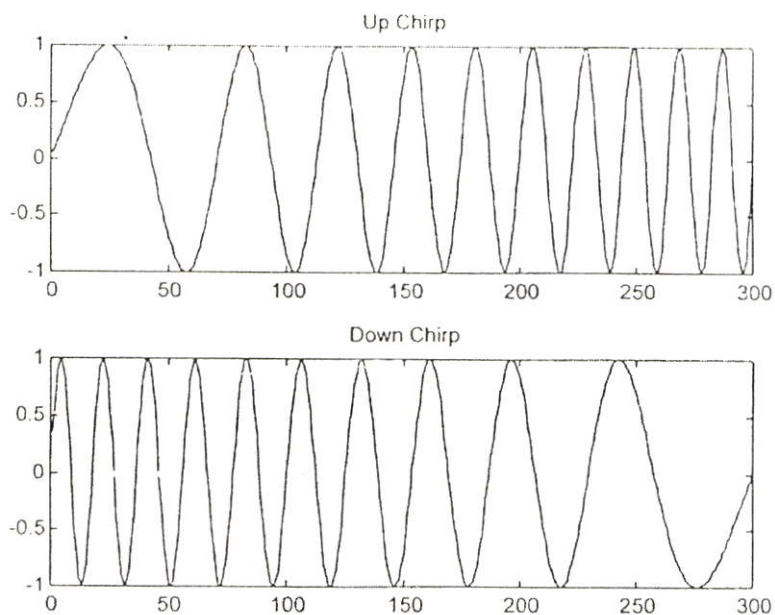
การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้นนี้ ถูกพัฒนาขึ้นมาจากเทคนิคการสร้างสัญญาณแบบเซฟเชิงเส้น ซึ่งเป็นพื้นฐานสำคัญในการออกแบบระบบการมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงต้องอธิบายถึงเทคนิคเซฟเชิงเส้น ก่อนที่จะนำไปสู่เทคนิคการสร้างสัญญาณแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น ซึ่งเป็นแนวคิดสำคัญในการออกแบบระบบนี้

### 3.1 การเซฟหลายความถี่เชิงเส้น (Multi-Linear Chirp)

#### 3.1.1 เทคนิคเซฟเชิงเส้น (Linear Chirp Technique)



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.2 แสดงสัญญาณชีพเชิงเส้น (Linear chirp)

(ก) สัญญาณในแกนเวลา-ความถี่

(ข) สัญญาณในแกนเวลา-แอมพลิจูด

ในงานด้านเรดาร์นั้นเทคนิคชีพเชิงเส้น (Linear Chirp: LFM) ถูกนำไปใช้ในกระบวนการบีบอัดสัญญาณพัลส์ (Pulse Compression) ซึ่งเป็นกระบวนการที่สำคัญในการนำมาประยุกต์ใช้ในระบบเรดาร์ทางยุทธวิธี เพราะสัญญาณบีบอัดพัลส์มีลักษณะพิเศษทางแอมพลิจูดและเวลาที่ดี ซึ่งเอื้ออำนวยต่อการใช้งานทางทหาร ด้วยเหตุที่กระบวนการบีบอัดพัลส์นั้นจะต้องเริ่มต้นจากการสร้างสัญญาณชีพเชิงเส้นเป็นหลัก ดังนั้นเทคนิคชีพเชิงเส้นจึงเป็นเทคนิคที่สำคัญและมีประโยชน์มาก ในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอเทคนิคชีพเชิงเส้นมาประยุกต์ใช้ในระบบ MLC-FH-GSM ซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป โดยในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงพื้นฐานของการสร้างสัญญาณชีพเชิงเส้นก่อน สามารถแสดงขั้นตอนของสมการสัญญาณชีพเชิงเส้น ได้ดังนี้

$$s(t) = a(t)\cos[\theta(t)] \quad (3.1)$$

โดยที่  $\theta(t)$  คือ ฟังก์ชันเฟสและ  $a(t)$  คือ เอนVELOปของสัญญาณชีพ ซึ่งจะเท่ากับ “0” เมื่ออยู่นอกคาบเวลา  $T$  โดยสามารถแสดงความถี่ชั่วขณะ (Instantaneous Frequency) ได้ ดังนี้

$$f_M(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta}{dt} \quad (3.2)$$

และสามารถแสดงสมการของอัตราการเฉิฟได้ดังสมการที่ 3.3

$$\mu(t) = \frac{df_M}{dt} = \frac{1}{2\pi} \frac{d^2\theta}{dt^2} \quad (3.3)$$

ที่ฟังก์ชัน  $\mu(t)$  แสดงถึงอัตราการเปลี่ยนแปลงของความถี่ชั่วขณะ ถ้าสัญญาณมีค่า  $\mu > 0$  จะเรียกว่า เฉิฟขึ้น (Up Chirp) และถ้า  $\mu < 0$  เรียกว่าเฉิฟลง (Down Chirp) ดังแสดงในรูปที่ 3.2 (ก) สำหรับสัญญาณเฉิฟเชิงเส้นนั้นจะมี  $\mu(t)$  เป็นค่าคงที่ โดยที่ค่า  $f_M(t)$  เป็นฟังก์ชันเชิงเส้นของเวลา  $t$  และจากสมการที่ (3.1) เมื่อนำมาอินทิเกรตหาฟังก์ชัน  $\theta(t)$  แล้วแทนค่าลงในสมการที่ (3.3) เราสามารถแสดงสมการของสัญญาณเฉิฟเชิงเส้นได้ ดังนี้

$$s_c(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \mu\pi t^2 + \varphi_0) \quad (3.4)$$

โดยที่  $f_0$  คือ ความถี่ที่เวลา  $t=0$  (ความถี่เริ่มต้น)  
 $\varphi_0$  คือ เฟสที่เวลา  $t=0$  (เฟสเริ่มต้น)

และ  $a(t)=0$  เมื่อ  $t > T$  และ  $t < 0$  ซึ่งสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างแบนด์วิดท์  $B$  ในช่วงการเปลี่ยนแปลงของความถี่ชั่วขณะได้ ดังนี้

$$B = |\mu| \cdot T \quad (3.5)$$

โดยที่  $\mu$  คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ต่อคาบเวลา  
 $B$  คือ แบนด์วิดท์ของสัญญาณเฉิฟเชิงเส้น  
 $T$  คือ คาบเวลาของสัญญาณเฉิฟเชิงเส้น

ซึ่งจะเห็นได้ว่า  $\mu$  ก็คือ ความชันของกราฟสัญญาณในแกนเวลา-ความถี่ (Time-Frequency) นั่นเอง ส่วนในรูปที่ 3.2 (ข) แสดงถึงรูปร่างของสัญญาณ  $s_c(t)$  แบบเฉิฟขึ้น ที่ค่อยๆเพิ่มความถี่ขึ้นตามเวลา และเฉิฟแบบลงที่ค่อยๆลดความถี่ลงตามเวลา อีกค่าหนึ่งที่มีความสำคัญ คือ ค่าผลคูณของเวลา-แบนด์วิดท์ (Time-Bandwidth Product : TB) ซึ่งบ่งบอกถึงการใช้ทรัพยากรทางเวลาและความถี่ของสัญญาณเฉิฟเชิงเส้นที่สร้างขึ้น

### 3.1.2 เทคนิคชีพหลายความถี่เชิงเส้น (Multi-Linear Chirp)

เมื่อนำสัญญาณชีพเชิงเส้น มาทำให้มีอัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่เชิงเส้นเป็น 2 ระดับ ในหนึ่งคาบเวลากระโดดความถี่ ( $T_h$ ) ในระบบฟรีควีนซีฮอปปีงจีเอสเอ็ม โดยแบ่งอัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่เชิงเส้นเป็น 2 ช่วง คือ ช่วงแรก และช่วงหลัง ( $\mu_f, \mu_b$ ) ซึ่งสัญญาณที่ได้จากกระบวนการนี้จะมีลักษณะรูปร่างทางแกนเวลา-ความถี่ ได้มากกว่าหนึ่งรูปสัญญาณ เพราะเราสามารถกำหนดค่าอัตราส่วน  $\mu_f$  และ  $\mu_b$  ให้มีหลายอัตราได้ โดยสัญญาณที่มีค่า  $\mu$  หลายอัตราทั้งหมดที่ถูกสร้างขึ้น จะมีย่านความถี่ทั้งหมด ( $W_d$ ) และคาบเวลาทั้งหมด ( $T_h$ ) มาแบ่งเป็นช่วง ทั้งในทางความถี่และทางเวลา โดยแบ่งสัญญาณทั้งหมดออกเป็นจำนวน  $M+1$  ช่วง ซึ่งจะได้ช่วงต่างความถี่แต่ละช่วงเท่ากับ  $\Delta f$  และช่วงต่างเวลาแต่ละช่วงเท่ากับ  $T_c$  โดยค่า  $\Delta f$  และ  $T_c$  นี้จะเป็นส่วนสำคัญในการคำนวณหาค่า  $\mu_f$  และ  $\mu_b$  ที่อัตราส่วนต่างๆ ซึ่งจะนำไปสู่การสร้างสัญญาณชีพเชิงเส้นที่มีอัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่เชิงเส้น 2 ระดับ ทั้งหมดจำนวน  $M$  สัญญาณ ดังในรูปที่ 3.2 แสดงรูปสัญญาณทางเวลา-แอมพลิจูด

นอกจากนั้นยังสามารถนำสัญญาณชีพเชิงเส้นทั้งหมด ที่ถูกสร้างขึ้นมาใช้เป็นสัญญาณพาหะ (Carrier Signal) ของผู้ใช้จำนวนเท่ากับ  $M$  ผู้ใช้ได้ เพราะฉะนั้นแต่ละผู้ใช้จะมีสัญญาณชีพเชิงเส้นประจำตัว ที่ทำให้สัญญาณพาหะของผู้ใช้แต่ละรายมีความแตกต่างกัน โดยสามารถแยกแยะสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายออกจากกันได้ด้วย ถึงแม้ว่าจะอยู่ในย่านความถี่เดียวกันก็ตาม โดยเราจะกำหนดให้สัญญาณชีพหลายความถี่เชิงเส้นแบบชีพขึ้นแทนด้วยข้อมูล “1” และให้สัญญาณชีพหลายความถี่เชิงเส้นแบบชีพลงแทนด้วยข้อมูล “0” ซึ่งสัญญาณชีพหลายความถี่เชิงเส้นสามารถอาศัยพื้นฐานจากสมการที่ (3.4) นำมาสร้างสัญญาณชีพเชิงเส้นได้ตามเงื่อนไขของสมการ

#### 3.1.2.1 สัญญาณชีพหลายความถี่เชิงเส้นช่วงแรกของแต่ละผู้ใช้

สมการชีพหลายความถี่เชิงเส้นชีพขึ้นจะเป็น

$$s_{f1}(t) = A \cos \left[ 2\pi \left( f_{ch} - \frac{W_d}{2} \right) t + \mu_{fm} \pi t^2 \right] \quad (3.6)$$

สมการชีพหลายความถี่เชิงเส้นชีพลงจะเป็น

$$s_{f0}(t) = A \cos \left[ 2\pi \left( f_{ch} + \frac{W_d}{2} \right) t - \mu_{fm} \pi t^2 \right] \quad (3.7)$$

โดยที่ เวลา  $t$  จะอยู่ในช่วง  $0 \leq t \leq mT_c$   
 ความถี่เริ่มต้น  $f_0$  ของ  $s_{f1}(t)$  เท่ากับ  $f_{ch} - \frac{W_d}{2}$   
 ความถี่เริ่มต้น  $f_0$  ของ  $s_{f0}(t)$  เท่ากับ  $f_{ch} + \frac{W_d}{2}$   
 เฟสเริ่มต้น  $\varphi_0$  ของ  $s_{f1}(t)$  และ  $s_{f0}(t)$  มีค่าเท่ากับ 0

$$\text{และ} \quad \mu_{fm} = \frac{(M+1-m)\Delta f}{mT_c} \quad (3.8)$$

3.1.2.2 สัญญาณชีพหลายความถี่เชิงเส้นช่วงหลังของแต่ละผู้ใช้  
 สมการชีพหลายความถี่เชิงเส้นชีพขึ้นจะเป็น

$$s_{b1}(t) = A \cos \left[ 2\pi \left( f_{ch} + \frac{W_d}{2} - m\Delta f \right) (t - mT_c) + \mu_{bm}\pi(t - mT_c)^2 \right] \quad (3.9)$$

สมการชีพหลายความถี่เชิงเส้นชีพลงจะเป็น

$$s_{b0}(t) = A \cos \left[ 2\pi \left( f_{ch} - \frac{W_d}{2} + m\Delta f \right) (t - mT_c) - \mu_{bm}\pi(t - mT_c)^2 \right] \quad (3.10)$$

โดยที่ เวลา  $t$  จะอยู่ในช่วง  $mT_c \leq t \leq T_h$   
 ความถี่เริ่มต้น  $f_0$  ของ  $s_{b1}(t)$  เท่ากับ  $f_{ch} + \frac{W_d}{2} - m\Delta f$   
 ความถี่เริ่มต้น  $f_0$  ของ  $s_{b0}(t)$  เท่ากับ  $f_{ch} - \frac{W_d}{2} + m\Delta f$   
 เฟสเริ่มต้น  $\varphi_0$  ของ  $s_{b1}(t)$  และ  $s_{b0}(t)$  มีค่าเท่ากับ 0

$$\text{และ} \quad \mu_{bm} = \frac{m\Delta f}{(M+1-m)T_c} \quad (3.11)$$

$$T_c = \frac{T_h}{(M+1)} \quad (3.12)$$

$$\Delta f = \frac{W_d}{(M+1)} \quad (3.13)$$

โดยที่	$f_{ch}$	คือ ความถี่กลางของแบนด์วิดท์ความถี่กระโดด
	$W_d$	คือ แบนด์วิดท์ของความถี่กระโดด (Frequency Hop Band)
	$\mu_{fm}$	คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ช่วงแรกของผู้ใช้ลำดับที่ $m$
	$\mu_{bm}$	คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ช่วงหลังของผู้ใช้ลำดับที่ $m$
	$m$	คือ ลำดับของผู้ใช้
	$M$	คือ จำนวนของผู้ใช้ทั้งหมด
	$T_h$	คือ คาบเวลาระหว่างบิตที่กระโดด (Hop Bit Duration)
	$\Delta f$	คือ ช่วงต่างแบนด์วิดท์ความถี่ของแต่ละผู้ใช้ (Separation Frequency)
	$T_c$	คือ ช่วงต่างระหว่างเวลาของแต่ละผู้ใช้ (Separation Time)

หลังจากนั้นเมื่อเราแทนข้อมูล "1" ด้วยสัญญาณชีพหลายความถี่เชิงเส้นแบบเชิงขึ้น และแทนข้อมูล "0" ด้วยสัญญาณชีพหลายความถี่เชิงเส้นแบบเชิงลงแล้ว สามารถลดรูปสมการที่ 3.6, 3.7, 3.9 และ 3.10 ให้อยู่ในความสัมพันธ์ได้ ดังนี้

$$s_f(t) = A \cos \left[ 2\pi \left( f_{ch} - b(t) \frac{W_d}{2} \right) t + b(t) \mu_{fm} \pi t^2 \right] \quad 0 \leq t \leq mT_c \quad (3.14)$$

$$s_b(t) = A \cos \left[ 2\pi \left( f_{ch} + b(t) \left( \frac{W_d}{2} - m\Delta f \right) \right) (t - mT_c) + b(t) \mu_{bm} \pi (t - mT_c)^2 \right] \quad mT_c \leq t \leq T_h \quad (3.15)$$

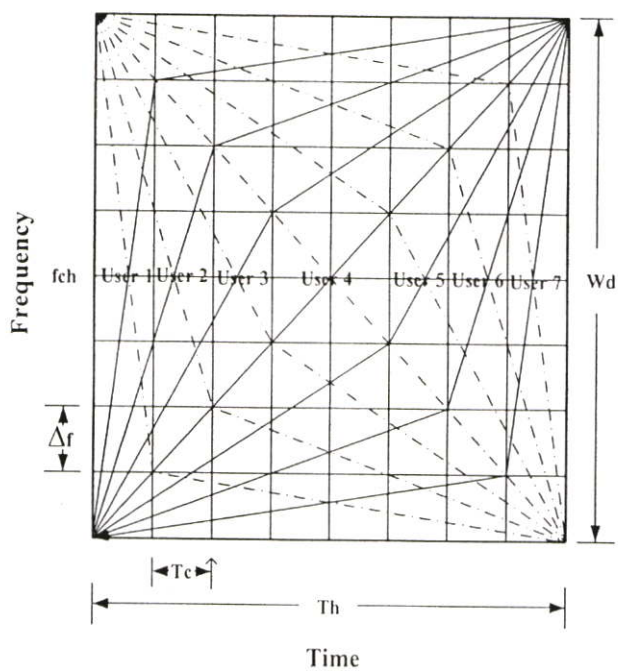
โดยที่

$$b(t) = \begin{cases} 1 & \text{เมื่อ บิตข้อมูลเท่ากับ '1' (up chirp)} \\ -1 & \text{เมื่อ บิตข้อมูลเท่ากับ '0' (down chirp)} \end{cases} \quad 0 \leq t \leq T_h$$

เพราะฉะนั้นจากสมการที่ 3.14 และสมการที่ 3.15 สัญญาณชีพหลายความถี่เชิงเส้นทั้งหมดในช่วงคาบเวลา  $T_h$  ของแต่ละผู้ใช้ สามารถแสดงได้ดังนี้

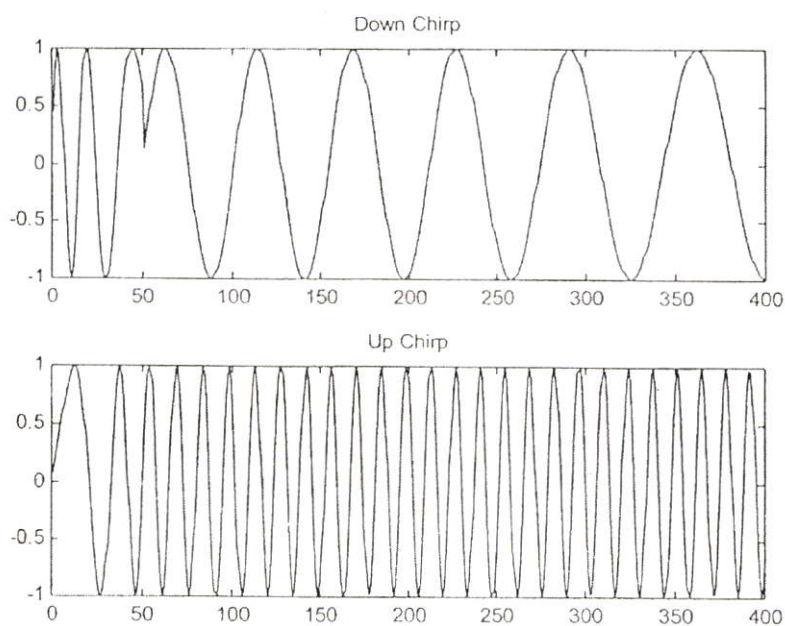
$$s_{mc}(t) = s_f(t) + s_b(t) \quad (3.16)$$

รูปร่างของสัญญาณชีพเชิงเส้นในแต่ละผู้ใช้งาน ในแกนเวลา-ความถี่ จะเป็นดังรูปที่ 3.3

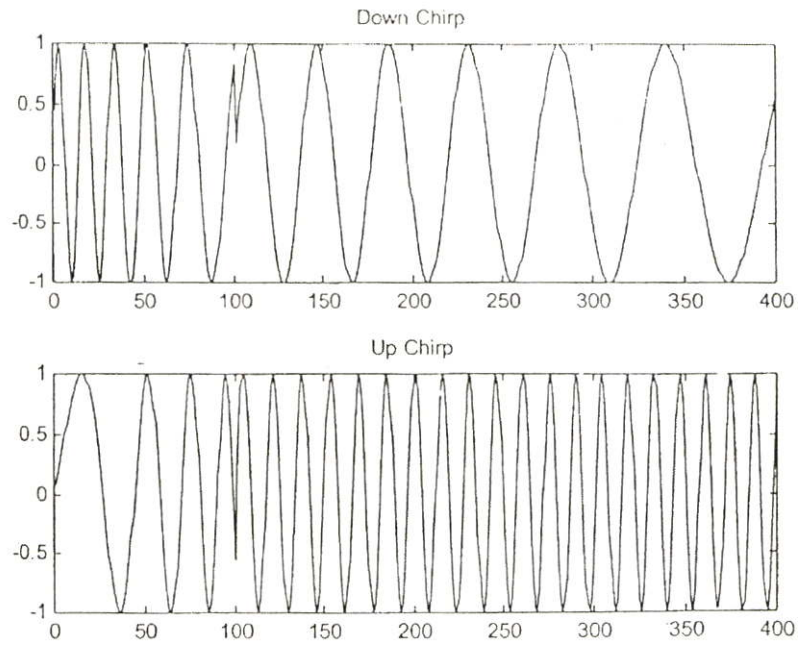


รูปที่ 3.3 แสดงสัญญาณชีพหลายความถี่เชิงเส้นในแกนเวลา – ความถี่ กรณีผู้ใช้เท่ากับ 7

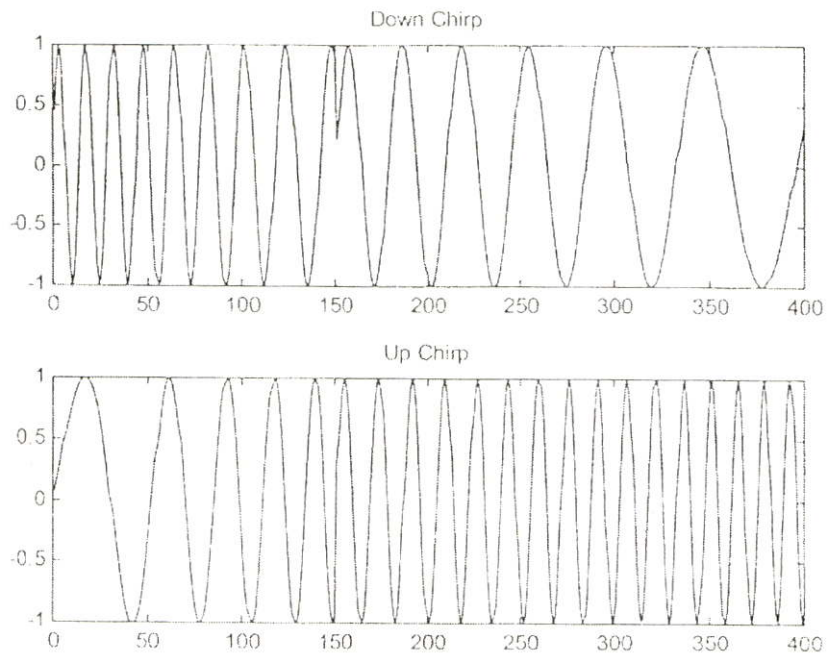
เมื่อแยกสัญญาณชีพเชิงเส้นออกมาเป็นสัญญาณชีพเชิงเส้นของแต่ละผู้ใช้ จะได้รูปสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ได้ดังรูปที่ 3.4



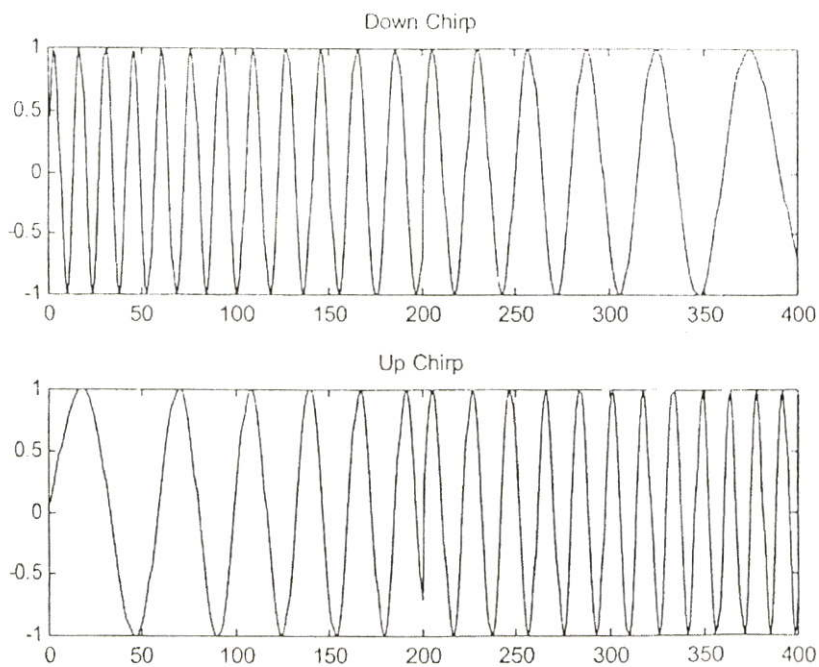
(ก) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 1



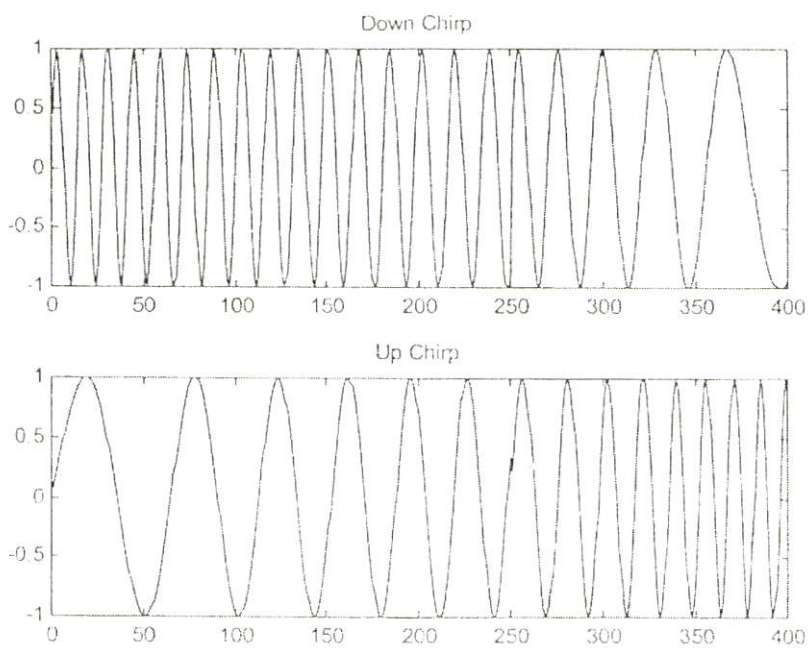
(ข) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 2



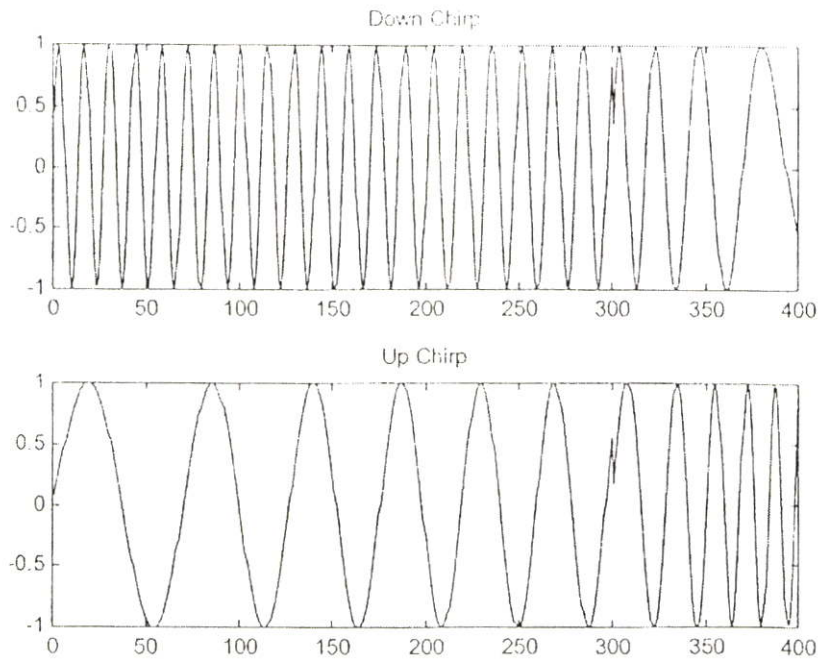
(ค) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 3



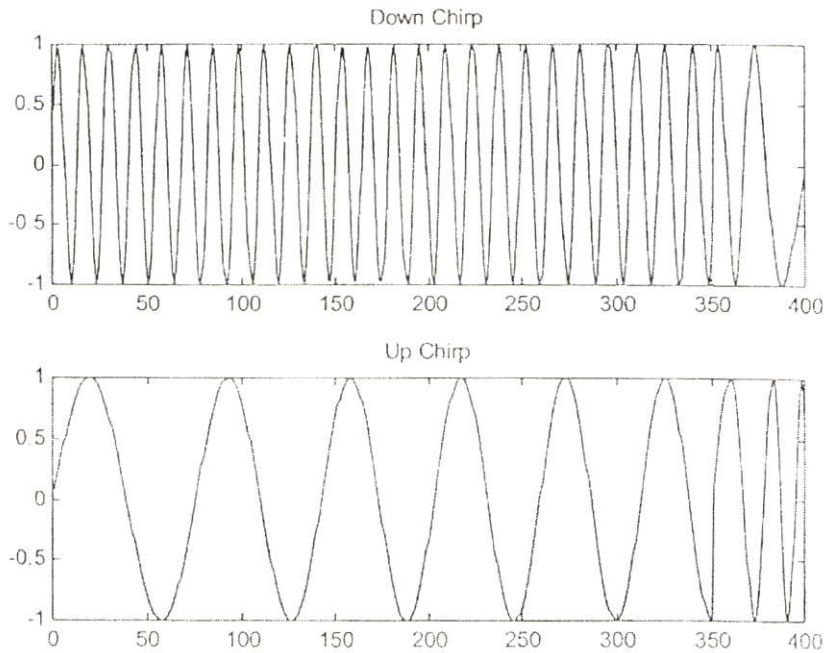
(ง) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 4



(จ) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 5



(จ) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 6



(ข) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 7

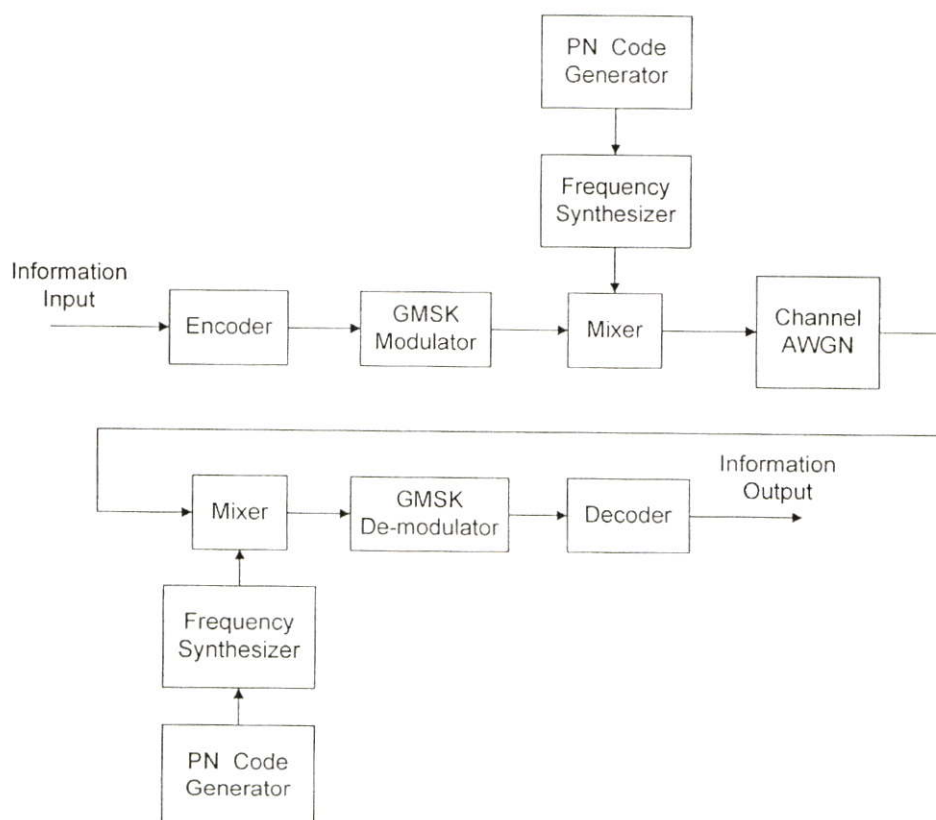
รูปที่ 3.4 แสดงสัญญาณเซฟหลายความถี่เชิงเส้นในแกนเวลา-แอมพลิจูด ของผู้ใช้ทั้ง 7 ตามแกนเวลา-ความถี่ โดยที่  $T_c = 50$  แซมเปิล

## 3.2 การปรับปรุงระบบฟรีแควนซีฮอปปีงจีเอสเอ็ม ด้วยการมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น

ก่อนจะกล่าวถึงการปรับปรุงระบบฟรีแควนซีฮอปปีงจีเอสเอ็ม ด้วยการมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้นนั้น จะอธิบายถึงปัญหาการชนความถี่ (Collision Problem) ที่เกิดในระบบฟรีแควนซีฮอปปีงก่อน เพื่อให้เข้าใจถึงที่มาของปัญหา และแนวคิดในการปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบที่นำเสนอ ซึ่งจะให้เห็นภาพของการทำงานของมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น (Multi-linear chirp) ที่มีผลต่อการแก้ไขปัญหายาในในระบบฟรีแควนซีฮอปปีงจีเอสเอ็มด้วยได้อย่างไร

### 3.2.1 ระบบฟรีแควนซีฮอปปีงและปัญหาการชนความถี่

กระบวนการทำงานของระบบฟรีแควนซีฮอปปีงจีเอสเอ็มแสดงดังในรูปที่ 3.5 โดยจะใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบ GSMK (Gaussian Minimum Shift Keying) ซึ่งเป็นการแทนข้อมูล '1' และ '0' ด้วยสัญญาณไซน์นูนซอซด์ (sinusoid) ที่มีความถี่ 2 ค่า โดยความถี่ทั้งสองจะอยู่ในย่านความถี่มอดูเลตข้อมูล (Data Modulated Band หรือ Frequency Hop Band:  $W_d$ )



รูปที่ 3.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ GSMK-FH-GSM

ขั้นตอนต่อมารหัส PN จะถูกสร้างขึ้น เพื่อให้แต่ละผู้ใช้มีรหัส PN ประจำตัว 1 ชุด ซึ่งในรหัส PN แต่ละชุดจะถูกแบ่งออกเป็นช่วง แต่ละช่วงมีจำนวน  $k$  ชิพ (Chip) โดยรหัส PN จำนวน  $k$  ชิพ นี้จะมีคาบเวลาเท่ากับคาบเวลาการกระโดดของรหัสความถี่ของผู้ใช้ A และ B ความถี่ ( $T_h$ ) ของระบบฟรีควีนซีฮอปปีงจีเอสเอ็มด้วย และยังถูกนำไปใช้ในการควบคุมการสังเคราะห์ความถี่ที่จะนำไปผสมกับสัญญาณ GMSK ที่ตัวผสมสัญญาณ (Mixer) จึงทำให้ย่านความถี่  $W_d$  เกิดการกระโดดความถี่ไปตามค่ารหัสในแต่ละช่วงจำนวน  $k$  ชิพ ของรหัส PN ดังแสดงในรูปที่ 3.5 ซึ่งการกระโดดความถี่ทั้งหมดของ  $W_d$  จะอยู่ในย่านความถี่สเปกตรัม (Spread Spectrum Band :  $W_s$ ) โดยมีความสัมพันธ์กัน ดังนี้

$$W_s = 2^k W_d \quad (3.17)$$

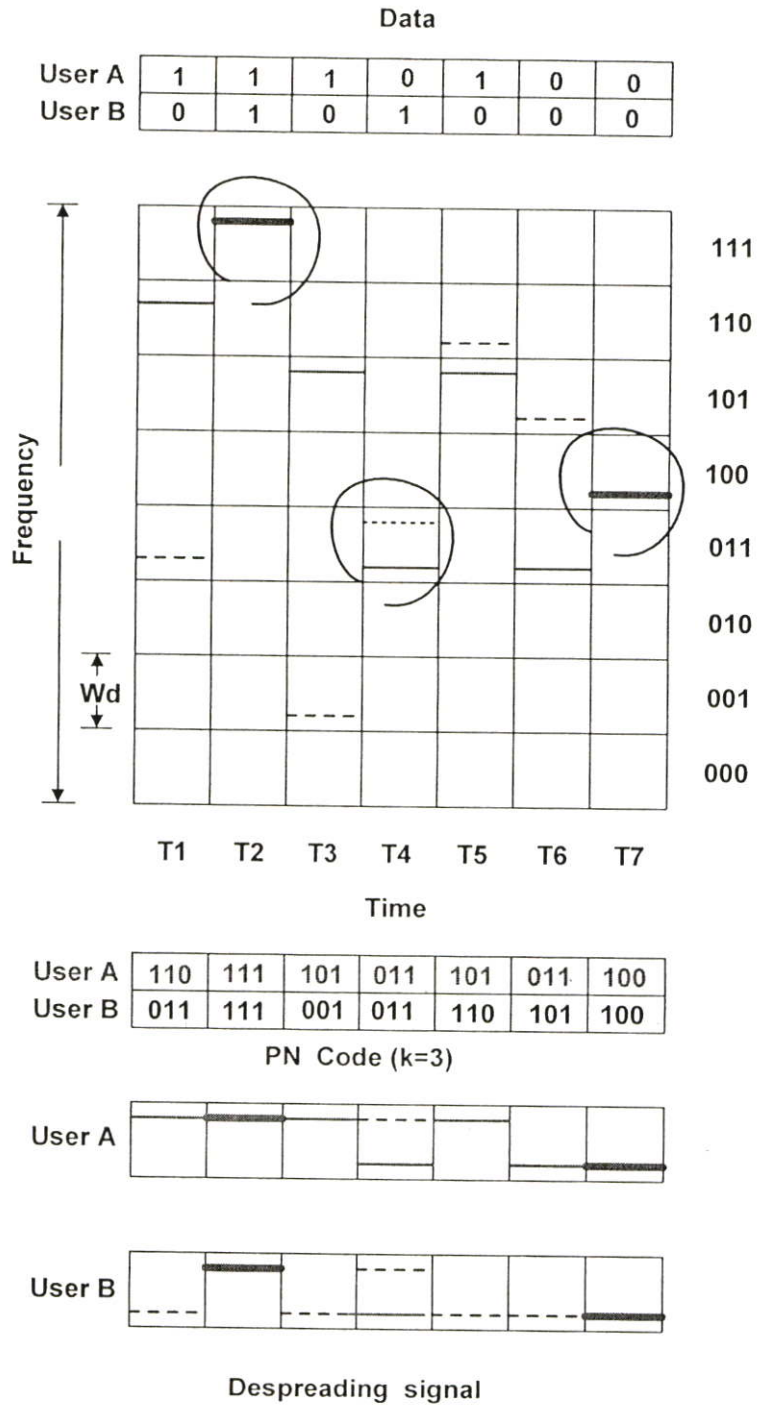
$$G_p = \frac{W_s}{W_d} = 2^k \quad (3.18)$$

โดยที่	$G_p$	คือ อัตราขยายการประมวลผล (Processing Gain)
	$W_s$	คือ ย่านความถี่สเปกตรัม (Spread Spectrum Band)
	$W_d$	คือ ย่านความถี่มอดูเลตข้อมูล (Data Modulation Band)
	$k$	คือ จำนวนชิพ (Chip) ในช่วงเวลาการกระโดดความถี่ (Hop Duration)

ส่วนระบบการทำงานของภาครับของระบบฟรีควีนซีฮอปปีงจีเอสเอ็มแสดงดังรูปที่ 3.5 โดยสัญญาณที่รับได้จะถูกคิสเปรดที่ตัวผสมสัญญาณภาครับ ด้วยสัญญาณที่ถูกสังเคราะห์ความถี่ขึ้นตามรหัส PN ที่ถูกสร้างออกมาอย่างสอดคล้องกับรหัส PN ทางภาคส่ง ซึ่งสัญญาณที่ได้จากการคิสเปรดจะย้ายความถี่กลับลงมาอยู่ในย่านความถี่มอดูเลตข้อมูล ดังแสดงในรูปที่ 3.6 หลังจากนั้นสัญญาณในย่านความถี่มอดูเลตข้อมูลของผู้ใช้แต่ละรายจะถูกส่งไปยังวงจรมอดูเลต เพื่อทำการประเมินสัญญาณออกมาเป็นข้อมูล “0” หรือ “1” ดังแสดงวงจรมอดูเลตในรูปที่ 3.5 ซึ่งต้องอาศัยสัญญาณอ้างอิงให้สอดคล้องกับภาคส่ง

ปัญหาอีกอย่างที่เกิดขึ้นบ่อยครั้งในการสื่อสารระบบฟรีควีนซีฮอปปีง กรณีผู้ใช้มีจำนวนมาก คือ การชนความถี่ ซึ่งมีสาเหตุมาจากค่ารหัสบางช่วงของ  $k$  ชิพ ในชุดรหัส PN ของผู้ใช้ 2 รายบังเอิญมีค่าเหมือนกัน จึงทำให้ ณ ช่วงเวลานั้นมีการสังเคราะห์ความถี่ย่านเดียวกันขึ้นมาใช้งาน ดังแสดงในรูปที่ 3.6 เรากำหนดให้ผู้ใช้ A มีข้อมูลและรหัส PN เป็น “11101111”, “110 111 101 011 101” ผู้ใช้ B เป็น “01010111”, “011 111 001 011 110” ตามลำดับ และให้  $k=3$  โดยจะเห็นว่าสัญญาณที่ถูกคิสเปรดลงมาอยู่ที่ย่านความถี่มอดูเลตข้อมูล ของผู้ใช้ A และ B ดังแสดงในรูป

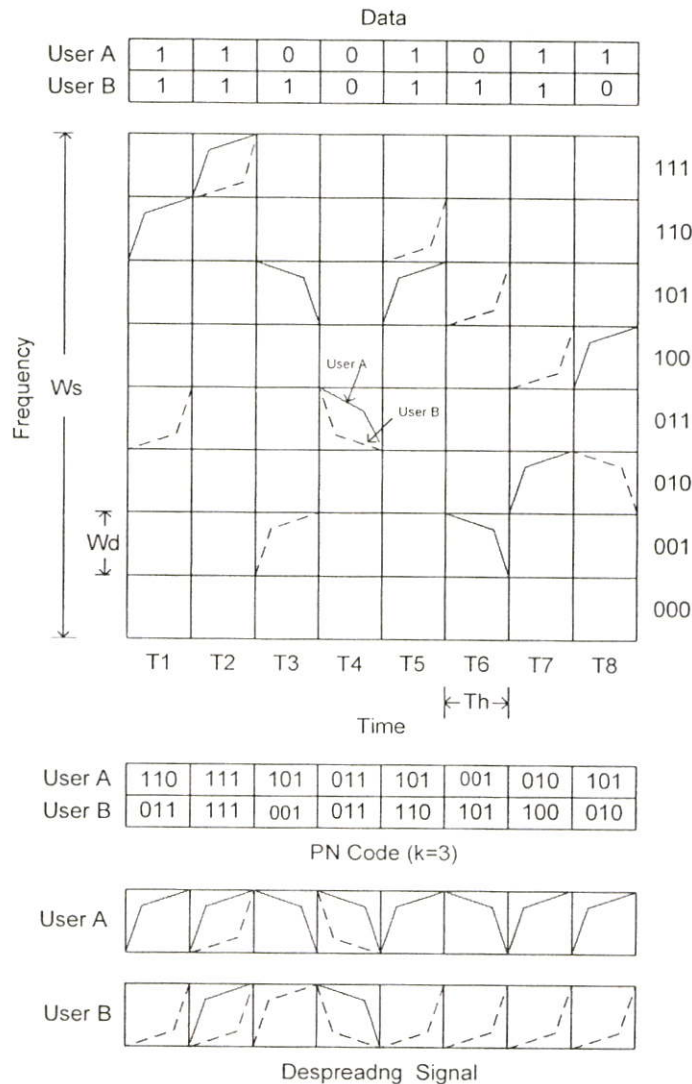
ที่ 3.6 ซึ่งสัญญาณทั้งของผู้ใช้ A และ B ต่างก็ต้องถูกส่งไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงที่วงจรมอดูเลเตอร์



รูปที่ 3.6 แสดงสัญญาณของระบบ FH-GSM ในแกนความถี่กับเวลา พร้อมทั้งแสดงปัญหาการชนความถี่

ซึ่งเมื่อเราพิจารณาสัญญาณจะเห็นว่าในช่วงเวลา  $T_2, T_4$  และ  $T_8$  ผู้ใช้ A และ B มีค่ารหัส PN เหมือนกันคือ "111, 011, 100" ซึ่งที่จุดแรก  $T_2$  เนื่องจากข้อมูลของผู้ใช้ A, B เหมือนกันคือ "1" ที่วงจรดีมอดูเลเตอร์ยังสามารถตรวจจับข้อมูลได้ถูกต้องอยู่ เพราะมีความน่าจะเป็นเดีวที่จะเป็นไปได้คือ ข้อมูลที่ถูกส่งมาจากผู้ใช้ A และ B คือ "1" แต่จุดที่สอง  $T_4$  ข้อมูลของผู้ใช้ A และ B ไม่เหมือนกัน ด้านรับจึงไม่สามารถตรวจจับได้ว่าสัญญาณไหนเป็นของผู้ใช้รายใด ผลที่เกิดขึ้นคือมีความน่าจะเป็นอย่างมากที่จะเกิดความผิดพลาดของข้อมูลที่ได้รับได้ทั้งในผู้ใช้ A และ B พร้อมกัน

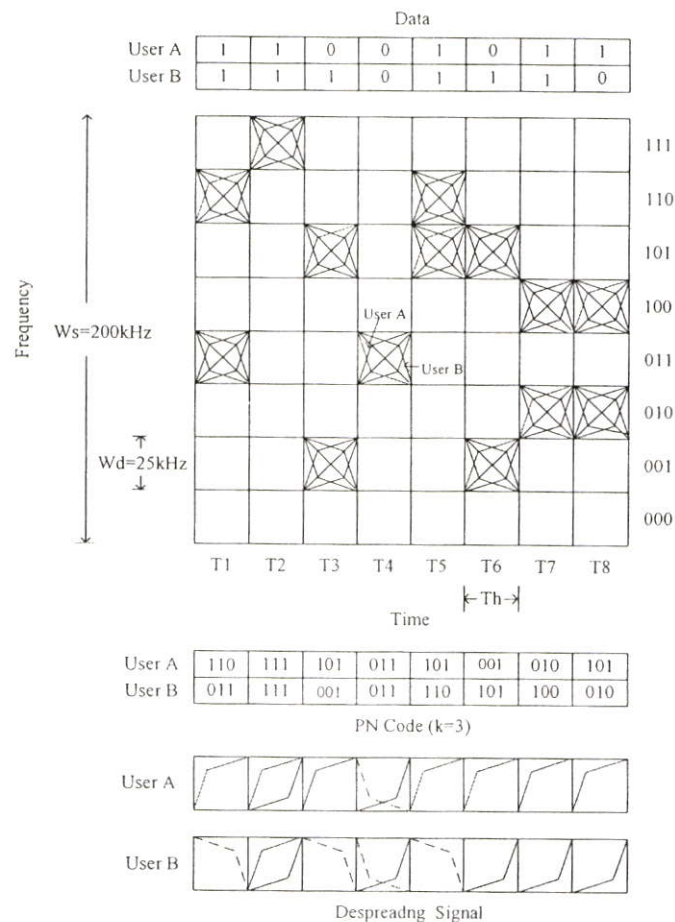
### 3.2.2 การแก้ปัญหาการชนความถี่ด้วยความถี่เชิงพหุเส้น



รูปที่ 3.7 แสดงสัญญาณของระบบ MLC-FH-GSM ในแกนความถี่และเวลา พร้อมแสดงปัญหาการชนของรหัสความถี่ของผู้ใช้ A และ B

การแก้ปัญหาการชนความถี่ในระบบ FH-GSM กรณีที่ PN Code เหมือนกันนั้น ทำได้ โดยการให้ผู้ใช้ในแต่ละรายทำการมอดูเลต กับความถี่เซฟเชิงเส้นที่ไม่เหมือนกัน ดังรูปที่ 3.7 ที่ ตำแหน่งของ PN Code เป็น “111” เหมือนกัน และข้อมูลของผู้ใช้ A และ B ก็เหมือนกัน แต่ให้ผู้ใช้ A ทำการมอดูเลตกับความถี่เซฟเชิงเส้นแบบเซฟขึ้น ผู้ใช้ B ก็ทำการมอดูเลตกับความถี่เซฟเชิงเส้นแบบเซฟขึ้นเช่นกัน แต่อยู่คนละแนวกัน ดังรูปที่ 3.7 ดังนั้นความถี่ของผู้ใช้ A และ B จะมีความถี่ที่แตกต่างกัน ทำให้แนวการเปลี่ยนความถี่มีความแตกต่างกัน

ดังนั้นเมื่อทำการดีมอดูเลตข้อมูล เครื่องรับจึงสามารถแยกแยะความถี่ของผู้ใช้ A และ B ได้ เนื่องจากแนวความถี่ไม่ทับซ้อนกัน โดยสัญญาณที่ผู้รับ A จะมีสัญญาณของผู้ใช้ B รวมอยู่ด้วย และที่ผู้รับ B ก็มีสัญญาณของผู้ใช้ A อยู่ด้วยเช่นกัน แต่สัญญาณที่ผู้รับทั้ง A และ B มีความแตกต่างกัน จึงสามารถทำการดีมอดูเลตและแยกแยะออกมาได้ว่า สัญญาณไหนคือสัญญาณของผู้ใช้ A สัญญาณไหน คือ สัญญาณของผู้ใช้ B

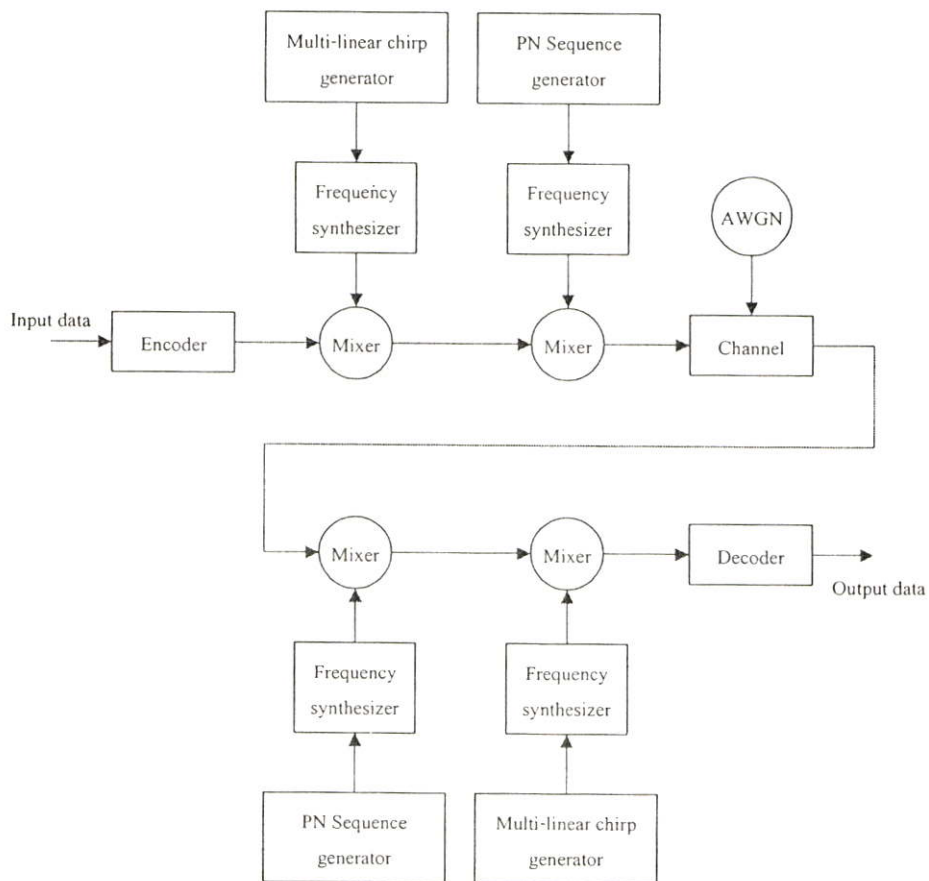


รูปที่ 3.8 แสดงสัญญาณของระบบ MLC-FH-GSM ในแกนความถี่และเวลา พร้อมแสดงปัญหาการชนของรหัสความถี่ของผู้ใช้ A และ B เมื่อมีสัญญาณเท่ากับ 6

จากรูปที่ 3.8 แสดงให้เห็นถึงการใช้สัญญาณชีพหลายความถี่เชิงเส้นมาใช้งาน โดยแสดงให้เห็นที่ผู้ใช้ A และ B

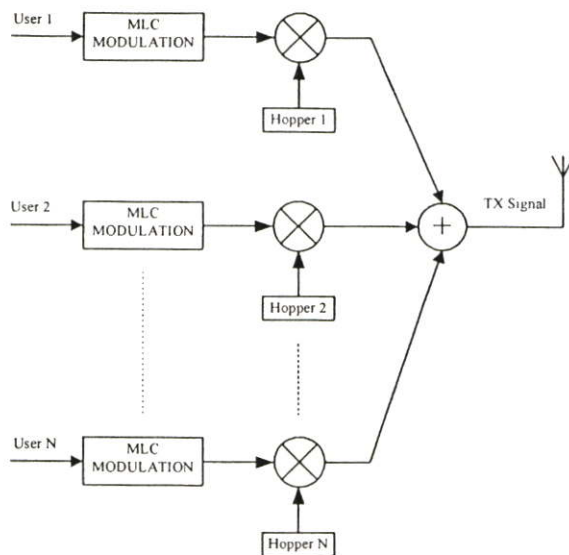
### 3.3 การออกแบบโปรแกรมจำลองระบบ MLC-FH-GSM

การออกแบบโปรแกรมจำลองระบบการทำงานของ MLC-FH-GSM ทำได้โดยใช้มาตรฐานของระบบจีเอสเอ็ม แล้วทำการออกแบบระบบพรีคอนซีฮอปปีง และต่อจากนั้นก็ใช้หลักการของชีพแบบหลายความถี่เชิงเส้นทำการมอดูเลตแทนระบบจีเอ็มเอสเค ซึ่งเป็นการมอดูเลตรูปแบบเดิมของระบบจีเอสเอ็ม รูปแบบการทำงานของระบบ MLC-FH-GSM ดังรูปที่ 3.9

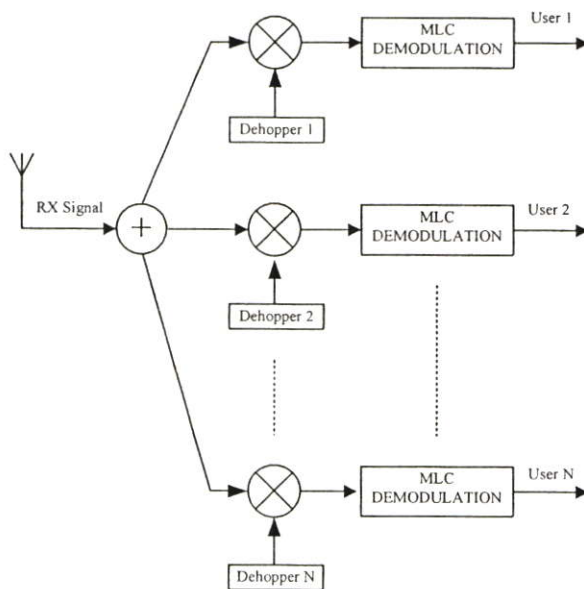


รูปที่ 3.9 บล็อกไดอะแกรมของระบบ MLC-FH-GSM

การออกแบบระบบโปรแกรม MLC-FH-GSM นั้น จะแยกพิจารณาเป็น 2 ส่วน คือ ภาคส่ง และ ภาครับ โดยกำหนดจำนวนผู้ใช้งาน จำนวนความถี่ชีพหลายความถี่เชิงเส้น เพื่อจะหาค่าของอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลเปรียบเทียบกับระบบ FH-GSM ดังรูปที่ 3.10 (ก) และ (ข)



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ MLC-FH-GSM

(ก) บล็อกไดอะแกรมด้านส่งของระบบ MLC-FH-GSM

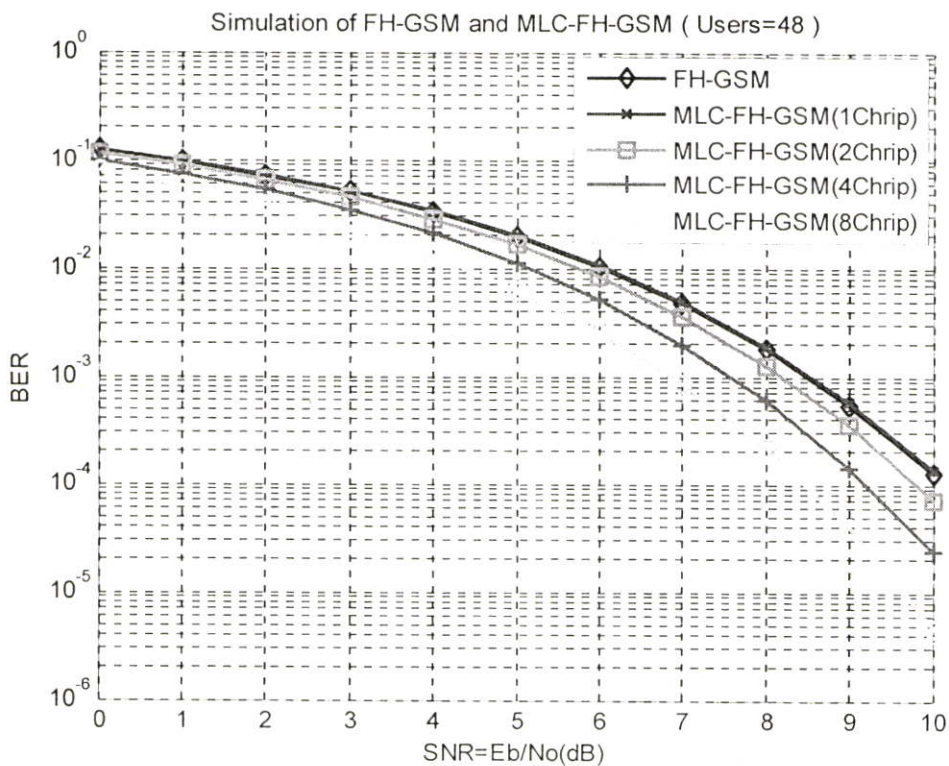
(ข) บล็อกไดอะแกรมด้านรับของระบบ MLC-FH-GSM

## บทที่ 4

### ผลการจำลองของระบบ MLC-FH-GSM

ในบทนี้ได้แสดงผลการจำลองการทำงานเปรียบเทียบกับระหว่างระบบ FH-GSM กับระบบ MLC-FH-GSM เพื่อหาอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลเปรียบเทียบกัน และจำนวนผู้ใช้งานที่ระบบสามารถรองรับได้ โดยแสดงผลการจำลองการทำงานหาอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบ MLC-FH-GSM และนำผลที่ได้มาวิเคราะห์ถึงความจุของช่องสัญญาณว่า เพิ่มขึ้นตามแนวความคิดที่วางไว้จริงหรือไม่ ดังจะเห็นได้จากกราฟแสดงผลการจำลองการทำงานของระบบ MLC-FH-GSM ในรูปที่ 4.1-4.4 ดังนี้

#### 4.1 อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลในช่องสัญญาณรบกวน

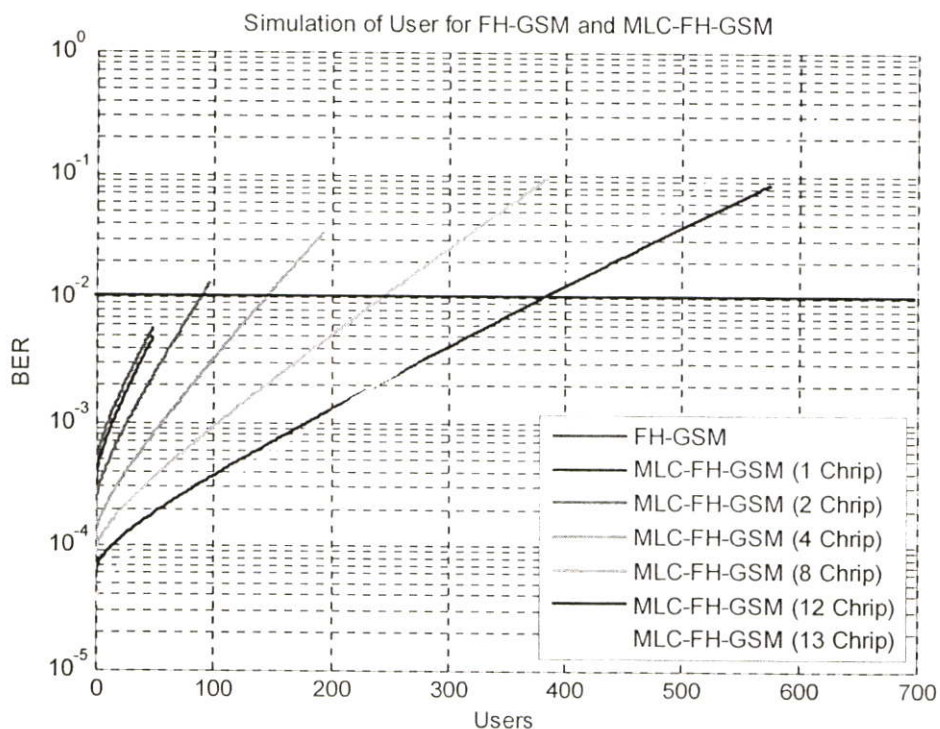


รูปที่ 4.1 กราฟแสดงอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลที่จำนวนความถี่เชิงเส้นเป็น 1, 2, 4 และ 8 โดยให้จำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ 48

เป็นการจำลองการทำงานหาอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบ MLC-FH-GSM เปรียบเทียบกับระบบ FH-GSM เมื่อมีอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน  $\frac{E_b}{N_0}$  เพิ่มขึ้น โดยให้จำนวนของผู้ใช้งานคงที่เป็น 48 และทำการจำลองการทำงานเปรียบเทียบกัน เมื่อมีจำนวนความถี่เชิงเส้นเพิ่มขึ้นเป็น 1, 2, 4 และ 8 ความถี่

จากกราฟแสดงผลการจำลองการทำงาน จะเห็นได้ว่า เมื่อเพิ่ม  $\frac{E_b}{N_0}$  เข้าไปในระบบ ที่ระบบ MLC-FH-GSM มีจำนวนความถี่เชิงเส้นเป็น 1 ความถี่ อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบ FH-GSM ก็กับ จะใกล้เคียงกับระบบ MLC-FH-GSM และอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบ MLC-FH-GSM จะน้อยกว่าระบบ FH-GSM ที่จำนวนความถี่เชิงเส้นเป็น 2, 4 และ 8 ความถี่ และเมื่อเพิ่มขนาดของ  $\frac{E_b}{N_0}$  ขึ้นอีก อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลก็จะยิ่งลดลง นั่นก็หมายความว่า ความจุช่องสัญญาณจะเพิ่มขึ้น เมื่ออัตราผิดพลาดบิตข้อมูลลดลง ทำให้ระบบสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้เพิ่มขึ้น

#### 4.2 อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลเทียบกับจำนวนผู้ใช้งาน

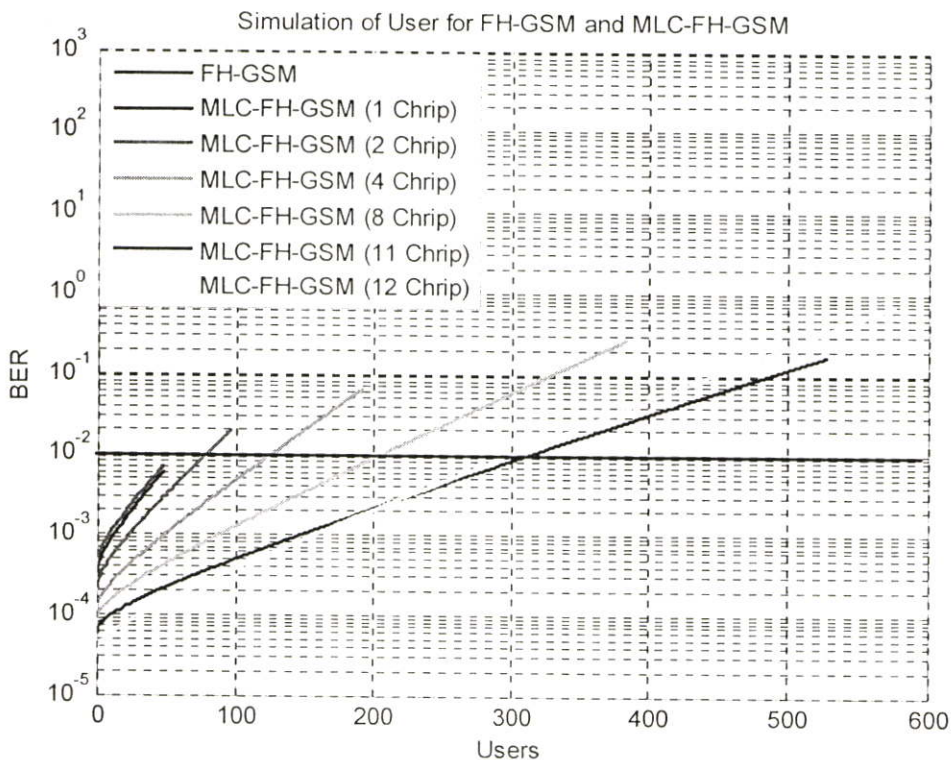


รูปที่ 4.2 แสดงอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลที่จำนวนความถี่เชิงเส้นต่าง ๆ เมื่อมีผู้ใช้งานเพิ่มมากขึ้น

ในกราฟรูปนี้เป็นการจำลองการทำงาน แสดงอัตราการผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบ MLC-FH-GSM กับ ระบบ FH-GSM เมื่อจำนวนผู้ใช้งานของระบบเพิ่มขึ้น โดยเพิ่มจำนวนความถี่เชิงเส้นเป็น 1, 2, 4, 8, 12 และ 13 ความถี่

จากการจำลองการทำงานของระบบ MLC-FH-GSM เปรียบเทียบกับระบบ FH-GSM จะเห็นว่า อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลที่ได้จากการจำลองการทำงานของระบบ MLC-FH-GSM ใกล้เคียงกับระบบ FH-GSM ที่จำนวนผู้ใช้งานเท่ากัน เมื่อความถี่เชิงเส้นเป็น 1 ความถี่ และเมื่อทำการเพิ่มจำนวนของความถี่เชิงเส้นเป็น 2, 4, 8, 12 และ 13 ความถี่แล้ว อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบ MLC-FH-GSM จะน้อยกว่าระบบ FH-GSM อย่างเห็นได้ชัด แต่อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลจะค่อยๆ เพิ่มขึ้น

#### 4.3 อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลเมื่อมีผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น

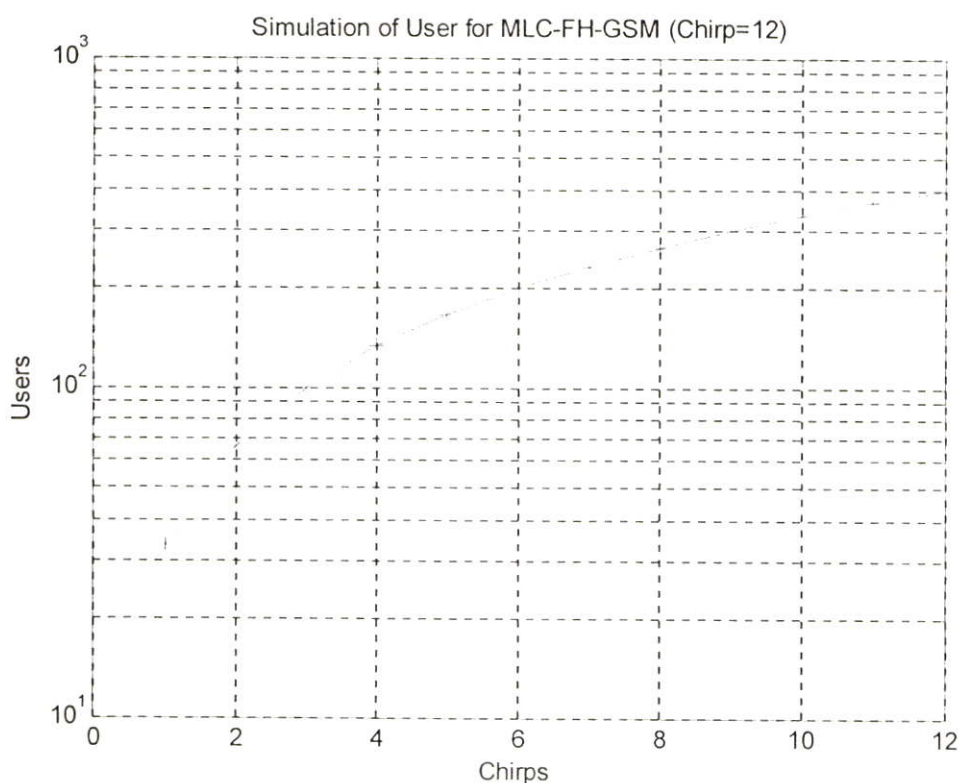


รูปที่ 4.3 แสดงอัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูลเปรียบเทียบกับจำนวนผู้ใช้งาน

การจำลองนี้ทำการจำลองหาจำนวนผู้ใช้งานสูงสุดที่ระบบสามารถรองรับได้ โดยอ้างอิงข้อมูลเสียง (Voice) ที่อัตราผิดพลาดบิตข้อมูล  $10^{-2}$  ซึ่งเป็นค่าที่ยอมรับได้ของข้อมูลเสียง ทำการจำลองเปรียบเทียบกันระหว่างระบบ FH-GSM กับ ระบบ MLC-FH-GSM โดยทำการจำลองเพิ่มค่าของความถี่เชิงเส้นเป็น 1, 2, 4, 8, 11 และ 12 ความถี่

จากกราฟที่ได้จะเห็นได้ว่า อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบ MLC-FH-GSM จะใกล้เคียงกับ FH-GSM เมื่อใช้ความถี่เชิงเส้นความถี่เดียว และเมื่อระบบ MLC-FH-GSM มีจำนวนของความถี่เชิงเส้นเพิ่มขึ้นเป็น 2, 4, 8, 11 และ 12 อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลจะน้อยกว่าระบบ FH-GSM เมื่อจำนวนผู้ใช้งานเพิ่มมากขึ้น แต่จะมีอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลเพิ่มขึ้นทั้ง 2 ระบบเมื่อจำนวนของผู้ใช้งานเพิ่มมากขึ้นเกินกว่าระบบจะรับได้ นั่นคือ ยิ่งเพิ่มจำนวนของความถี่เชิงเส้นเข้าไปมาก อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลจะลดลงกว่าเดิม ที่จำนวนผู้ใช้งานเท่ากัน

#### 4.4 จำนวนผู้ใช้งานเมื่อใช้ความถี่เชิงเส้น



รูปที่ 4.4 แสดงจำนวนของผู้ใช้งานเทียบกับจำนวนความถี่เชิงเส้น

การจำลองการทำงานในหัวข้อนี้ แสดงการจำลองหาจำนวนของผู้ใช้งานที่ระบบ MLC-FH-GSM สามารถรองรับได้ ที่จำนวนความถี่เซพเชิงเส้นจำนวนต่างๆ โดยให้จำนวนความถี่เซพเชิงเส้นเพิ่มขึ้นจาก 1 จนถึง 12 ความถี่

จากกราฟแสดงให้เห็นจำนวนของผู้ใช้งานที่ระบบ MLC - FH - GSM สามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้เพิ่มมากขึ้น เมื่อเพิ่มจำนวนของความถี่เซพเชิงเส้นเข้าไป นั่นก็คือ เมื่อเพิ่มจำนวนความถี่เซพเชิงเส้น จำนวนผู้ใช้งานที่ระบบสามารถรองรับได้จะเพิ่มขึ้นตาม ดังนั้นถ้าเราให้จำนวนของความถี่เซพเชิงเส้นมากขึ้นอีกจนถึง 12 ความถี่ เราก็จะเห็นว่าความน่าจะเป็นในการรองรับจำนวนผู้ใช้งานเพิ่มขึ้นตามด้วย

## บทที่ 5

### สรุปผลการจำลองการทำงาน

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอ แนวคิดและวิธีการออกแบบระบบฟรีควอนซีฮอปปีงจีเอสเอ็มที่ใช้การมอดูเลตแบบซีพหลายความถี่เชิงเส้น เพื่อลดอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบลง ซึ่งจะช่วยให้ความจุช่องสัญญาณ หรือความสามารถในการรองรับผู้ใช้งานได้เพิ่มขึ้น หลังจากนั้นได้ทำการจำลองแบบการทำงานของระบบ MLC-FH-GSM ที่นำเสนอเปรียบเทียบกับระบบ FH-GSM โดยในการจำลองการทำงาน ได้มีการจำลองหาอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลในเงื่อนไขต่างๆ คือ หาอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล เมื่อมีสัญญาณรบกวนเข้าไปในระบบ การหาอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลเปรียบเทียบกับจำนวนผู้ใช้งาน เมื่อจำนวนของความถี่เชิงเส้นเพิ่มขึ้น การหาจำนวนของผู้ใช้งานสูงสุดที่จำนวนความถี่เชิงเส้นต่างๆ ขึ้นตอนสุดท้ายทำการจำลองหาจำนวนผู้ใช้งานในระบบ MLC-FH-GSM เปรียบเทียบกับ FH-GSM ที่จำนวนความถี่เชิงเส้นที่ต่างกัน จากกราฟทั้งหมดที่ได้จากการจำลองการทำงานของระบบ MLC-FH-GSM เปรียบเทียบกับระบบ FH-GSM สามารถสรุปได้ว่า

เมื่อทำการจำลองการทำงานโดยเพิ่มอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน  $\frac{E_b}{N_0}$  เข้าไปในระบบอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบ MLC-FH-GSM จะน้อยกว่าระบบ FH-GSM ที่ทุกๆ จำนวนของความถี่เชิงเส้น ดังรูปที่ 4.1 ซึ่งจำนวนความถี่เชิงเส้นที่ใช้เป็น 1, 2, 4 และ 8 ความถี่ กำหนดให้จำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ 48 และเมื่อขนาดของ  $\frac{E_b}{N_0}$  เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลก็จะยิ่งลดลง นั่นก็หมายความว่าความจุช่องสัญญาณจะสามารถเพิ่มขึ้นได้ เมื่ออัตราผิดพลาดบิตข้อมูลลดลง

จากการจำลองการทำงานของระบบ MLC-FH-GSM เปรียบเทียบกับระบบ FH-GSM ในรูปที่ 4.2 จะเห็นได้ว่าอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลที่ได้จากการจำลองการทำงานของระบบ MLC-FH-GSM จะน้อยกว่าระบบ FH-GSM เมื่อจำนวนของผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น เมื่อทำการเพิ่มจำนวนของความถี่เชิงเส้นเป็น 1, 2, 4, 8, 12 และ 13 ความถี่แล้ว อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบ MLC-FH-GSM น้อยกว่าระบบ FH-GSM โดยอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลก็ค่อย ๆ เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ เมื่อจำนวนผู้ใช้งานเพิ่มสูงขึ้น

อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบ MLC-FH-GSM เมื่อมีจำนวนของผู้ใช้งานสูงสุด ในรูปที่ 4.3 จะน้อยกว่าระบบ FH-GSM แต่จะมีอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลเพิ่มขึ้นทั้ง 2 ระบบ เมื่อจำนวนของผู้ใช้งานเพิ่มมากขึ้น แต่เมื่อเพิ่มจำนวนของความถี่เชิงเส้นเป็น 2, 4, 8, 11 และ 12 ความถี่แล้วจะเห็นได้ว่า อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลของ MLC-FH-GSM จะน้อยกว่าระบบ FH-GSM

ที่จำนวนผู้ใช้งานเท่ากัน นั่นคือ เมื่อเพิ่มจำนวนของความถี่เชิงเส้นเข้าไปมากขึ้น อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลจะน้อยกว่าเดิมที่จำนวนผู้ใช้งานเท่ากัน

จากกราฟรูปที่ 4.4 นั้นแสดงให้เห็นจำนวนของผู้ใช้งาน ที่ระบบ MLC-FH-GSM สามารถรองรับจำนวนของผู้ใช้งานได้เพิ่มมากขึ้น เมื่อเพิ่มจำนวนของความถี่เชิงเส้นเรื่อยๆ จนถึง 12 ความถี่ นั่นก็คือ เมื่ออัตราบิตข้อมูลลดลง จำนวนของผู้ใช้งานที่เข้ามาใช้งานในระบบก็สามารถเพิ่มขึ้นได้ ดังนั้นถ้าเราให้จำนวนของความถี่เชิงเส้นมากขึ้นอีก เราก็จะเห็นว่าความน่าจะเป็นในการรองรับจำนวนผู้ใช้งานเพิ่มขึ้นด้วย

สรุปได้ว่าระบบ MLC - FH - GSM มีอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลน้อยกว่า ระบบ FH - GSM มาก เมื่อจำนวนความถี่เชิงเส้นมากขึ้น แต่ที่ความถี่เชิงเส้นความถี่เดียวจะมีอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลที่ใกล้เคียงกัน นั่นก็เนื่องมาจากการทำงานเหมือนกับระบบ FH - GSM นั่นเอง เมื่ออัตราผิดพลาดบิตข้อมูลลดลงหรือน้อยกว่าเดิม นั่นก็คือ ระบบมีความจุช่องสัญญาณสูงขึ้น และ ระบบ MLC - FH - GSM ยังสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้เพิ่มขึ้นจากเดิมประมาณ 6 เท่า ที่อัตราผิดพลาดบิตข้อมูลเป็น  $10^{-2}$

## เอกสารอ้างอิง

- [1] ถวิลพึ่งมา. ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์: ภาควิชาวิศวกรรมศาสตร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2541.
- [2] ลัญฉกร วุฒิสัทธาธิกุลกิจ. หลักการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่. สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2546.
- [3] สมยศ หารราชสุขสิน, สมยศ จุณณะปิยะ, พิเชฐ ม่วงนวล. “การปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบสื่อสาร FH-CDMA ด้วยเทคนิคการแปรเปลี่ยนความถี่เชิงเส้นแบบหลายเส้นความถี่”, วิศวกรรม ลาดกระบัง, ธันวาคม 2546. หน้า 35-40
- [4] อนันต์ ไสภิน, สุรเชษฐ์ ดิษากริมย์ และ พิเชฐ ม่วงนวล. “การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบสื่อสาร MLC - FH - CDMA บนช่องสัญญาณจางหายแบบเรย์ลี”, วิศวกรรมลาดกระบัง, ธันวาคม 2547. หน้า 19-24
- [5] B.Edde. 1994. **Radar Principles Technology Applications**: Prentice-Hall.
- [6] Hiroshi Harada and Ramjee Prasad. **Simulation and Software Radio for Mobile Communications**. United States of America. Aztech House. 2002.
- [7] John G.Proakis, Masoud Salehi and Gerhard Bauch. **Contemporary Communication Systems Using Matlab and Simulink**. Canada. Thomson-Brooks/Cole. 2004.
- [8] Raymond Steele, Chun Lee and Peter Gould. **GSM cdma One and 3G Systems**. Great Britain. John Wiley & Sons,LTD. 2001.
- [9] Thomas Toftegaard Nielsen and Jeroen Wigard. **Performance Enhancements in a Frequency Hopping GSM Network**. Netherlands. Kluwer Academic Publishers.2000.

ภาคผนวก

,

ภาคผนวก ก.

โปรแกรมจำลองการทำงาน

## Main Program

```

clear all ;clc;close all;
k=12; % number of user
EbN0dB=20;
no_trial=2.^k;
sr=270.833*10^3; % Symbol rate
bw_cr=200*10^3 ; % bandwidth 200kHz
nb_cr=50 ; % number of carrier
cr_dat=nb_cr*100;
bw=nb_cr*bw_cr;
nn=0; ser=[];
IPOINT=8;
irfn=21; % Number of taps
B=0.3*sr;
B2=0.6*sr;
para=[];
loop=0;
bw_new=0;
nb_para=[];
mlc=[];
gmsk_m=[];
mlc_fc=[];
mlc_tf=[];
Pberf=[];
Pberc=[];
gmsk_tf=[];
gmsk_fc=[];
gmsk_mm=[];
yber=[];
zber=[];
xebn0=[];
mlc_m=[];
Eb_No=0;
brl=0.01;
nb_bw=0;
bw_int=1;
carrier=0;
mean_gmsk=[];
mean_chirp=[];
user=1;
users=[];
uer=0;
final_gmsk=[];
final_chirp=[];
mean_plus=0;
userc=[];
gsm_chirp=[];
chirp=0;
user_fh=[];
user_chirp=[];
gsm_fh=[];
v_chirp=1;

for loop=1:1:50

[xh] = gaussf(B,irfn,IPOINT,sr,1); %Transmitter filter coefficients
[xh2] =gaussf(B2,irfn,IPOINT,sr,0); %Receiver filter coefficients

```

```

user=user+1;
sr = 270833.0;          % symbol rate[Symbol/Second](Follow GMSK Std.)
ml = 1;                % number of modulation levels
br = sr .* ml;         % bit rate(Bit/Second)
Ts = 1/sr;             % Symbol Period of 1 bit(Second)
nda = 1024*4;         % number of symbol for all(by 1 User) : nda/nd=Integer
nd = 256*4;           % number of symbol per loop : nd/nh=Integer
sebn0 = 0;            % Eb/No Starting
debn0 = 1;            % Distance between Eb/No
febn0 = 15;           % Eb/No Starting
para = 32;

%***** Spreading code initialization *****

user =20;              % number of users
seq = 1;               % 1:M-sequence 2:Gold 3:Orthogonal Gold
stage = 6;             % number of stages
ptap1 = [1 6];         % position of taps for 1st
ptap2 = [1 2 5 6];    % position of taps for 2nd
regi1 = [1 1 1 1 1 1]; % initial value of register for 1st
regi2 = [1 1 1 1 1 1]; % initial value of register for 2nd

%***** Generation of the spreading code *****

switch seq
case 1                  % M-sequence
    code = mseq(stage,ptap1,regi1,user);
case 2                  % Gold sequence
    m1 = mseq(stage,ptap1,regi1);
    m2 = mseq(stage,ptap2,regi2);
    code = goldseq(m1,m2,user);
case 3                  % Orthogonal Gold sequence
    m1 = mseq(stage,ptap1,regi1);
    m2 = mseq(stage,ptap2,regi2);
    code = [goldseq(m1,m2,user),zeros(user,1)];
end

code = code;
clen = length(code) ;
code(:,clen+1:clen+2)=code(:,1:2);

%***** Initial Parameter *****

ncs = 4;                % Number Code per Symbol
Gp = 2^ncs;             % Gian Processing
nh = round(length(code)/ncs); % Number Hopping per Code set
TB = 7;                % Time-Bandwidth Product of 1 Hop
TTB = TB*Gp;           % Total Time-Bandwidth Product
df = TB/Ts;            % Bandwidth of 1 Hop[Hertz]

%%%%%%%%%%Sampling Rate Adaptation%%%%%%%%%%

rfs = 2.1;              %Initial Resolution of Sampling Rate
fs=Gp*df*rfs;%Initial Sampling Frequency(rfs=2,follow Nyquist's Theorem)
T = fs*Ts ;            % Initial Number Sample of symbol Period[Sample]

if rem(T,(user+1))==0
    rfs= rfs;
    fs = fs;

```

```

    T = T;
else
    intT= fix(T./(user+1))+1;
    T = intT*(user+1);
    fs = T/Ts;
    rfs = fs/(Gp*df);
end

while rem(T, (user+1))~=0
    rfs=rfs+1;
    s = 2*Gp*df*rfs;          % Actual Sampling Frequency
    T=fs*Ts;%Actual Number Sample of symbol Period(Note:T/(user+1)=Integer)
end

%***** Fading initialization *****

rfade = 0;                    % Rayleigh fading 0:nothing 1:consider
itau = [0,T];                % delay time
dlvl1 = [0.0,40.0];          % attenuation level
n0 = [6,7];                  % number of waves to generate fading
th1 = [0.0,0.0];             % initial Phase of delayed wave
itndl = [3001,4004];         % set fading counter
nowl = 2;                    % number of directwave + delayed wave
tstp = 1 / sr / T / ncs;     % time resolution
fd = 185;                    % doppler frequency [Hz] (v=100km/h, f=2GHz)
flat = 1;                    % flat Rayleigh environment
itndel = nd * T * ncs * 30;  % number of fading counter to skip

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Generated Band Pass Filter %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
N = 100;                      % Filter Order
bpf =FIR1(N, (2*Gp*df./fs));  % Transmit Filter Function
Nr = 50;                      % Filter Order
bprf =rx_filter(Nr,Gp,TB,T);  % Multi Receive Filters

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Reference Signal %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

[Rf0,Rf1] = fsk_ref(user,fs,T,df);
[Rc0,Rc1] = chirp_ref(user,fs,T,df);

%***** START CALCULATION *****

nloop = nda/nd;                % simulation number of times
nebn0=1;
for ebn0=1:100
    nofe = 0;                  % Number of PSK Error
    noce = 0;                  % Number of Chirp Error
    nod = 0;                   % Number of All Data
    itndl = [3001,4004];      % set fading counter
    nobitpersymbol=log2(M);

    for ebn0=Ebn0dB
        no_symbol=bw;
        d1=0;d2=0;d3=0;d4=0;d5=0;

        for nb_bw=1:nb_cr
            uer=uer+1;

```

```

%***** Transmitter *****

data=rand(user,cr_dat)>0.5;          %Generate Data

%***** Serial to parallel conversion *****

paradata = reshape(data,user,cr_dat);%reshape:built in function

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%GMSK & Chirp Modulation & Spreading %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

bw_new=bw_new+100;
para=[paradata(1:user,bw_int:bw_new)];
bw_int=bw_new+1;
nb_para=[nb_para para];

mlc=[mchirp_mod_hop(para,user,100,code,ncs,nh,fs,T,df,d1,d2,d3,d4,d5)];

gmsk=[gmsk_mod_hop(para,user,100,code,ncs,nh,fs,T,df)];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Transmission Filtering %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

[gmsk_tf,mlc_tf] = comconv2(gmsk,mlc,bpf);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%mixing%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

if data==1                                % transmission
    gmsk_m = [gmsk_tf((N/2)+1:length(gmsk_tf)-(N/2))];
    mlc_m = [user mlc_tf((N/2)+1:length(mlc_tf)-(N/2))];
else
    gmsk_m = [user sum(gmsk_tf(:,(N/2)+1:length(gmsk_tf)-(N/2)))]];
    mlc_m = [user sum(mlc_tf(:,(N/2)+1:length(mlc_tf)-(N/2)))]];
end

%***** Fading channel *****

qch=zeros(1,length(mlc_m));
if rfade == 0
    mlc_fc = mlc_m;
    gmsk_fc = gmsk_m;
else
    [mlc_fc,qchc] = sefade(mlc_tf,qch,itau,dlv11,th1,n0,itnd1, ...
        now1,length(mlc_tf),tstp,fd,flat); % fading channel

[gmsk_fc,qchf] = sefade(gmsk_tf,qch,itau,dlv11,th1,n0,itnd1, ...
    now1,length(gmsk_tf),tstp,fd,flat); % fading channel
    itnd1 = itnd1 + itndel;
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% AWGN %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

spowp1 = sum(rot90(gmsk.^2))/cr_dat;%attenuation Calculation(PSK)
attnp1 = sqrt(0.5 * spowp1 * sr / br * 10^(-nb_bw/10));
spowc1 = sum(rot90(mlc.^2))/cr_dat;% attenuation Calculation(PSK)
atnnc1 = sqrt(0.5 * spowc1 * sr / br * 10^(-nb_bw/10));
[gmsk_awgn,mlc_awgn] = comb2(gmsk_fc,mlc_fc,attnp1,atnnc1,user);

```

```

%***** Receiver *****

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Receiver Filtering & Despreading %%%%%%%%%

[gmsk_rf,mlc_rf] =
gmsk_chirp_despread(gmsk_awgn,mlc_awgn,code,bpfr,T,ncs,nh,user,96,Nr);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Demodulation & Estimation %%%%%%%%%

[gmsk_demod,mlc_demod] =
fsk_chirp_demod(gmsk_rf,mlc_rf,code,Gp,T,df,ncs,nh,user,96,fs);

%*****parallel to serial conversion*****

gmsk_demod=reshape(gmsk_demod,user,96);
mlc_demod=reshape(mlc_demod,user,96);

%***** Bit Error Rate (BER) *****

snr=10.^ ([0:1:12]/0.1);
Pb1= log2(snr)
semilogy([0:1:12],Pb1,'--');

nofe2 = sum(sum(abs(gmsk_demod)));
noce2 = sum(sum(abs(mlc_demod)));
nofe = (nofe + nofe2)*brl;
noce = (noce + noce2)*brl;
nod2 = user * 96 ;
nod = nod + nod2;

%*****Report Data *****

berf = nofe / nod;
berc = noce / nod;

Pberf(nebn0) = berf;
Pberc(nebn0) = berc;
nebn0=nebn0+1;

zber=[zber berc] ;
yber=[yber berf];
xebn0=[xebn0 nb_bw];
carrier=carrier+1;
Eb_No=Eb_No+1;

end
mean_plus=mean_plus;%+log10(1.0001);
Eb_No=0;
bw_new=0;bw_int=1;

zber= mean(zber).*log10(1.1^(1.1.*user)) ;%+mean_plus;
yber= mean(yber).*log10(1.1^(1.1.*user));%+mean_plus+((log10(1+(10^-
3.*v_chirp)))*(v_chirp-1));

mean_gmsk=[zber];
mean_chirp=[yber];
users=[users user-1];

```

```
    final_gmsk=[final_gmsk zber];
    final_chirp=[final_chirp yber];

end

grid on;
xlabel('Chirps'); ylabel('Users');
title('Simulation of User for MLC-MC-FH-GSM (Chirp=12)');

BER=error/460;%plot(fout(1,:));
gmsk_plot=semilogy(users,final_gmsk,'r-');hold on;
mlc_plot=semilogy(users,final_chirp,'b-');hold on;

xlabel('User');ylabel('BER');
title('Bit Error Rate of GSM');
```

```
% comb2.m
%
% Function to add white gaussian noise
%

function [iout, qout] = comb2(idata, qdata, attnpf,attncf,userf)

%***** variables *****

% idata : input Ich data
% qdata : input Qch data
% iout  output Ich data
% qout  output Qch data
% attn : attenuation level caused by Eb/No or C/N

%*****

v = length(idata);
h = length(attnpf);

iout = zeros(h,v);
qout = zeros(h,v);

for ii=1:h
    iout(ii,:) = idata + randn(1,v) * attnpf(ii);
    qout(ii,:) = qdata + randn(1,v) * attncf(ii);
end

%***** end of file *****
```

```
% comconv.m
%
% Function to perform convolution between signal and filter
%
%

function [iout, qout] = comconv(idata, qdata, filter)

% *****

%   idata      : ich data sequence
%   qdata      : qch data sequence
%   filter     : filter tap coefficient

% *****

iout = conv(idata,filter);
qout = conv(qdata,filter);

%***** end of file *****
```

```
% compoversamp.m
%
% Insert zero data to Ich and Qch input data
%
%

function [iout,qout] = compoversamp( idata, qdata , nsymb , sample)

%***** variables *****

% idata : input Ich data
% qdata : input Qch data
% iout  : output Ich data
% qout  : output Qch data
% nsymb : Number of burst symbol
% sample : Number of oversample

% *****

iout=zeros(1,nsymb*sample);
qout=zeros(1,nsymb*sample);
iout(1:sample:1+sample*(nsymb-1))=idata;
qout(1:sample:1+sample*(nsymb-1))=qdata;

%***** end of file *****
```

```

% fade.m
%
% Generate Rayleigh fading
%

function
[iout,qout,ramp,rcos,rsin]=fade(idata,qdata,nsamp,tstp,fd,no,counter,flat)

%***** variables *****

% idata : input Ich data
% qdata : input Qch data
% iout  : output Ich data
% qout  : output Qch data
% ramp  : Amplitude contaminated by fading
% rcos  : Cosine value contaminated by fading
% rsin  : Cosine value contaminated by fading
% nsamp : Number of samples to be simulated
% tstp  : Minimum time resolution
% fd    : maximum doppler frequency
% no    : number of waves in order to generate fading
% counter : fading counter
% flat  : flat fading or not
% (1->flat (only amplitude is fluctuated),0->nomal(phase and amplitude
are fluctuated)

%*****

if fd ~= 0.0
    ac0 = sqrt(1.0./(2.0.*(no + 1))); % power normalized constant(ich)
    as0 = sqrt(1.0./(2.0.*no));      % power normalized constant(qch)
    ic0 = counter;                  % fading counter

    pai = 3.14159265;
    wm = 2.0.*pai.*fd;
    n = 4.*no + 2;
    ts = tstp;
    wmts = wm.*ts;
    paino = pai./no;

    xc=zeros(1,nsamp);
    xs=zeros(1,nsamp);
    ic=[1:nsamp]+ic0;

    for nn = 1: no
        cwn = cos( cos(2.0.*pai.*nn./n).*ic.*wmts );
        xc = xc + cos(paino.*nn).*cwn;
        xs = xs + sin(paino.*nn).*cwn;
    end

    cwmt = sqrt(2.0).*cos(ic.*wmts);
    xc = (2.0.*xc + cwmt).*ac0;
    xs = 2.0.*xs.*as0;

    ramp=sqrt(xc.^2+xs.^2);
    rcos=xc./ramp;
    rsin=xs./ramp;

```

```
if flat ==1
    iout = sqrt(xc.^2+xs.^2).*idata(1:nsamp);    % output signal(ich)
    qout = sqrt(xc.^2+xs.^2).*qdata(1:nsamp);    % output signal(qch)
else
    iout = xc.*idata(1:nsamp) - xs.*qdata(1:nsamp); % output signal(ich)
    qout = xs.*idata(1:nsamp) + xc.*qdata(1:nsamp); % output signal(qch)
end

else
    iout=idata;
    qout=qdata;
end

% *****end of files*****
```

```

% gaussf.m
%
% Function to form Gaussaian filter
%

function [xh] = gaussf(B,irfn,ipoint,sr,ncc)

%*****

%   irfn      : Number of symbols to use filtering
%   ipoint    : Number of samples in one symbol
%   sr       : symbol rate
%   B        : filter coeficiense
%   ncc;     : 1 -- transmitting filter  0 -- receiving filter

%*****

point = ipoint;

tr = sr ;
n = ipoint .* irfn;
mid = ( n ./ 2 ) + 1;
fo=B/sqrt(2*log(2));

for i = 1 : n

    icon = i - mid;
    ym = icon;

    xt=1/2*(erf(-sqrt(2/log(2))*pi*B*(ym/ipoint-
        1/2)/tr)+erf(sqrt(2/log(2))*pi*B*(ym/ipoint+1/2)/tr));

    if ncc == 0                                % in the case of receiver
        xh( i ) = xt ;
    elseif ncc == 1                            % in the case of transmitter
        xh( i ) = xt;
    else
        error('ncc error');
    end
end

%***** end of file *****

```

```

% gmsk.m
%
% Simulation program to realize GMSK transmission system
%
%

%***** Preparation part *****

sr=256000.0; % Symbol rate
ml=1; % ml: Number of modulation levels
br=sr.*ml; % Bit rate
nd = 1000; % Number of symbols that simulates in each loop
ebn0=5 % Eb/N0
IPOINT=8; % Number of oversamples

%***** Filter initialization *****

irfn=21; % Number of taps
B=0.25*sr;
B2=0.6*sr;
[xh] = gaussf(B,irfn,IPOINT,sr,1) %Transmitter filter coefficients
[xh2] =gaussf(B2,irfn,IPOINT,sr,0); %Receiver filter coefficients

%***** START CALCULATION *****

nloop=100; % Number of simulation loops
noe = 0; % Number of error data
nod = 0; % Number of transmitted data

for iii=1:nloop

%***** Data generation *****

    data1=rand(1,nd.*ml)>0.5; % rand: built in function

%***** GMSK Modulation *****

    data11=2*data1-1;
    data2=oversamp(data11,length(data11),IPOINT);
    data3=conv(data2,xh); % NEW for GMSK

    th=zeros(1,length(data3)+1);
    ich2=zeros(1,length(data3)+1);
    qch2=zeros(1,length(data3)+1);

    for ii=2:length(data3)+1
        th(1,ii)=th(1,ii-1)+pi/2*data3(1,ii-1)./IPOINT;
    end

    ich2=cos(th);
    qch2=sin(th);

%***** Attenuation Calculation *****

    spow=sum(ich2.*ich2+qch2.*qch2)/nd; % sum: built in function
    attn=0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0/10);
    attn=sqrt(attn); % sqrt: built in function

```

```

%***** Fading channel *****

%[ifade,qfade]=sefade2(data2,qdata1,itau,dlv1,th1,n0,itnd1,now1,length(
data2),fftlen2,fstp,fd,flat);

%***** Add White Gaussian Noise (AWGN) *****

    [ich3,qch3]=comb(ich2,qch2,attn);% add white gaussian noise

    [ich4,qch4] = compconv(ich3,qch3,xh2);

    syncpoint =irfn*IPOINT-IPOINT/2+1;
    ich5=ich4(syncpoint:IPOINT:length(ich4));
    qch5=qch4(syncpoint:IPOINT:length(qch4));

%***** GMSK Demodulation *****

    demodata2(1,1)=-1;

    for k=3:2:nd*ml+1
        demodata2(1,k)=ich5(1,k)*qch5(1,k-1)*cos(pi*(k))>0;
    end

    for n=2:2:nd*ml+1
        demodata2(1,n)=ich5(1,n-1)*qch5(1,n)*cos(pi*(n))>0;
    end

    [demodata]=demodata2(1,2:nd*ml+1);

%***** Bit Error Rate (BER) *****

    noe2=sum(abs(data1-demodata)); % sum: built in function
    nod2=length(data1); % length: built in function
    noe=noe+noe2;
    nod=nod+nod2;
    ber = noe/nod;
    fprintf('%d\t%e\n',iii,noe2/nod2); % fprintf: built in function

end
for iii=1:nloop
%***** Output result *****

ber = noe/nod;
fprintf('%d\t%d\t%d\t%e\n',ebn0,noe,nod,noe/nod);%fprintf: built in
function

fid = fopen('BERgmsk.dat','a');
fprintf(fid,'%d\t%e\t%f\t%f\t\n',ebn0,noe/nod,noe,nod);% fprintf: built
in function

fclose(fid);
grid on

%***** end of file *****

```

```

% gmsk_fading.m
%
% Simulation program to realize GMSK transmission system
% (under one path fading)
%
%
% ***** Preparation part *****

sr=256000.0; % Symbol rate
ml=1; % ml: Number of modulation levels
br=sr.*ml; % Bit rate
nd = 100; % Number of symbols that simulates in each loop
ebn0=15; % Eb/N0
IPOINT=8; % Number of oversamples

% ***** Filter initialization *****

irfn=21; % Number of taps
B=0.25*sr;
B2=0.6*sr;
[xh] = gaussf(B,irfn,IPOINT,sr,1); %Transmitter filter coefficients
[xh2] =gaussf(B2,irfn,IPOINT,sr,0); %Receiver filter coefficients

% ***** Fading initialization *****
% If you use fading function "sefade", you can initialize all of
parameters.
% Otherwise you can comment out the following initialization.

% Time resolution

tstp=1/sr/IPOINT;

% Arrival time for each multipath normalized by tstp
% If you would like to simulate under one path fading model, you have
only to set
% direct wave.

itau = [0];

% Mean power for each multipath normalized by direct wave.
% If you would like to simulate under one path fading model, you have
only to set
% direct wave.

dlvl = [0];

% Number of waves to generate fading for each multipath.
% In normal case, more than six waves are needed to generate Rayleigh
fading

n0=[6];

% Initial Phase of delayed wave
% In this simulation four-path Rayleigh fading are considered.

thl=[0.0];

```

```

% Number of fading counter to skip

itnd0=nd*IPOINT*100;

% Initial value of fading counter
% In this simulation one-path Rayleigh fading are considered.
% Therefore one fading counter are needed.

itnd1=[1000];

% Number of directwave + Number of delayed wave
% In this simulation one-path Rayleigh fading are considered

now1=1;

% Maximum Doppler frequency [Hz]
% You can insert your favorite value

fd=320;

% You can decide two mode to simulate fading by changing the variable
flat
% flat      : flat fading or not
% (1->flat (only amplitude is fluctuated),0->nomal(phase and amplitude
are fluctuated)

flat =1;

%***** START CALCULATION *****

nloop=1000; % Number of simulation loops

noe = 0;    % Number of error data
nod = 0;    % Number of transmitted data

for iii=1:nloop

%***** Data generation *****

    datal=rand(1,nd.*ml)>0.5; % rand: built in function

%***** GMSK Modulation *****

    datall=2*datal-1;
    data2=oversamp(datall,length(datall),IPOINT);
    data3=conv(data2,xh); % NEW for GMSK

    th=zeros(1,length(data3)+1);
    ich2=zeros(1,length(data3)+1);
    qch2=zeros(1,length(data3)+1);

    for ii=2:length(data3)+1
        th(1,ii)=th(1,ii-1)+pi/2*data3(1,ii-1)./IPOINT;
    end

    ich2=cos(th);
    qch2=sin(th);

```

```

%***** Attenuation Calculation *****

    spow=sum(ich2.*ich2+qch2.*qch2)/nd; % sum: built in function
    attn=0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0/10);
    attn=sqrt(attn); % sqrt: built in function

%***** Fading channel *****

    % Generated data are fed into a fading simulator

    [ifade,qfade]=sefade(ich2,qch2,itaу,dlv1,th1,n0,itnd1,now1,length(ich2),
    tstp,fd,flat);

    % Update fading counter

    itnd1 = itnd1+ itnd0;

%*****Add White Gaussian Noise (AWGN) *****

    [ich3,qch3]= comb(ifade,qfade,attn);% add white gaussian noise

    [ich4,qch4] = comconv(ich3,qch3,xh2);

    syncpoint =irfn*IPOINT-IPOINT/2+1;
    ich5=ich4(syncpoint:IPOINT:length(ich4));
    qch5=qch4(syncpoint:IPOINT:length(qch4));

%***** GMSK Demodulation *****

    demodata2(1,1)=-1;

    for k=3:2:nd*ml+1
        demodata2(1,k)=ich5(1,k)*qch5(1,k-1)*cos(pi*(k))>0;
    end

    for n=2:2:nd*ml+1
        demodata2(1,n)=ich5(1,n-1)*qch5(1,n)*cos(pi*(n))>0;
    end

    [demodata]=demodata2(1,2:nd*ml+1);

%***** Bit Error Rate (BER) *****

    noe2=sum(abs(datal-demodata)); % sum: built in function
    nod2=length(datal); % length: built in function
    noe=noe+noe2;
    nod=nod+nod2;

    fprintf('%d\t%e\n',iii,noe2/nod2); % fprintf: built in function

end
for iii=1:nloop

%***** Output result *****

ber = noe/nod;

```

```
fprintf('%d\t%d\t%d\t%e\n', ebn0, noe, nod, noe/nod); % fprintf: built in
function
fid = fopen('BERgmskfad.dat', 'a');
fprintf(fid, '%d\t%e\t%f\t%f\t\n', ebn0, noe/nod, noe, nod); % fprintf:
built in function
fclose(fid);

%***** end of file *****
```

```

%gmsk_mod_hop

function [fout]=gmsk_mod_hop(dataf,userf,ndf,codef,ncsf,nhf,fsf,Tf,dff)

ndf=260;nhf=13;Tf=470.4;fsf=67737600;ncsf=5;userf=10;
clear all;clc;
dataf=[1 1 1 1 0 1 0 1 0;1 1 1 1 1 1 0 1 0 1;
        1 0 1 0 1 1 0 1 0 1;0 0 0 1 1 0 1 0 1 0];
userf=4;
ndf=10;
codef=[1 1 0 1 0 0 1 1 0 1 0 0 1 1 0;1 1 1 0 0 0 1 1 1 0 0 0 1 1 1;
        1 1 1 0 1 1 1 1 0 0 1 0 1 1 1;1 1 0 1 1 1 1 1 0 1 0 0 1 1 0];
ncsf=3;
nhf=5;
fsf=20480000;
Tf=80;
dff=512000;
tb=1/270833;
ich2=[];
qch2=[];
data1=2*dat-1;
data2=oversamp(data1,length(data1),IPOINTf,userf);
data3=conv(data2,xhf); % NEW for GMSK

th=zeros(1,length(data3)+1);
ich2=zeros(1,length(data3)+1);
qch2=zeros(1,length(data3)+1);

for ii=2:length(data3)+1
    th(1,ii)=th(1,ii-1)+pi/2*data3(1,ii-1)./IPOINTf;
end

ich2= [userf cos(th)];
qch2=[userf sin(th)];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

ncl=round(ndf/nhf); % Number code Loop 20
t=[1:Tf]/fsf; %Time of Signal
z=2.^[0:(ncsf-1)];
z=rot90(z,2);

for j=1:userf
    for k=1:ncl
        for i=1:nhf
            cd=codef(j,((i-1)*ncsf+1):((i-1)*ncsf+ncsf)); % Selecting
                code 3 bit by 3 bit
            hf=sum(z.*cd);%Code Adaptive into Base 10(Hop Freqeuncy Layer No.)
            fc=(hf*dff)+(dff/2); % Center Freqeuncy

            if dataf(j,((k-1)*nhf)+i)
                sf(i,:)=(cos(2*pi*(fc.*t))).*(cos((pi.*t)./(2.*tb)));
            % ich2; %GMSK Signal of Data"1"

            else
                sf(i,:)= (sin(2*pi*(fc.*t))).*(sin((pi.*t)./(2.*tb)));
            % qch2 ; %GMSK Signal of Data"0"

```

```
        end

        end
        sfl(k,:) = reshape(sf', 1, (nhf*Tf));

    end
    fout(j,:) = reshape(sfl', 1, (ncl*nhf*Tf));

end
```

```

% goldseq.m
%
% The generation function of Gold sequence
%
%

function [gout] = goldseq(m1, m2, n)

% *****

% m1 : M-sequence 1
% m2 : M-sequence 2
% n : Number of output sequence(It can be omitted)
% gout : output Gold sequence

% *****

if nargin < 3
    n = 1;
end

gout = zeros(n,length(m1));

for ii=1:n
    gout(ii,:) = xor(m1,m2);
    m2         = shift(m2,1,0);
end

%***** end of file *****

```

```

% hrollfcoef.m
%
% Generate coefficients of Nyquist filter
%
function [xh] = hrollfcoef(irfn,ipoint,sr,alfs,ncc)

%***** variables *****
% irfn   : Number of symbols to use filtering
% ipoint : Number of samples in one symbol
% sr     : symbol rate
% alfs   : rolloff coeficiense
% ncc    : 1 -- transmitting filter  0 -- receiving filter
% *****

xi=zeros(1,irfn*ipoint+1);
xq=zeros(1,irfn*ipoint+1);

point = ipoint;
tr = sr ;
tstp = 1.0 ./ tr ./ ipoint;
n = ipoint .* irfn;
mid = ( n ./ 2 ) + 1;
sub1 = 4.0 .* alfs .* tr;          % 4*alpha*R_s

for i = 1 : n
    icon = i - mid;
    ym = icon;

    if icon == 0.0
        xt = (1.0-alfs+4.0.*alfs./pi).* tr; % h(0)
    else
        sub2 =16.0.*alfs.*alfs.*ym.*ym./ipoint./ipoint;

        if sub2 ~= 1.0
            x1=sin(pi*(1.0-alfs)/ipoint*ym)./pi./(1.0-sub2)./ym./tstp;
            x2=cos(pi*(1.0+alfs)/ipoint*ym)./pi.*sub1./(1.0-sub2);
            xt = x1 + x2; % h(t) plot((1:length(xh)),xh)

            else % (4alphaRst)^2 = 1plot((1:length(xh)),xh)
                xt = alfs.*tr.*((1.0-
2.0/pi).*cos(pi/4.0/alfs)+(1.0+2.0./pi).*sin(pi/4.0/alfs))./sqrt(2.0);
            end % if sub2 ~= 1.0

        end % if icon == 0.0

    if ncc == 0 % in the case of receiver
        xh( i ) = xt ./ ipoint ./ tr; % normalization
    elseif ncc == 1 % in the case of transmitter
        xh( i ) = xt ./ tr; % normalization
    else
        error('ncc error');
    end
end

end

%***** end of file *****

```

```

% mchirp_mod_hop.m

% Multi Chirp Modulation & Frequeuncy Hopping Program

%

function
[cout]=mchirp_mod_hop(dataf,userf,ndf,codef,ncsf,nhf,fsf,Tf,dff,Pb,Pb1,P
b2,Pb3,Pb4)
clear
dataf=[1 1 1 1 1;1 1 1 1 1];
userf=2;
ndf=5;
codef=[1 1 0 1 0 0 1 1 0 1 0 0 1 1 0;1 1 1 0 0 0 1 1 1 0 0 0 1 1 1];
ncsf=3;
nhf=5;
fsf=120480000;
Tf=90;
dff=1512000;

ncl=round(ndf/nhf); % Number code Loop
t=[1:Tf]/fsf; % Time of Signal
z=2.^[0:(ncsf-1)]; %dff=Wd
z=rot90(z,2);
dfc=dff/(userf+1); % df Frequeuncy Division for
User
Tc=Tf/(userf+1); %Tc Time Division for User

for j=1:userf
    tc1=[1:j*Tc]/fsf; % Front Time
    tc2=[1:(userf+1-j)*Tc]/fsf; % Back Time
    u1=((userf+1-j)*dfc)/(tc1(j*Tc)); % Front Slope
    u2=(j*dfc)/(tc2((userf+1-j)*Tc)); % Back Slope

    snr=10.^ ([0:1:10]/10);
    Pb= (0.5*erfc(.82*sqrt(snr))); % BER (FH-GSM)
    Pb1= (0.5*erfc(.815*sqrt(snr))); % BER (MLC-MC-FH-GSM (1 Chrip))
    Pb2= (0.5*erfc(.85*sqrt(snr))); % BER (MLC-MC-FH-GSM(2 Chrip))
    Pb3= (0.5*erfc(.91*sqrt(snr))); % BER (MLC-MC-FH-GSM(4 Chrip))
    Pb4= (0.5*erfc(.99*sqrt(snr))); % BER (MLC-MC-FH-GSM(8 Chrip))

for k=1:ncl
    for i=1:nhf
        cd=codef(j,(((i-1)*ncsf)+1):(((i-1)*ncsf)+ncsf));%Code Adaptive
into Base 10
        hf=sum(z.*cd);
        fc=(hf*dff)+(dff/2); % Center Frequeuncy

        if dataf(j,((k-1)*nhf)+i)==1
            sc1=sin((2*pi*(fc-(dff/2)).*tc1)+(pi*u1.*(tc1.^2)));
            %Front Chirp Signal of Data"1"
            sc2=sin((2*pi*(fc+(dff/2)-(j*dfc)).*tc2)+(pi*u2.*(tc2.^2)));
            %Back Chirp Signal of Data"1"
        else
            sc1=sin((2*pi*(fc+(dff/2)).*tc1)+(pi*(-u1)).*(tc1.^2));
            %Front Chirp signal of Data"0"
            sc2=sin((2*pi*(fc-(dff/2)+(j*dfc)).*tc2)+(pi*(-

```

```
                u2).*(tc2.^2));           %Back Chirp signal of Data"0
end

    sc(i,1:(j*Tc)) =sc1;
    sc(i,(j*Tc)+1:(userf+1)*Tc)=sc2;
end

    cl(k,:)=reshape(sc',1,(nhf*Tf));
end

    cout(j,:)=reshape(cl',1,(ncl*nhf*Tf));
end
```

```
% mseq.m
```

```

%
% The generation function of M-sequence
%
% An example
%   stg      = 3
%   taps     = [ 1 , 3 ]
%   inidata  = [ 1 , 1 , 1 ]
%   n        = 2
%
%

function [mout] = mseq(stg, taps, inidata, n)

% *****
% stg      : Number of stages
% taps     : Position of register feedback
% inidata  : Initial sequence
% n        : Number of output sequence(It can be omitted)
% mout     : output M sequence
% *****

if nargin < 4
    n = 1;
end

mout = zeros(n,2^stg-1);
fpos = zeros(stg,1);

fpos(taps) = 1;

for ii=1:2^stg-1

    mout(1,ii) = inidata(stg);           % storage of the output data
    num       = mod(inidata*fpos,2);    % calculation of the feedback data

    inidata(2:stg) = inidata(1:stg-1); % one shifts the register
    inidata(1)     = num;               % return feedback data

end

if n > 1

    for ii=2:n
        mout(ii,:) = shift(mout(ii-1,:),1,0);
    end

end

% ***** end of file *****

```

```

% msk.m
%
% Simulation program to realize MSK transmission system
%
%
%***** Preparation part *****

sr=256000.0; % Symbol rate
ml=1;       % ml: Number of modulation levels
br=sr.*ml;  % Bit rate
nd = 1000;  % Number of symbols that simulates in each loop
ebn0=5;     % Eb/N0
IPOINT=8;   % Number of oversamples

%***** START CALCULATION *****

nloop=100;  % Number of simulation loops

noe = 0;    % Number of error data
nod = 0;    % Number of transmitted data

for iii=1:nloop

%***** Data generation *****

    data1=rand(1,nd*ml)>0.5; % rand: built in function

%***** MSK Modulation *****

    data11=2*data1-1;
    data2=oversamp2(data11,length(data11),IPOINT);

    th=zeros(1,length(data2)+1);
    ich2=zeros(1,length(data2)+1);
    qch2=zeros(1,length(data2)+1);

    for ii=2:length(data2)+1
        th(1,ii)=th(1,ii-1)+pi/2*data2(1,ii-1)./IPOINT;
    end

    ich2=cos(th);
    qch2=sin(th);

%***** Attenuation Calculation *****

    spow=sum(ich2.*ich2+qch2.*qch2)/(nd*IPOINT); %sum: built in function
    attn=0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0/10);
    attn=sqrt(attn); % sqrt: built in function

%***** Fading channel *****

%[ifade,qfade]=sefade2(data2,qdata1,itau,dlv11,th1,n0,itnd1,now1,length
                    (data2),fftlen2,fstp,fd,flat);

```

```

%***** Add White Gaussian Noise (AWGN) *****

    [ich3,qch3]= comb(ich2,qch2,attn);% add white gaussian noise
    syncpoint = 1;
    ich5=ich3(syncpoint:IPOINT:length(ich3));
    qch5=qch3(syncpoint:IPOINT:length(qch3));

%***** MSK Demodulation *****

    demodata2(1,1)=-1;

    for k=3:2:nd*m1+1
        demodata2(1,k)=ich5(1,k)*qch5(1,k-1)*cos(pi*(k))>0;
    end

    for n=2:2:nd*m1+1
        demodata2(1,n)=ich5(1,n-1)*qch5(1,n)*cos(pi*(n))>0;
    end

    [demodata]=demodata2(1,2:nd*m1+1);

%***** Bit Error Rate (BER) *****

    noe2=sum(abs(data1-demodata)); % sum: built in function
    nod2=length(data1); % length: built in function
    noe=noe+noe2;
    nod=nod+nod2;

    fprintf('%d\t%e\n',iii,noe2/nod2); % fprintf: built in function

end

for iii=1:nloop

%***** Data file *****

    ber = noe/nod;
    fprintf('%d\t%d\t%d\t%e\n',ebn0,noe,nod,noe/nod);
                                                %fprintf:built in function
    fid = fopen('BERmsk2.dat','a');
    fprintf(fid,'%d\t%e\t%f\t%f\t\n',ebn0,noe/nod,noe,nod);
                                                % fprintf: built in function
    fclose(fid);

end

%***** end of file *****

```

```

% msk_fading.m
%
% Simulation program to realize MSK transmission system
% (under one path fading)
%
%
%***** Preparation part *****

sr=256000.0; % Symbol rate
ml=1;      % ml:Number of modulation levels
br=sr.*ml; % Bit rate
nd = 100;  % Number of symbols that simulates in each loop
ebn0=15;   % Eb/N0
IPOINT=8;  % Number of oversamples

%***** Fading initialization *****
% If you use fading function "sefade", you can initialize all of
% parameters.
% Otherwise you can comment out the following initialization.

% Time resolution

tstp=1/sr/IPOINT;

% Arrival time for each multipath normalized by tstp
% If you would like to simulate under one path fading model, you have
% only to set
% direct wave.

itau = [0];

% Mean power for each multipath normalized by direct wave.
% If you would like to simulate under one path fading model, you have
% only to set
% direct wave.

dlvl = [0];

% Number of waves to generate fading for each multipath.
% In normal case, more than six waves are needed to generate Rayleigh
% fading

n0=[6];

% Initial Phase of delayed wave
% In this simulation four-path Rayleigh fading are considered.

th1=[0.0];

% Number of fading counter to skip

itnd0=nd*IPOINT*100;

% Initial value of fading counter
% In this simulation one-path Rayleigh fading are considered.
% Therefore one fading counter are needed.

```

```

itnd1=[3000];

% Number of directwave + Number of delayed wave
% In this simulation one-path Rayleigh fading are considered

now1=1;

% Maximum Doppler frequency [Hz]
% You can insert your favorite value

fd=320;

% You can decide two mode to simulate fading by changing the variable
flat
% flat      : flat fading or not
% (1->flat (only amplitude is fluctuated),0->nomal(phase and amplitude
are fluctutated)

flat =1;

%***** START CALCULATION *****

nloop=1000; % Number of simulation loops
noe = 0;    % Number of error data
nod = 0;    % Number of transmitted data

for iii=1:nloop

%***** Data generation *****

    data1=rand(1,nd*ml)>0.5; % rand: built in function

%***** MSK Modulation *****

    data11=2*data1-1;
    data2=oversamp2(data11,length(data11),IPOINT);
    th=zeros(1,length(data2)+1);
    ich2=zeros(1,length(data2)+1);
    qch2=zeros(1,length(data2)+1);

    for ii=2:length(data2)+1
        th(1,ii)=th(1,ii-1)+pi/2*data2(1,ii-1)./IPOINT;
    end

    ich2=cos(th);
    qch2=sin(th);

%***** Attenuation Calculation *****

    spow=sum(ich2.*ich2+qch2.*qch2)/(nd*IPOINT);%sum: built in function
    attn=0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0/10);
    attn=sqrt(attn); % sqrt: built in function

%***** Fading channel *****

% Generated data are fed into a fading simulator

```

```

[ifade,qfade]=sefade(ich2,qch2,itau,dlvl,th1,n0,itnd1,now1,length(ich2),
                    tstp,fd,flat);

% Update fading counter

    itnd1 = itnd1+ itnd0;

%***** Add White Gaussian Noise (AWGN) *****

    [ich3,qch3]= comb(ifade,qfade,attn);% add white gaussian noise

    syncpoint = 1;
    ich5=ich3(syncpoint:IPOINT:length(ich3));
    qch5=qch3(syncpoint:IPOINT:length(qch3));

%***** MSK Demodulation *****

    demodata2(1,1)=-1;

    for k=3:2:nd*m1+1
        demodata2(1,k)=ich5(1,k)*qch5(1,k-1)*cos(pi*(k))>0;
    end

    for n=2:2:nd*m1+1
        demodata2(1,n)=ich5(1,n-1)*qch5(1,n)*cos(pi*(n))>0;
    end

    [demodata]=demodata2(1,2:nd*m1+1);

%***** Bit Error Rate (BER) *****

    noe2=sum(abs(data1-demodata)); % sum: built in function
    nod2=length(data1); % length: built in function
    noe=noe+noe2;
    nod=nod+nod2;

    fprintf('%d\t%e\n',iii,noe2/nod2); % fprintf: built in function
end

for iii=1:nloop

%***** Data file *****

ber = noe/nod;
fprintf('%d\t%d\t%d\t%e\n',ebn0,noe,nod,noe/nod);
%fprintf: built in function
fid = fopen('BERmsk2fad.dat','a');
fprintf(fid,'%d\t%e\t%f\t%f\t\n',ebn0,noe/nod,noe,nod);
% fprintf: built in function
fclose(fid);
end

%***** end of file *****

```

```
% oversamp.m
%
% Function to sample "sample" time
%
%
function [out] = oversamp2( iin, ntot , sample)

% *****
% iin      : input sequence
% ntot    : Number of burst symbol
% sample  : Number of oversample
% *****

for k=1:sample
    out(k:sample:k+sample*(ntot-1))=iin;
end

%***** end of file *****
```

```
% rx_filter.m

% Multi Receiver Filter Program

function [fout]=rx_filter(Nrf,Gpf,TBf,Tf)

Nrf=60;
Gpf=8;
TBf=2;
Tf=256;

wn=(2*TBf/Tf);
fout(1,:)=FIR1(Nrf,wn);

for j=2:Gpf
    w1=(2*((j-1)*TBf)/Tf);
    w2=(2*(j*TBf)/Tf);
    fout(j,:)=FIR1(Nrf,[w1 w2]);
end

x=1:Nrf+1;
plot(x,fout(1,:), '- ', x, fout(2,:), '- ', x, fout(3,:), '- ',
      x, fout(4,:), '- ', x, fout(5,:), '- '...
      , x, fout(6,:), '- ', x, fout(7,:), '- ', x, fout(8,:), '- ');
```

```

% sefade.m
%
% This function generates frequency selecting fading
%
%

function[iout,qout,ramp,rcos,rsin]=sefade(idata,qdata,िताु,dlvl,th,n0,it
n,nl,nsamp,tstp,fd,flat)

%***** variables *****
% idata  input Ich data
% qdata  input Qch data
% iout   output Ich data
% qout   output Qch data
% ramp   : Amplitude contaminated by fading
% rcos   : Cosine value contaminated by fading
% rsin   : Cosine value contaminated by fading
% itau   : Delay time for each multipath fading
% dlvl   : Attenuation level for each multipath fading
% th     : Initialized phase for each multipath fading
% n0     : Number of waves in order to generate each multipath fading
% itn    : Fading counter for each multipath fading
% nl     : Number of summation for direct and delayed waves
% nsamp  : Total number of symbols
% tstp   : Minimum time resolution
% fd     : Maximum doppler frequency
% flat   flat fading or not
% (1->flat (only amplitude is fluctuated),0->nomal(phase and amplitude
are fluctuated)
%*****

iout = zeros(1,nsamp);
qout = zeros(1,nsamp);

total_attn = sum(10.^(-1.0.*dlvl./10.0));

for k = 1 : nl

    atts = 10.^(-0.05.*dlvl(k));

    if dlvl(k) >= 40.0
        atts = 0.0;
    end

    theta = th(k) .* pi ./ 180.0;

    [itmp,qtmp] = delay ( idata , qdata , nsamp , itau(k));
    [itmp3,qtmp3,ramp,rcos,rsin] = fade
(itmp,qtmp,nsamp,tstp,fd,n0(k),itn(k),flat);

    iout = iout + atts .* itmp3 ./ sqrt(total_attn);
    qout = qout + atts .* qtmp3 ./ sqrt(total_attn);

end

% *****end of file*****

```

```

% shift.m
%
% Shift the contents of the register.
%
%

function [outregi] = shift(inregi,shiftr,shiftu)

% *****
% inrege      : Vector or matrix
% shiftr      : The amount of shift to the right.
% shiftu      : The amount of shift to the top.
% outregi     : Register output
% *****

[h, v] = size(inregi);
outregi = inregi;

shiftr = rem(shiftr,v);
shiftu = rem(shiftu,h);

if shiftr > 0
    outregi(:,1 :shiftr) = inregi(:,v-shiftr+1:v      );
    outregi(:,1+shiftr:v      ) = inregi(:,1 :v-shiftr);
elseif shiftr < 0
    outregi(:,1 :v+shiftr) = inregi(:,1-shiftr:v      );
    outregi(:,v+shiftr+1:v      ) = inregi(:,1 : -shiftr);
end

inregi = outregi;

if shiftu > 0
    outregi(1 :h-shiftu,:) = inregi(1+shiftu:h,      :);
    outregi(h-shiftu+1:h,      : ) = inregi(1 :shiftu,:);
elseif shiftu < 0
    outregi(1 : -shiftu,:) = inregi(h+shiftu+1:h,      :);
    outregi(1-shiftu:h,      : ) = inregi(1 :h+shiftu,:);
end

% ***** end of file *****

```

ภาคผนวก ข.  
การเผยแพร่งานวิจัย

## ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

1. อนันต์ โสภิน, สุรเชษฐ์ ดิษยาภิรมย์, พิเชฐ ม่วงนวล. การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบสื่อสาร MLC – FH – CDMA บนช่องสัญญาณจางหายแบบเรย์ลี

# การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบสื่อสาร MLC - FH - CDMA บนช่องสัญญาณจางหายแบบเรย์ลี

## Performance Analysis of MLC FH-CDMA on Rayleigh Fading Channel

อนันต์ โสภณ

สุรเชษฐ์ ดิษยาภิรมย์

พิเชฐ ม่วงนวล

คณะวิศวกรรมศาสตร์และสำนักวิจัยสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

### บทคัดย่อ

บทความฉบับนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์สมรรถนะของการสื่อสารระบบการเข้าถึงหลายทางโดยแบ่งแยกทางรหัสแบบกระโดดความถี่ตามรหัสด้วยเทคนิคเซฟหลายความถี่เชิงเส้น (MLC-FH-CDMA) เมื่อผ่านช่องสัญญาณจางหายแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading Channel) เพื่อให้ทราบถึงผลกระทบของช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทาง ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ที่หลีกเลี่ยงไม่ได้ในสภาพแวดล้อมการให้บริการของระบบสื่อสารไร้สาย ในบทความฉบับนี้ได้เลือกใช้ทฤษฎีการจางหายของเรย์ลี ซึ่งเป็นทฤษฎีที่ใช้กันอย่างแพร่หลายในการจำลองการทำงานของช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทาง โดยจะทำการจำลองการทำงานของระบบ MLC-FH-CDMA ซึ่งเป็นระบบที่ถูกพัฒนาขึ้นมาใหม่เพื่อปรับปรุงสมรรถภาพของระบบ FH-CDMA เดิม และ ช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี และแสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบเมื่อผ่านและไม่ผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลีในรูปของอัตราบิตข้อมูลผิดพลาด

### Abstract

This thesis proposes a study and performance analysis of Multi Linear Chirp Frequency Hopping Code Division Multiple Access (MLC-FH-CDMA) on Rayleigh fading channel. This study will present the effect of multipath fading channel, which is the phenomenon occurred in the most commercial wireless communication environment, on the MLC-FH-CDMA, which is the new system developed for improving the performance of the traditional FH-CDMA. In this paper, Rayleigh fading channel model, one of the most frequently used models for multipath fading channel, is selected for simulation. After simulating the MLC-FH-CDMA system and Rayleigh fading channel, the performance of the system with and without the fading channel are compared and presented in form of Bit Error Rate (BER).

### 1. บทนำ

ในปัจจุบันระบบ CDMA ได้ถูกนำมาใช้งานใช้อย่างแพร่หลายในระบบการสื่อสารไร้สายเชิงพาณิชย์

ซึ่งประโยชน์ที่สำคัญของระบบ CDMA คือ สามารถเพิ่มความจุของระบบ ใช้กำลังในการส่งต่ำ และทนต่อสัญญาณรบกวนแบบต่างๆ ได้ดี [1] โดยระบบ CDMA

ในปัจจุบันประกอบด้วยประเภทหลักๆอยู่ 5 แบบ คือ DS-CDMA, FH-CDMA, TH-CDMA, CSS-CDMA และแบบผสม[2] แต่ที่นิยมใช้มี 2 แบบ คือ ระบบการเข้าถึงหลายทางโดยแบ่งแยกทางรหัสแบบเข้ารหัสโดยตรง (DS-CDMA) และ ระบบการเข้าถึงหลายทางโดยแบ่งแยกทางรหัสแบบกระโดดความถี่ความถี่รหัส (FH-CDMA) ซึ่งทั้งสองระบบนี้จะใช้รหัส PN (Pseudorandom Noise Code) เป็นส่วนสำคัญเหมือนกัน แต่จะแตกต่างกันที่ระบบ DS-CDMA จะเข้ารหัสกับสัญญาณข้อมูลโดยตรง ส่วนระบบ FH-CDMA จะใช้รหัส PN ในการควบคุมการเปลี่ยนหรือกระโดดความถี่ของสัญญาณข้อมูล

ระบบ FH-CDMA ได้ถูกปรับปรุงโดยเปลี่ยนวิธีมอดูเลตและดีมอดูเลตมาเป็นแบบเชิงหลายความถี่เชิงเส้น(Multi Linear Chirp) ที่นำเสนอใน[3] แทนที่แบบเดิมที่ใช้วิธี BFSK ที่นำเสนอใน [4] จะเห็นได้ว่าระบบ FH-CDMA ซึ่งเดิมไม่สามารถแยกแยะความแตกต่างของสัญญาณแต่ละผู้ใช้ซึ่งอาจบังเอิญมีค่ารหัสบางช่วงในชุดรหัส PN ของสองผู้ใช้หรือมากกว่าเกิดมีค่าเท่ากัน เป็นเหตุให้ ณ ช่วงเวลานั้นมีการสังเคราะห์ความถี่ย่านเดียวกันขึ้นมาใช้งาน ทำให้เกิดปัญหาการชนความถี่ของแต่ละผู้ใช้ขึ้น แต่เมื่อปรับปรุงแล้วสามารถแยกแยะความแตกต่างของสัญญาณแต่ละผู้ใช้และแก้ปัญหาการชนความถี่ของแต่ละผู้ใช้ได้

การจะนำระบบนี้ไปใช้งานร่วมกับระบบสื่อสารไร้สาย ซึ่งมีผลกระทบที่เกิดจากช่องสัญญาณการจางหลายเส้นทาง (Multipath Fading Channel) ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นจริงในสภาพแวดล้อมของการให้บริการของระบบสื่อสารไร้สาย ซึ่งมีสิ่งกีดขวาง คลื่นวิทยุอยู่มากมาย บทความฉบับนี้จึงได้นำเสนอการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการจางหลายเส้นทาง โดยบทความฉบับนี้ได้เลือกใช้ทฤษฎีช่องสัญญาณการจางหลายแบบเรย์ลี[5] โดยจะกล่าวรายละเอียดในหัวข้อที่ 2 และอธิบายหลักการและการทำงานของระบบ MLC-FH-CDMA ในหัวข้อที่ 3 ส่วนในหัวข้อที่ 4 จะเป็นการ

นำเสนอวิธีการทดสอบและผลกระทบของช่องสัญญาณการจางหลายแบบเรย์ลี ที่มีต่อระบบ MLC-FH-CDMA

## 2. ทฤษฎีช่องสัญญาณจางหลายแบบหลายทาง

โดยทั่วไปการใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่ของผู้ใช้มักอยู่สูงจากพื้นดินไม่เกิน 3 เมตร ดังนั้นสัญญาณที่ส่งผ่านจะเกิดการสะท้อนกับพื้นดินหรือสิ่งต่างๆ รอบข้างอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ ซึ่งการสะท้อนของคลื่นเหล่านี้ส่งผลให้สัญญาณที่รับได้ทีภาครับประกอบด้วยสัญญาณที่แพร่มาจากภาคส่งมากกว่าหนึ่งทิศทางและโดยทั่วไปแล้วสัญญาณเหล่านี้มักจะเดินทางมาถึงภาครับด้วยเวลาที่แตกต่างกัน และมีขนาดที่แตกต่างกันด้วยเมื่อสัญญาณเหล่านี้มารวมเข้าด้วยกัน จะได้สัญญาณที่มีแอมพลิจูดเปลี่ยนแปลงไปอย่างมาก ปัญหานี้มีชื่อเรียกว่า การจางหลายเส้นทาง ไม่เพียงเท่านั้น ถ้าพิจารณาถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นเมื่อนำปัญหาของการเกิดคอปเปอร์ซีฟต์มาคิดประกอบด้วย เมื่อพิจารณาการส่งผ่านสัญญาณไซน์ซอซอร์ความถี่เดียว  $f_0$  ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ  $a$  เมื่อนำมาแสดงในรูปของเอกซ์โพเนนเชียลเชิงซ้อนจะได้

$$s(t) = a \exp(j 2\pi f_0 t) \quad (1)$$

สัญญาณนี้เมื่อได้รับการส่งบนช่องสัญญาณการจางหลายเส้นทาง ภาครับจะได้รับสัญญาณนี้จากหลายทิศทางโดยมีแอมพลิจูดและเฟสที่เปลี่ยนแปลงแตกต่างกันไป เมื่อนำสัญญาณส่วนต่าง ๆ เหล่านี้มาบวกรวมกันจะได้เป็น

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

ในสมการได้สมมติว่ามีสัญญาณที่รับได้ทั้งหมด  $n$  เส้นทาง แต่ละเส้นทางมีแอมพลิจูดเท่ากับ  $a_i$  มีค่าเฟสเท่ากับ  $\phi_i$  และค่าคอปเปอร์ซีฟต์เท่ากับ  $f_d \cos \theta_i$  ซึ่งเป็นค่าที่ขึ้นกับทิศทางการมาถึงของสัญญาณเทียบกับทิศทางเคลื่อนที่ของอุปกรณ์รับสัญญาณ ( $\theta_i$ ) และค่า คอปเปอร์ซีฟต์สูงสุดคือ  $f_d = \frac{v}{\lambda}$  เมื่อจัดรูปสัญญาณใหม่จะได้

$$r(t) = \exp(j 2\pi f_0 t) \sum_{i=1}^n a_i \exp(j [2\pi f_d \cos \theta_i t + \phi_i]) \quad (3)$$

ถ้าหากเราจะจัดสัญญาณที่ได้นี้ใหม่จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
 r \exp(j\phi) &= \sum_{i=1}^n a_i \exp(j[2\pi f_d \cos \theta_i t + \phi_i]) \\
 &= \sum_{i=1}^n a_i \cos(2\pi f_d \cos \theta_i t + \phi_i) \\
 &\quad + j \sum_{i=1}^n a_i \sin(2\pi f_d \cos \theta_i t + \phi_i)
 \end{aligned} \quad (4)$$

ซึ่งสามารถเขียนความสัมพันธ์นี้ให้กระชับขึ้นในรูปของตัวแปร  $x$  และ  $y$  ดังนี้

$$r \exp(j\phi) = x + jy \quad (5)$$

โดย

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

$$\text{และ } y = \sum_{i=1}^n a_i \sin(2\pi f_d \cos \theta_i t + \phi_i) \quad (6)$$

$$\text{และ } r^2 = x^2 + y^2 \quad (7)$$

$$x = r \cos \phi \quad (8)$$

$$y = r \sin \phi \quad (9)$$

### 3. ระบบการสื่อสารแบบ MLC-FH-CDMA

ในระบบนี้จะมีการมอดูเลตข้อมูลในย่านความถี่มอดูเลตข้อมูล (Data Modulated Band หรือ Frequency Hop Band :  $W_d$ ) และรหัส PN จะถูกสร้างขึ้นเพื่อให้แต่ละผู้ใช้มีรหัส PN ประจำตัว  $l$  ชุด ซึ่งในรหัส PN แต่ละชุดจะถูกแบ่งออกเป็นช่วงๆ ละ  $k$  ตัวเลข แล้วจึงถูกนำไปใช้ควบคุมการสังเคราะห์ความถี่ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลต ให้เป็นไปตามระดับความถี่  $l_m$  จึงทำให้ย่านความถี่  $W_d$  กระโดดความถี่ไปตามค่ารหัสในแต่ละช่วงของรหัส PN ตามความสัมพันธ์ดังนี้

$$f_{ch} = f_{chl} + (l_m - 1)W_d \quad (10)$$

$$l_m = 1, 2, \dots, L$$

$$L = 2^k \quad (11)$$

โดยที่

$l_m$  คือระดับการกระโดดความถี่ของผู้ใช้ที่  $m$

$L$  คือจำนวนของระดับการกระโดดความถี่ทั้งหมด

$f_{ch}$  คือความถี่กลางของแถบความถี่การกระโดด

$f_{chl}$  คือความถี่กลางของระดับการกระโดดความถี่

ที่ 1

ซึ่งการกระโดดความถี่ทั้งหมดของ  $W_d$  จะอยู่ในย่านความถี่แผ่ขยาย (Spread Spectrum Band :  $W_s$ ) โดยมีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$G_p = \frac{W_s}{W_d} = 2^k \quad (12)$$

โดยที่

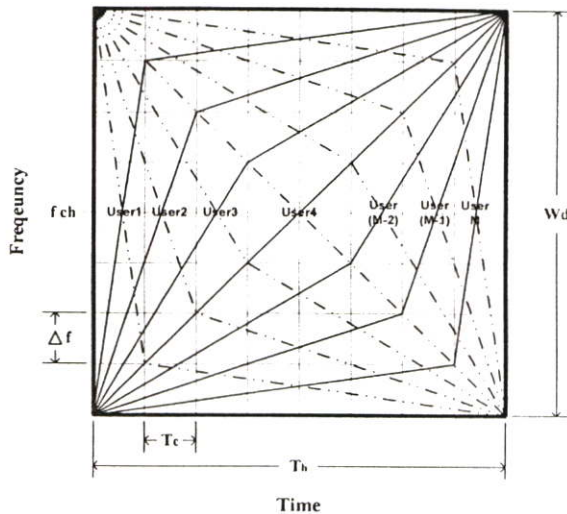
$G_p$  คืออัตราขยายการประมวลผล

$W_s$  คือย่านความถี่สเปกตรัมแผ่กระจาย

$W_d$  คือย่านความถี่มอดูเลตข้อมูล

$k$  คือจำนวนชิปในช่วงเวลากระโดดความถี่ (Hop duration)

และเมื่อนำสัญญาณเชิงเส้นเข้ามาทำให้มีอัตราการเปลี่ยนความถี่เชิงเส้นหรือ Chirp Slope เป็น 2 ระดับ ในหนึ่งคาบเวลากระโดดความถี่ ( $T_h$ ) ในระบบ FH-CDMA โดยแบ่งอัตราการเปลี่ยนความถี่เชิงเส้นเป็น 2 ช่วง คือ ช่วงแรกและช่วงหลัง ( $\mu_f, \mu_b$ ) แล้ว สัญญาณที่ได้จากกระบวนการนี้จะมีลักษณะรูปร่างทางแกนเวลาความถี่ ได้มากกว่าหนึ่งรูปสัญญาณเพราะเราสามารถกำหนดค่าอัตราส่วน  $\mu_f$  และ  $\mu_b$  ให้มีหลายอัตราได้ โดยการนำย่านความถี่ ( $W_d$ ) และคาบเวลาทั้งหมด ( $T_h$ ) มาแบ่งเป็นช่วง จำนวน  $M+1$  ช่วง ซึ่งจะได้ช่วงต่างความถี่แต่ละช่วงเท่ากับ  $\Delta f$  และ ช่วงต่างเวลาแต่ละช่วงเท่ากับ  $T_c$  โดยค่า  $\Delta f$  และ  $T_c$  นี้จะเป็นส่วนสำคัญในการคำนวณค่า  $\mu_f$  และ  $\mu_b$  ที่อัตราส่วนต่างๆ สัญญาณที่มีค่า  $\mu$  หลายอัตราทั้งหมดที่ถูกสร้างขึ้นจะมีย่านความถี่อยู่ในช่วงแบนด์วิดท์เดียวกันดังแสดงในรูปที่ 1 จะเห็นว่า สัญญาณเชิงเส้นที่ได้จะมีอัตราการเปลี่ยนความถี่เชิงเส้น 2 ระดับ ทั้งหมดจำนวน  $M$  สัญญาณ ยิ่งไปกว่านั้น เมื่อเรานำสัญญาณเชิงเส้นทั้งหมดที่ถูกสร้างขึ้นมาใช้เป็นสัญญาณของผู้ใช้ จำนวนเท่ากับ  $M$  ผู้ใช้แล้ว แต่ละผู้ใช้จะมีสัญญาณเชิงเส้นประจำตัวที่มีความแตกต่างกันของ Chirp Slope จึงสามารถแยกแยะสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ ออกจากกันได้ ถึงแม้ว่าจะอยู่ในย่านความถี่เดียวกัน โดยเราจะกำหนดให้สัญญาณเชิงเส้นหลายความถี่เชิงเส้นแบบเชิงขึ้นแทนข้อมูล '1' และให้สัญญาณเชิงเส้นหลายความถี่เชิงเส้นแบบเชิงลง แทนข้อมูล '0'



รูปที่ 1 สัญญาณที่มีการมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้นสำหรับระบบที่มีผู้ใช้งาน 7 ผู้ใช้

ค่าที่มีความสำคัญอีกค่าหนึ่งในการมอดูเลตแบบ MLC คือ ค่าผลคูณเวลา-ความกว้างช่องสัญญาณ (Time-Bandwidth Product: TB) ซึ่งเป็นค่าที่บอกถึงพื้นที่ในการกวาดความถี่ (Frequency Sweeping) ของสัญญาณ MLC ในทางเวลา-ความกว้างช่องสัญญาณ โดยแสดงความสัมพันธ์ดังนี้

$$TB = (M + 1)T\Delta f \quad (13)$$

โดยที่  $TB$  คือผลคูณเวลา-ความกว้างช่องสัญญาณ  
 $M$  คือจำนวนผู้ใช้งาน  
 $\Delta f$  คือความถี่ที่แบ่งเป็นส่วนๆ

โดยระบบ MLC-FH-CDMA จะอาศัยการปรับค่าความถี่กลางของแบนด์วิดท์ความถี่กระโดด ( $f_{ch}$ ) ในสมการมอดูเลตสัญญาณ MLC-FH-CDMA ให้เปลี่ยนไปตาม PN Sequence ของแต่ละผู้ใช้ ในสมการที่(1)ได้ดังนี้

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=1}^M p_{T_n}(t - nT_h) s_{mf}(t) \quad (14)$$

โดยที่

$$s_{mf}(t) = s_{mff}(t) + s_{mfb}(t) \quad (15)$$

$$s_{mff}(t) = A \cos \left[ 2\pi \left( f_{ch1} + \left( l_m - 1 + \frac{b(t)}{2} \right) W_d - b(t) \mu_{fm} \Delta f \right) (t - mT_c) \right. \\ \left. + b(t) \mu_{bm} \pi (t - mT_c)^2 \right] \quad (16)$$

$$\mu_{fm} = \frac{(M + 1 - m) \Delta f}{mT_c} \quad (17)$$

$$s_{mfb}(t) = A \cos \left[ 2\pi \left( f_{ch1} + \left( l_m - 1 + \frac{b(t)}{2} \right) W_d - b(t) m \Delta f \right) (t - mT_c) \right. \\ \left. + b(t) \mu_{bm} \pi (t - mT_c)^2 \right] \quad (18)$$

$$\mu_{bm} = \frac{m \Delta f}{(M + 1 - m) T_c} \quad (19)$$

$$T_c = \frac{T_h}{(M + 1)} \quad (20)$$

$$\Delta f = \frac{W_d}{(M + 1)} \quad (21)$$

$$b(t) = \begin{cases} 1, & \text{เมื่อ บิตข้อมูลเป็น '1' (Up Chirp)} \\ -1, & \text{เมื่อ บิตข้อมูลเป็น '0' (Down Chirp)} \end{cases} \quad 0 \leq t \leq T_h$$

โดยที่  $\mu_{fm}$  คือ ความชันของเซฟส่วนแรกของผู้ใช้  $m$

$\mu_{bm}$  คือ ความชันของเซฟส่วนหลังของผู้ใช้  $m$

$m$  คือ ลำดับของผู้ใช้

$T_h$  คือค่าเวลาการคงอยู่ของ ฮอปบิต

$T_c$  คือ เวลาที่แบ่งเป็นส่วนๆ

$p(t)$  คือ พัลส์ขนาดหนึ่งหน่วยที่เวลาคงอยู่  $T_c$

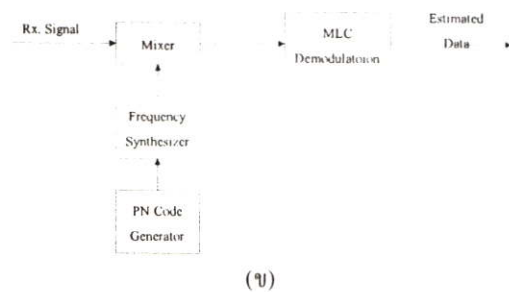
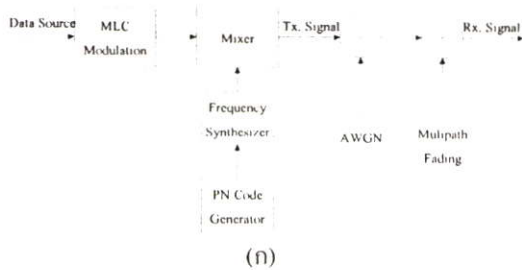
#### 4. การจำลองการทำงาน

สำหรับการจำลองการทำงานของระบบนั้น ได้แบ่งออกเป็น ส่วนต่างๆ ซึ่งแสดงดังลอคโคอะแกรมในรูปที่ 2 โดยในส่วนของระบบ MLC-FH-CDMA ทั้งภาคส่งและภาครับนั้น มีหลักการและสมการดังที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 3 และการจำลองการทำงานของช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี โดยใช้สมการที่ได้กล่าวในหัวข้อที่ 2

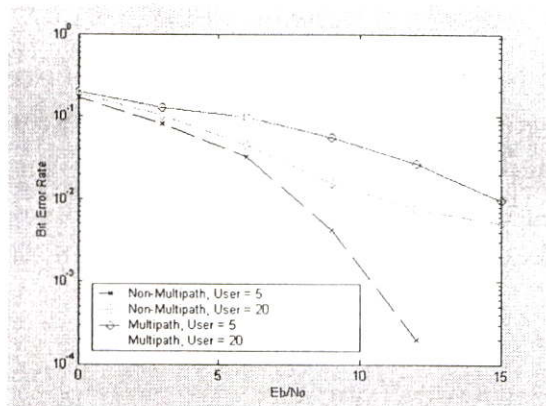
#### 5. การทดลองและผลการทดลอง

หลังจากที่ได้มีการจำลองการทำงานของระบบ MLC-FH-CDMA และ ช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี แล้ว เมื่อกำหนดให้ค่าตัวแปรที่สำคัญของระบบมีรายละเอียดดังนี้คือ ค่าอัตราขยายการประมวลผล (Processing Gain: Gp)เท่ากับ 32 นั่นคือ ค่า  $k = 5$ , ค่าความยาวของรหัส PN = 255 โดยเลือกการสร้างรหัสแบบ m-sequence แล้วสั่งให้โปรแกรมทำงานโดย

เรียกใช้โปรแกรมจำลองการทำงานของช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลีร่วมกับเพื่อหาค่าสมรรถนะของระบบบนช่องสัญญาณการจางหายแล้วทำการเปรียบเทียบผลการการศึกษาที่ผ่านมาซึ่งปราศจากการรบกวนจากช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทางได้ผลดังรูปที่ 3 ถึง 6



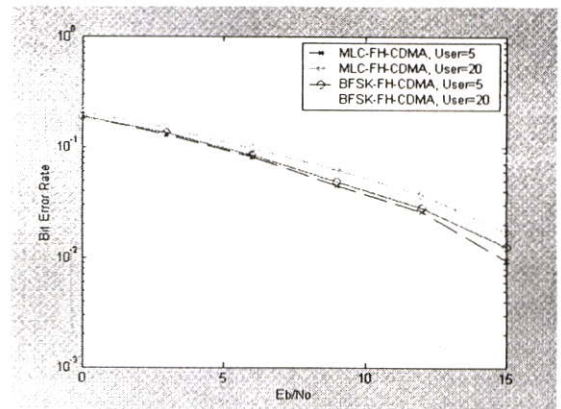
รูปที่ 2 บล็อกไดอะแกรมของระบบ(ก) ภาคส่ง (ข) ภาครับ



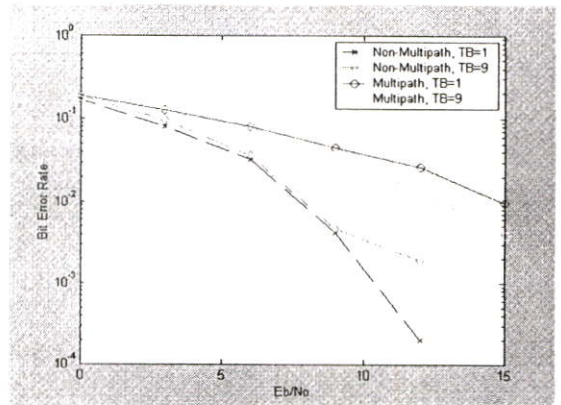
รูปที่ 3 แสดงค่า BER ของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลี และช่องสัญญาณที่ไม่มีการจางหาย เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 และ 20 ผู้ใช้ เมื่อค่า TB เท่ากับ 7

จากรูปที่ 3 จะเห็นว่าสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 และ 20 จะลดลงเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทางแบบเรย์ลี และเมื่อจำนวนผู้ใช้งานใน

ระบบเพิ่มขึ้น ทำให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณการจางหายนี้แย่งเหมือนในกรณีที่ไม่ผ่านช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทางเพียงแต่ผลกระทบนั้นจะมีน้อยกว่า และเมื่อพิจารณาเปรียบเทียบกับเทคนิคเดิมคือ BFSK ผลของจำนวนผู้ใช้งานบนช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลีดังรูปที่ 4 จะเห็นว่าสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA นั้นดีกว่าอย่างเห็นได้ชัด เมื่อเปรียบเทียบกับระบบเดิม BPSK-FH-CDMA นอกจากนั้นผลกระทบที่เกิดจากจำนวนผู้ใช้ที่มีต่อระบบ MLC-FH-CDMA นั้นส่งผลน้อยกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระบบเดิม

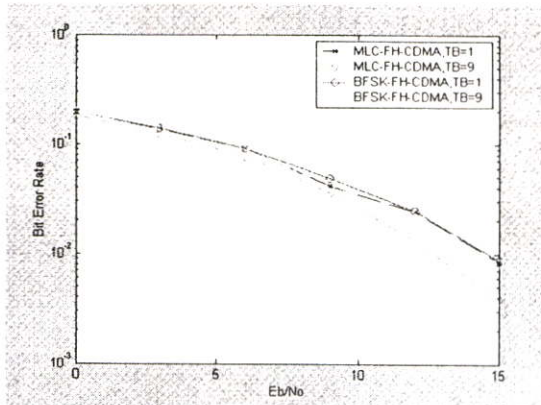


รูปที่ 4 แสดงค่า BER ของระบบ MLC-FH-CDMA และ BFSK-FH-CDMA บนช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลี เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 และ 20 ผู้ใช้ และค่า TB เท่ากับ 7



รูปที่ 5 แสดงค่า BER ของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลี และช่องสัญญาณ

ที่ไม่มีการจางหาย เมื่อค่า TB เท่ากับ 1 และ 9 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 5



รูปที่ 6 แสดงค่า BER ของระบบ MLC-FH-CDMA และ BFSK-FH-CDMA บนช่องสัญญาณแบบเรย์ลี กรณีค่า TB เท่ากับ 1 และ 9 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 5

ตัวแปรที่สำคัญอีกตัวหนึ่งมีการนำมาวิเคราะห์ก็คือ ค่าค่าผลคูณเวลา-ความกว้างช่องสัญญาณ (TB) จากรูปที่ 5 จะเห็นว่าสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ค่าผลคูณเวลา-ความกว้างช่องสัญญาณเท่ากับ 1 และ 9 จะลดลงเมื่อผ่านช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทางแบบเรย์ลี และค่า TB ที่เพิ่มขึ้นยังคงมีผลให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณการจางหายนี้ดีขึ้นเหมือนกับในกรณีที่ไม่ผ่านช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทางเพียงแต่ผลกระทบนั้นจะมีมากกว่า และเมื่อพิจารณาผลค่าผลคูณเวลา-ความกว้างเปรียบเทียบกับระบบเดิม บนช่องสัญญาณการจางหายรูปที่ 6 จะเห็นว่าเมื่อค่า TB เท่ากับ 1 จะไม่ส่งผลกับระบบ BFSK แต่จะส่งผลมากกว่ากับ ระบบ MLC

## 6. สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่า สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA เมื่อส่งผ่านไปบนช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี จะให้ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลน้อยกว่าระบบ BFSK-FH-CDMA เดิมที่จำนวนผู้ใช้งานเท่ากัน เมื่อพิจารณาตัวแปรต่างๆที่สำคัญเช่น จำนวนผู้ใช้งานในระบบ และ ค่า TB แล้วจะเห็นว่า บนช่องสัญญาณการจางหายนั้น ตัวแปรทั้งสองจะส่งผลน้อยมากเมื่อมีค่าสูงขึ้น ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าระบบ MLC-FH-CDMA นี้ สามารถเป็นทางเลือกหนึ่งที่น่าสนใจและอาจนำไปประยุกต์ใช้ในระบบการสื่อสารในเชิงพาณิชย์ต่อไปได้

## 6. เอกสารอ้างอิง

- [1] R. Prasad, "CDMA for Wireless Personal Communications", Artech House, London, 1996
- [2] H. Harada, R. Prasad, "Simulation and Software Radio for Mobile Communications", Artech House, London, 2002
- [3] สมยศ หารยาสุขสิน, สมยศ จุณณะปิยะ, พิเชฐ ม่วงนวล, "การปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบสื่อสาร FH-CDMA ด้วยเทคนิคการแปรเปลี่ยนความถี่เชิงเส้นแบบหลายเส้นความถี่", วิศวกรรม ลาดกระบัง, หน้า 35-40, ธันวาคม 2546
- [4] R. E. Ziemer, R. L. Peterson, "Digital Communication and Spread Spectrum System", Macmillan Publishing, Newyork, 1985
- [5] S. Sampei, "Application of Digital Wireless Technology to Global Wireless Communication", Prentice Hall PTR, 1997

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายอนันต์ โสภิน
วัน เดือน ปีเกิด	22 กันยายน 2512 ที่จังหวัดนครศรีธรรมราช
ที่อยู่	4 หมู่ 5 แขวงบางระมาด เขตตลิ่งชัน กรุงเทพมหานคร โทร 0-2887-7833
ประวัติการศึกษา	2544 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
ประวัติการทำงาน	ปัจจุบันอาจารย์ประจำสาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ