

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

รายงานการวิจัย

เทคนิคการเพิ่มความจุช่องสัญญาณ  
สำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่จีเอสเอ็ม

Channel Capacity increment Technique for GSM System



ศศ.ดร.พิเชฐ ม่วงนวล

หัวหน้าห้องปฏิบัติการวิจัยวิจัยการสื่อสารเคลื่อนที่

RCH

TK

5103-483

พ651๘

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน...67405

วัน,เดือน,ปี...29 พ.ย. 2549

.b.....	11665166
.i.....	

ห้องปฏิบัติการวิจัยวิจัยการสื่อสารเคลื่อนที่

โครงการสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (ReCCIT)

2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทคัดย่อ

รายงานนี้ ได้นำเสนอเทคนิคเชิงหลายความถี่เชิงเส้น (Multi Linear Chirp Technique : MLC) เพื่อแก้ปัญหาการชนความถี่ของแต่ละผู้ใช้ (Collision Problem) ในการสื่อสารระบบการเข้าถึงหลายทางโดยแบ่งแยกทางรหัสแบบกระโดดความถี่ตามรหัส (Frequency Hopping-Code Division Multiple Access : FH-CDMA) ที่ใช้ในการเพิ่มความจุช่องสัญญาณของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ จีเอสเอ็ม ซึ่งผลของการชนความถี่ของแต่ละผู้ใช้ จะทำให้ข้อมูล ณ จุดนั้นเกิดการผิดพลาดเพราะภาครับไม่สามารถแยกแยะได้ว่าข้อมูลที่ชนกันเนื่องจากรหัสความถี่เหมือนกันเป็นของผู้ใช้รายใด แต่เมื่อนำเทคนิคเชิงหลายความถี่เชิงเส้นเข้ามาปรับปรุงระบบก็จะสามารถช่วยแก้ปัญหานี้ได้

โดยในรายงานนี้ได้ทำการวิเคราะห์เปรียบเทียบระหว่างระบบ FSK-FH-CDMA (Frequency Shift Keying FH-CDMA) กับ ระบบ MLC-FH-CDMA (Multi Linear Chirp FH-CDMA) โดยทำการจำลองกระบวนการทำงานของทั้งสองระบบผ่านช่องสัญญาณรบกวนของเกาส์เซียนแบบขาว (AWGN) และช่องสัญญาณจางหายแบบมัลติพาท (Multi Path Fading)



## สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1. บทนำ	1
1.1 ปัญหาและที่มาของปริญญาานิพนธ์	1
1.2 วัตถุประสงค์	1
1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย	1
1.4 ขั้นตอนการวิจัย	1
บทที่ 2. ทฤษฎีและหลักการ	2
2.1 ทฤษฎีหลักการเบื้องต้นของจีเอสเอ็ม	2
2.1.1 สถานีฐาน (Base Station System : BSS)	2
2.1.1.1 กำลังส่งสถานีฐาน	2
2.1.1.2 ความไวของสถานีฐาน (Sensitivity)	3
2.1.1.3 สายอากาศสถานีฐาน	4
2.1.1.4 การติดตั้งสายอากาศสถานีฐาน	5
2.1.2. สถานีเคลื่อนที่ (Mobile Station : MS)	5
2.1.2.1. กำลังส่งสถานีเคลื่อนที่	5
2.1.2.2 ความไวของสถานีเคลื่อนที่	5
2.2 การสื่อสารระบบฟรีควอนซีฮอปปีงสเปกตรัม	6
2.2.1 ฟรีควอนซีฮอปปีงสเปกตรัมแบบเข้าร่วมนัย	6
2.2.2. ฟรีควอนซีฮอปปีงสเปกตรัมแบบเข้าไม่ร่วมนัย	7
2.2.3. ฟรีควอนซีฮอปปีงสเปกตรัมแบบเร็วไม่ร่วมนัย	9
2.2.4. คุณสมบัติของระบบ FH-CDMA	10
2.2.5. รหัส PN (Pseudorandom Noise Sequence)	11
2.2.5.1 รหัส m-sequence	11
2.2.5.2 รหัส Gold Sequence	13
2.3 ทฤษฎีของเทคนิคซีพีซีเอ็น	16
2.3.1. สัญญาณในระบบเรดาร์	16
2.3.1.1 สัญญาณพัลส์คลื่นต่อเนื่อง	17
2.3.1.2 สัญญาณเอ็ฟเอ็มซีเอ็น	19
2.3.1.3 สัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่ซีเอ็น	22
2.3.1.4 สัญญาณวี-เอ็ฟเอ็ม	23
2.4 ทฤษฎีการจางหายบนช่องสัญญาณ	25
2.4.1. ช่องสัญญาณรบกวนขาว (AWGN)	25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ในชื่อของข้าพเจ้านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2 การแจกแจงบนช่องสัญญาณแบบ Rayleigh	26
2.4.3 การแจกแจงบนช่องสัญญาณแบบ Rician	28
2.4.4 การแจกแจงบนช่องสัญญาณแบบ Nakagami	29
บทที่ 3 การออกแบบและการทำแบบจำลองระบบ MLC-FH-CDMA	30
3.1 การออกแบบระบบ MLC-FH-CDMA	30
3.1.1 การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น	30
3.1.1.1 เทคนิคเซฟเชิงเส้น	30
3.1.1.2 เทคนิคเซฟหลายความถี่เชิงเส้น (MLC)	33
3.1.2 การปรับปรุงระบบพีริแควนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอด้วยการมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น	40
3.1.2.1 ระบบพีริแควนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอด้วยและปัญหาการชนความถี่	41
3.1.2.2 การปรับปรุงระบบพีริแควนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอ	44
3.2 การทำแบบจำลองระบบ MLC-FH-CDMA	47
3.2.1 แบบจำลองเครื่องส่งระบบ MLC-FH-CDMA	48
3.2.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ	48
3.2.3 แบบจำลองภาครับระบบ MLC-FH-CDMA	48
3.2.4 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ	48
บทที่ 4. ผลการจำลองแบบการทำงานของระบบ	50
4.1 สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA	50
4.2 การเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างระบบ MLC-FH-CDMA กับ FSK-FH-CDMA	51
4.2.1 ผลของการเพิ่มค่าผลคูณเวลา-ความถี่ (Time-Bandwidth Product)	51
4.2.2 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ	54
4.2.3 ผลของการปรับค่าอัตราขยายการประมวลผล	57
4.2.4 การพิจารณาระบบบนช่องสัญญาณมัลติพาท	63
บทที่ 5 สรุปผลการวิเคราะห์	70
บรรณานุกรม	71

## สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
2.1	รายละเอียดกำลังส่งของสถานีฐาน	3
2.2	สายอากาศสถานีฐานที่ใช้งานที่ 900 MHz	3
2.3	การลดทอนเคเบิลแบบ 1/2" 7/8" หรือ 1 5/8" และ jumper ความยาว 100 เมตร (ความถี่ 900,1800 MHz)	4
2.4	การลดทอนเคเบิลแบบ 1/2" 7/8" หรือ 1 5/8" และ jumper ความยาว 100 เมตร (ความถี่ 900,1800 MHz)	4
2.5	รายละเอียดกำลังส่งของสถานีเคลื่อนที่	5



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

	หน้า	
รูปที่ 2.1	โครงสร้างของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่จีเอสเอ็ม	2
รูปที่ 2.2	ภาค ส่ง-รับ ของระบบฟรีควอนซีฮอปปีงสเปกตรัม	7
รูปที่ 2.3	แสดงความสัมพันธ์ทางเวลา- ความถี่ของระบบฟรีควอนซีฮอปปีงสเปกตรัมแบบซ้ำ	9
รูปที่ 2.4	โครงสร้างพื้นฐานของวงจรสร้างรหัส m-sequence	12
รูปที่ 2.5	ค่าอัตราสัมพันธ์ของรหัสเอ็ม-ซีควอนที่มีการเลื่อนไปของชิปที่ค่าต่าง ๆ	13
รูปที่ 2.6	ค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสเอ็ม-ซีควอน 2 ชุด	14
รูปที่ 2.7	โครงสร้างทั่วไปของวงจรสร้างรหัสเอ็ม-ซีควอน	15
รูปที่ 2.8	แสดงสัญญาณพัลส์คลื่นต่อเนื่อง(CW) ในแกนความถี่กับเวลา	17
รูปที่ 2.9	แสดงสัญญาณคลื่นต่อเนื่อง (CW)	18
รูปที่ 2.10	แสดงสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น(LFM)ในแกนความถี่กับเวลา	20
รูปที่ 2.11	แสดงสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น(LFM)	21
รูปที่ 2.12	สัญญาณเอ็ฟเอ็ม ไม่เชิงเส้นในทางความถี่-เวลา	22
รูปที่ 2.13	แสดงสัญญาณวี-เอ็ฟเอ็มในทางความถี่-เวลา	24
รูปที่ 2.14	คุณสมบัติของช่องสัญญาณรบกวนขาว	25
รูปที่ 3.1	แสดงสัญญาณเซฟเชิงเส้น (Linear chirp)	31
รูปที่ 3.2	แสดงสัญญาณเซฟหลายความถี่เชิงเส้น(MLC) ในแกนเวลา-ความถี่ กรณี 7 ผู้ใช้	36
รูปที่ 3.3	แสดงสัญญาณเซฟหลายความถี่เชิงเส้น(MLC) ในแกนเวลา-แอมพลิจูด ของทั้ง 7 ผู้ใช้ตามแกนเวลา-ความถี่ในรูปที่ 3.2 โดยที่ $T_c = 50$ แซมเปิล	40
รูปที่ 3.4	แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ BFSK-FH-CDMA	41
รูปที่ 3.5	แสดงสัญญาณของระบบ BFSK-FH-CDMA ในแกนความถี่และเวลาพร้อมแสดงปัญหาการกระโดดซ้อนทับกันของรหัสความถี่ของผู้ใช้ A และ B	43
รูปที่ 3.6	แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ MLC-FH-CDMA	46
รูปที่ 3.7	แสดงสัญญาณของระบบ MLC-FH-CDMA ในแกนความถี่และเวลาพร้อมแสดงการแก้ปัญหาการกระโดดซ้อนทับกันของรหัสความถี่ของผู้ใช้ A และ B	47
รูปที่ 3.8	แสดงบล็อกไดอะแกรมของแบบจำลองระบบ MLC-FH-CDMA	49
รูปที่ 4.1	แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 1, 5 และ 10 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 1 ผู้ใช้	50
รูปที่ 4.2	แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA กรณีมีจำนวนผู้ใช้ในเท่ากับ 5, 10, 15, 20 และ 25 ผู้ใช้ เมื่อมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5	51

รูปที่ 4.3	แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้	52
รูปที่ 4.4	แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 ผู้ใช้	53
รูปที่ 4.5	แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 20 ผู้ใช้	54
รูปที่ 4.6	แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5, 10 และ 20 ผู้ใช้ เมื่อมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3	55
รูปที่ 4.7	แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5, 10 และ 20 ผู้ใช้ เมื่อมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5	56
รูปที่ 4.8	แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5, 10 และ 20 ผู้ใช้ เมื่อมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 7	57
รูปที่ 4.9	แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA กรณีมีค่าอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 8, 16, 32 และ 64 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้	58
รูปที่ 4.10	แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 8 และ 16 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้	59
รูปที่ 4.11	แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA กับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมี	

เอกสารนี้เป็น อัตรขยายการประมวลผลเท่ากับ 32 และ 64 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 5 ผู้ใช้ไปใช้ประโยชน์ 60 การันการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## บทที่ 1

### บทนำ

#### 1.1 ปัญหาและที่มา

ในปัจจุบันการสื่อสาร โทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบจีเอสเอ็มจะมีผู้ใช้งานเป็นจำนวนมากเพราะมีความปลอดภัยและคุณภาพของเสียงในการติดต่อสื่อสารที่รวมทั้งผู้ให้บริการได้มีการแข่งขันกันส่งเสริมการขายอย่างต่อเนื่อง จึงได้เกิดปัญหาขึ้น บ่อยครั้งในการสื่อสารระบบจีเอสเอ็ม กรณีหลายผู้ใช้คือ การชนความถี่ (Collision) ซึ่งมีสาเหตุมาจากค่ารหัสบางช่วงในชุดรหัส PN ของสองผู้ใช้เกิดบังเอิญมีค่าเท่ากัน จึงทำให้ ณ ช่วงเวลานั้นมีการส่งเคราะห์ความถี่ย่านเดียวกันขึ้นมาใช้งาน จึงไม่สามารถตรวจจับได้ว่าข้อมูลไหนเป็นของผู้ใช้รายใด ผลที่เกิดขึ้นคือมีความน่าจะเป็นอย่างมากที่จะเกิดการผิดพลาดของข้อมูลที่รับได้

#### 1.2 วัตถุประสงค์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะมุ่งเน้นวิจัยเกี่ยวกับ โครงสร้างและผลกระทบต่างๆที่มีต่อสมรรถนะของระบบ GSM โดยใช้เทคนิคการเชิงเชิงเส้น เพื่อนำมาวิเคราะห์หาวิธีการปรับปรุงสมรรถนะของระบบให้ดียิ่งขึ้น

#### 1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิด

ในการสื่อสารระบบจีเอสเอ็ม นั้นมีปัจจัยอยู่หลายอย่างด้วยกันที่จะก่อให้เกิดความน่าจะเป็นในการเกิดความผิดพลาดของข้อมูลที่ถูกรับ ซึ่งปัญหาการชนความถี่ นั้นเป็นปัญหาที่มีอิทธิพลกับระบบนี้มาก เพราะเป็นเหตุการณ์ที่เกิดขึ้นอยู่ตลอดเวลาในระบบจีเอสเอ็ม ที่มีการส่งสัญญาณไปยังปลายทาง ถึงแม้ว่าช่องสัญญาณจะมีคุณภาพที่ดีมากขึ้นก็ยังไม่สามารถลดปัญหานี้ได้ดีเท่าที่ควร ด้วยเหตุนี้จึงมีความพยายามจะหาวิธีการที่สามารถแก้ไขปัญหานี้โดยตรงได้แล้ว นั้นหมายความว่าสมรรถนะของระบบจีเอสเอ็มน่าจะดีขึ้นได้

#### 1.4 ขั้นตอนของการทำงาน

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีขั้นตอนการศึกษาดังต่อไปนี้

1.4.1 เริ่มจากการศึกษาหลักการการทำงานและปัญหาของระบบจีเอสเอ็ม

1.4.2 ศึกษาคุณสมบัติของเทคนิคเชิงเส้นที่จะนำมาพัฒนาเป็นการมอดูเลตแบบเชิงหลายความถี่เชิงเส้น

1.4.3 ทำการออกแบบระบบจีเอสเอ็มที่ใช้การมอดูเลตแบบเชิงหลายความถี่เชิงเส้น

1.4.4 ทำการจำลองการทำงานของระบบจีเอสเอ็มที่ใช้การมอดูเลตแบบเดิมและใช้การมอดูเลตแบบใหม่ที่น่าเสนอซึ่งมีปัญหการชนความถี่เกิดขึ้นเหมือนกันด้วยโปรแกรม Matlab

1.4.5 ทำการจำลองแบบของสัญญาณรบกวนขาว (AWGN) และช่องสัญญาณการจางหายมัลติ พาท เพื่อใช้ในการทดสอบสมรรถนะของทั้งสองระบบด้วยโปรแกรม Matlab

1.4.6 สรุปและวิเคราะห์ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของระบบ

นอกจากนี้ 1.4.6 สรุปและวิเคราะห์ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของระบบ

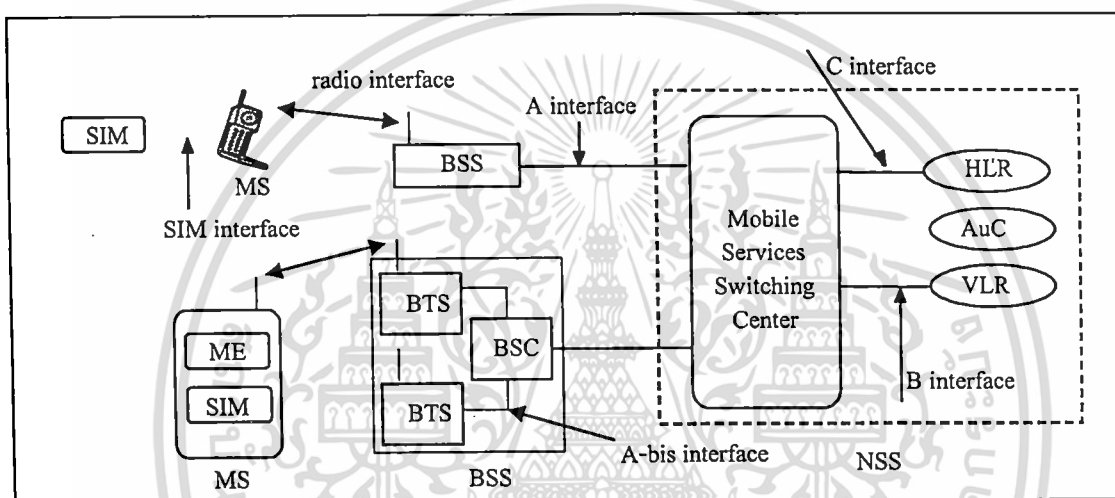
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ทฤษฎีและหลักการ

#### 2.1 ทฤษฎีหลักการเบื้องต้นของจีเอสเอ็ม

ระบบจีเอสเอ็มเป็นระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ดิจิทัลที่ได้รับความนิยมมาก มีการใช้งานอยู่ในย่าน 900 MHz ได้มีการนำมาตรฐานดังกล่าวไปใช้งานที่ 1800 MHz แล้วเรียกว่าระบบ DCS 1800 หรือบางที่เรียกว่า PCN (*Personal Communication Network*) และที่ย่าน 1900MHz เรียกว่าระบบ PCS 1900 (*Personal Communication Service*) โครงสร้างของระบบแสดงดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่จีเอสเอ็ม

##### 2.1.1 สถานีฐาน (Base Station System : BSS)

จะเชื่อมต่อกับเครื่องโทรศัพท์ และ NSS (*Network Switching Subsystem*) จะประกอบด้วย

- ส่วนรับส่งสัญญาณ (*Base transceiver station: BTS*)
- ส่วนควบคุม (*Base station controller: BSC*)

ส่วนรับส่งสัญญาณจะติดต่อกับเครื่องโทรศัพท์โดยใช้ *TRAU* (*Transcoder rate adapter unit*) ส่งข้อมูลเสียงที่เข้ารหัสตามมาตรฐาน ส่วนควบคุมทำหน้าที่จัดการเปลี่ยนแปลงช่องสัญญาณและการข้ามเซลล์. โดยส่วนควบคุมชุดหนึ่งสามารถเชื่อมต่อกับส่วนรับส่งสัญญาณได้หลายๆชุด การเชื่อมต่อระหว่างส่วนรับส่งสัญญาณกับส่วนควบคุมจะใช้การเชื่อมต่อแบบ ISDN และ A-bis ในบางครั้งมีการออกแบบส่วนควบคุมและส่วนรับส่งสัญญาณร่วมกันก็ไม่ต้องมีการอินเตอร์เฟส A-bis

##### 2.1.1.1 กำลังส่งสถานีฐาน

ตามมาตรฐาน GSM 05.50 ที่ความถี่ 900 MHz จะมีกำลังส่ง 20-40 วัตต์ ซึ่งจะมีการติดตั้งสำหรับมาโครเซลล์ ซึ่งมีบางเซลล์เท่านั้นที่ส่งด้วยกำลังสูงสุด ส่วนใหญ่จะส่งต่ำกว่ากำลังสูงสุดดังตารางที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1 รายละเอียดกำลังส่งของสถานีฐาน

คลาส (Class)	GSM 900 กำลังส่งสูงสุด(วัตต์)	GSM 1800 กำลังส่งสูงสุด (วัตต์)
1	320	20
2	160	10
3	80	5
4	40	2.5
5	20	-
6	10	-
7	5	-
8	2.5	-
ไมโคร BTS 1	0.25	1.6
ไมโคร BTS 2	0.08	0.5
ไมโคร BTS 3	0.03	0.16

ตารางที่ 2 สายอากาศสถานีฐานที่ใช้งานที่ 900 MHz

	มาโครเซลล์ ในพื้นที่เมือง	มาโครเซลล์ ในพื้นที่ชนบท	ไมโครเซลล์	การใช้งานภายใน อาคาร
อัตราขยาย (dBi)	12-18	16-18	7	7
บีมวิทท์แนวนอน	65-80	65-80	65-90	65-360
บีมวิทท์แนวตั้ง	7-10	7-10	<45	ไม่มี
ไดเวอร์ซิตี	โพลาริเซชัน	โพลาริเซชัน	โพลาริเซชัน	โพลาริเซชัน
โพลาริเซชัน	แนวตั้ง	แนวตั้ง	แนวตั้ง	แนวตั้ง
การลาดเอียง	ใช่	ใช่/ไม่ใช่	ใช่	ใช่
ย่านความถี่	เดี่ยว/สอง	เดี่ยว/สอง	หลาย	หลาย
ขนาด	ใหญ่/กลาง	ใหญ่/กลาง	เล็ก	เล็ก

### 2.1.1.2 ความไวของสถานีฐาน (Sensitivity)

ตามมาตรฐาน GSM 05.50 ที่ความถี่ 900 MHz เมื่อไม่ใช้การรับแบบไดเวอร์ซิตีจะรับสัญญาณที่ระดับต่ำสุด -104 dBm และ -102 dBm แต่ได้มีการปรับปรุงให้มีความไวต่ำสุดที่ -108dBm ส่วนความไวของสถานีฐานในการรับแบบไดเวอร์ซิตีที่ใช้สายอากาศ 2 สาขาสถานีฐานจะมีความไวดีขึ้น 3-6 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3 การลดทอนเคเบิลแบบ 1/2" 7/8" หรือ 1 5/8" และ jumper  
ความยาว-100 เมตร (ความถี่ 900,1800 MHz)

ชนิด	900 MHz (dB)	1800 MHz (dB)
1/2"	7.7	12.0
7/8"	4.0	7.0
1 5/8"	3.0	5.0
jumper	0.3	0.5

ตารางที่ 4 การลดทอนเคเบิลแบบ 1/2" 7/8" หรือ 1 5/8" และ jumper  
ความยาว 100 เมตร (ความถี่ 900,1800 MHz)

ความยาว (เมตร)	1/2"	7/8"	7/8"+ jumper	ความยาว (เมตร)	1/2"	7/8"	7/8"+ jumper
5	0.4	0.2	0.8	80	6.0	3.2	3.8
10	0.8	0.4	1.0	85	6.4	3.4	4.0
15	1.1	0.6	1.2	90	6.8	3.6	4.2
20	1.5	0.8	1.4	95	7.1	3.8	4.4
25	1.9	1.0	1.6	100	7.5	4.0	4.6
30	2.3	1.2	1.8	105	7.9	4.2	4.8
35	2.6	1.4	2.0	110	8.3	4.4	5.0
40	3.0	1.6	2.2	115	8.6	4.6	5.2
45	3.4	1.8	2.4	120	9.0	4.8	5.4
50	3.8	2.0	2.6	125	9.4	5.0	5.6
55	4.1	2.2	2.8	130	9.8	5.2	5.8
60	4.5	2.4	3.0	135	10.1	5.4	6.0
65	4.9	2.6	3.2	140	10.5	5.6	6.2
70	5.3	2.8	3.4	145	10.9	5.8	6.4
75	5.6	3.0	3.6	150	11.3	6.0	6.6

### 2.1.1.3 สายอากาศสถานีฐาน

สำหรับการใช้งานภายในอาคารจะใช้สายอากาศขนาดเล็ก มีอัตรา ขยายต่ำ ใช้งานหลายย่านความถี่ จะใช้สายอากาศอิลิเมนต์ (*element*) เดี่ยวใช้ลวดโลหะเป็นสายอากาศไดโพลหรือเป็นแผ่นโลหะเป็นสายอากาศ patch สำหรับมาโครเซลล์ที่มีการครอบคลุมพื้นที่กว้างจะใช้สายอากาศที่มีหลายอิลิเมนต์เชื่อมต่อกันเรียกว่า สายอากาศอะเรย์ (*array*) จะมีอัตราขยายสูงและการแพร่กระจายคลื่นที่มีทิศทาง โดยรายละเอียดการใช้งาน สายอากาศที่ความถี่ 900 MHz ในพื้นที่ต่างๆแสดงดังตารางที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 2.1.1.4 การติดตั้งสายอากาศสถานีฐาน

ตำแหน่งสายอากาศสถานีฐานจะสามารถเปลี่ยนแปลงได้คือ ความสูง สิ่งกีดขวางในการแพร่กระจายคลื่น แบนด์โลป การคับปลิง เมื่อพิจารณาผลกระทบจากการแพร่กระจายคลื่น ความสูงของสายอากาศ จะส่งผลต่อโมเดลในการทำนายการครอบคลุมพื้นที่และการวางแผนความถี่ส่วน แบนด์โลปของสายอากาศ ขึ้นอยู่กับการติดตั้ง

#### 2.1.2. สถานีเคลื่อนที่ (Mobile Station : MS)

จะประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนของซิมการ์ด (Subscriber identity module : SIM) และส่วนตัวเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile Equipment) ซึ่งบางเครื่องจะประกอบด้วยส่วนที่ 3 เรียกว่า (Terminal Equipment) สำหรับการเชื่อมต่อเครื่องโทรศัพท์กับเครื่อง PDA และเครื่องคอมพิวเตอร์ ในซิมการ์ดจะมีข้อมูล PIN(personal identity number) ขนาด 4-8 เลข เมื่อใช้งานเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่จะให้ผู้ใช้งานป้อนรหัส PIN ถ้าไม่ถูกต้อง 3 ครั้ง ซิมการ์ดจะบล็อกการใช้งาน ถ้าจะทำให้ซิมการ์ดและเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ใช้งานใหม่จะต้องป้อนรหัส PUK (PIN unblocking key) ให้ตรงกับที่ป้อนไว้ในซิมการ์ด ตัวเครื่องโทรศัพท์จะประกอบด้วยฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ที่ใช้ในการติดต่อคลื่นวิทยุ เมื่อถอดซิมการ์ดออกจากเครื่องจะทำให้เครื่องไม่สามารถให้บริการได้

##### 2.1.2.1. กำลังส่งสถานีเคลื่อนที่

สำหรับสถานีเคลื่อนที่ของระบบ GSM 900 จะแสดงดังตารางที่ คลาส 1-3 จะใช้งานในรถยนต์หรือเป็นเครื่องหิ้วถือ ส่วน 4 และ 5 จะใช้งานส่วนใหญ่ สำหรับเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีกำลังส่งสูงสุด 2 วัตต์ โดยคลาส 4 จะมีกำลังส่งสูงสุด  $2W+2dB$  โดยทั่วไปจะมีกำลังสูงสุด 1.5 วัตต์

ตารางที่ 5 รายละเอียดกำลังส่งของสถานีเคลื่อนที่

คลาส (Class)	GSM 900 กำลังส่ง(วัตต์)	GSM 1800 กำลังส่ง(วัตต์)
1	20.0 (43 dBm)	1.0 (30 dBm)
2	8.0 (39 dBm)	0.25 (24 dBm)
3	5.0 (37 dBm)	
4	2.0 (33 dBm)	
5	0.8 (29 dBm)	

##### 2.1.2.2 ความไวของสถานีเคลื่อนที่

จะรับสัญญาณต่ำสุดที่ระดับ -104 dBm หรือดีกว่าที่ความถี่ 900 MHz อย่างไรก็ตามระดับสัญญาณจะแปรผันตามสภาพแวดล้อม ในการวางแผนความถี่จะใช้ค่า -102 dBm ถึง -105 dBm

## 2.2 การสื่อสารระบบพีรีแควนซีฮอปปีงสเปกตรัม

สำหรับการทำสเปกตรัมกับสัญญาณข้อมูลคือการเปลี่ยนความถี่ในแต่ละคาบเวลา โดยในทุกความถี่ที่เปลี่ยนจะเป็นความถี่ที่ถูกเลือกออกมาจากช่วงความถี่  $2K$  เท่าของย่านความถี่สัญญาณข้อมูลที่ถูกลมอดูเลตแล้ว

รหัส PN ในระยะนี้จะไม่ใช่การนำไปคูณกับสัญญาณข้อมูลโดยตรง แต่รหัส PN จะถูกใช้ในการควบคุมการเปลี่ยนแปลงของความถี่พาห้ โดยสัญญาณที่ถูกส่งออกจะมีลักษณะเปลี่ยนความถี่จากความถี่หนึ่งไปสู่ความถี่ถัดไป การทำสเปกตรัมแบบนี้จึงถูกเรียกว่า การกระโดดความถี่ (Frequency Hopping Spread Spectrum) ส่วนในภาครับ สัญญาณที่รับได้จะถูกถอดออกมา โดยใช้สัญญาณที่มีการกระโดดความถี่อย่างสอดคล้องกับรหัส PN ที่เหมือนกับในภาคส่ง

### 2.2.1 พีรีแควนซีฮอปปีงสเปกตรัมแบบซ้าร่วมกัน

ถึงแม้ว่าโดยส่วนมากของการทำพีรีแควนซีฮอปปีงสเปกตรัมจะเป็นแบบร่วมกันแต่ตามทฤษฎีแล้วสเปกตรัมแบบร่วมกันก็ยังเป็นระบบต้นแบบที่น่าสนใจสำหรับการศึกษาดังตัวอย่างในรูปที่ 2.2 สิ่งที้ออกมาจากตัวสังเคราะห์ความถี่คือ ลำดับของความถี่สัญญาณที่ใช้ในคาบเวลา  $T_c$  ดังนั้นจะเขียนความสัมพันธ์ของ  $h_T(t)$  ได้ดังนี้

$$h_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} 2p(t - nT_c) \cos(\omega_n t + \varphi_n) \quad (2.1)$$

โดย

$p(t)$  คือ Unit amplitude pulse ในคาบเวลา  $T_c$

$\omega_n$  คือ ความถี่เชิงมุม

$\varphi_n$  คือเฟส

$h_T(t)$  คือสัญญาณพาห้กระโดด (Hop-carrier)

ความถี่เชิงมุม  $\omega_n$  ได้มาจากช่วงความถี่  $2K$  เท่าของย่านความถี่สัญญาณข้อมูลจะใช้ PN Code 1 บิตต่อ 1 ช่วงเวลาที่สัญญาณเปลี่ยน แต่พีรีแควนซีฮอปปีงสเปกตรัม จะใช้ PN Code K บิตต่อ 1 ช่วงเวลาที่สัญญาณเปลี่ยน สัญญาณที่ถูกส่งคือ สัญญาณข้อมูลผ่านตัวออปคอนเวอร์เตอร์ แล้วเป็นสัญญาณที่มีความถี่ใหม่  $(\omega_0 + \omega_n)$  ทุกๆ ช่วง พีรีแควนซีฮอปปีงซิท

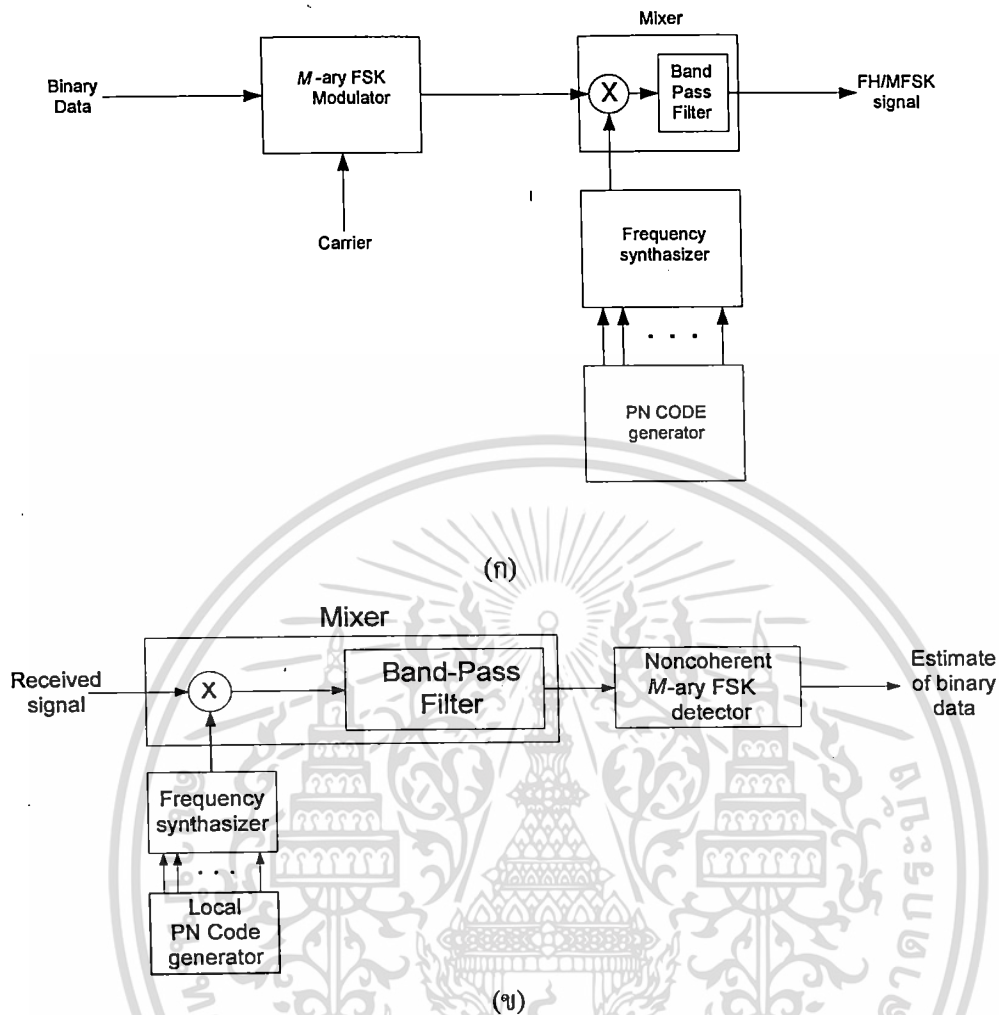
$$S_T(t) = \left[ S_d(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} 2p(t - nT_c) \cos(\omega_n t + \varphi_n) \right] \quad (2.2)$$

โดย

$S_T(t)$  = สัญญาณส่ง

$S_d(t)$  = สัญญาณมอดูเลตข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 (ก) ภาคส่งของระบบฟรีควมซีฮอปปีงสเปรดสเปคตรัม

(ข) ภาครับของระบบฟรีควมซีฮอปปีงสเปรดสเปคตรัม

การคำนวณค่าสเปกตรัมเชิงกำลังของสัญญาณส่งสามารถทำได้โดยใช้วิธีคอนโวลูชันทางความถี่ระหว่าง  $S_d(f)$  กับ  $S_h(f)$  โดย  $S_d(f)$  คือ ความหนาแน่นของสเปกตรัมเชิงกำลังของสัญญาณข้อมูลที่ผ่านการมอดูเลตและ  $S_h(f)$  คือ ความหนาแน่นของสเปกตรัมเชิงกำลังของสัญญาณพาห้กระโดด  $h_T(t)$  (hop carrier) ซึ่งผลที่ได้จากการคอนโวลูชันจะเป็นเทอมผลรวมความถี่ของสัญญาณ

สัญญาณพาห้กระโดด  $h_T(t)$  อาจเป็นสัญญาณรายคาบหรือไม่ก็ได้ แต่โดยส่วนมากจะเป็นสัญญาณรายคาบ ซึ่งถ้าสัญญาณนั้นมีคาบเวลาที่ยาวพอก็จะมีผลพลาดของข้อมูลน้อยลง

### 2.2.2. ฟรีควมซีฮอปปีงสเปรดสเปคตรัมแบบซ้ำไม่ร่วมนัย

ในทางปฏิบัตินั้น เป็นการยากที่จะทำให้ภาคส่งและภาครับแบบร่วมนัยสามารถทำการ โคดแทรกคิงได้

ดี โคนส่วนมากระบบฟรีควมซีฮอปปีงสเปรดสเปคตรัมจะใช้การมอดูเลตแบบไม่ร่วมนัยหรือไม่ก็ความถี่สุ่มเป็นอีกส่วหนึ่งของสเปกตรัมเพื่อใช้ในการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แตกต่างแบบร่วมนับซึ่งการทำงานของระบบจะไม่เปลี่ยนไปจากรูปที่ 2.3 อย่างไรก็ตามการก่อกวนของคลื่นพาห้ในขั้นตอนการดีมอดูเลตที่ภาครับนั้นสามารถทำได้อย่างถูกต้องโดยไม่ยาก

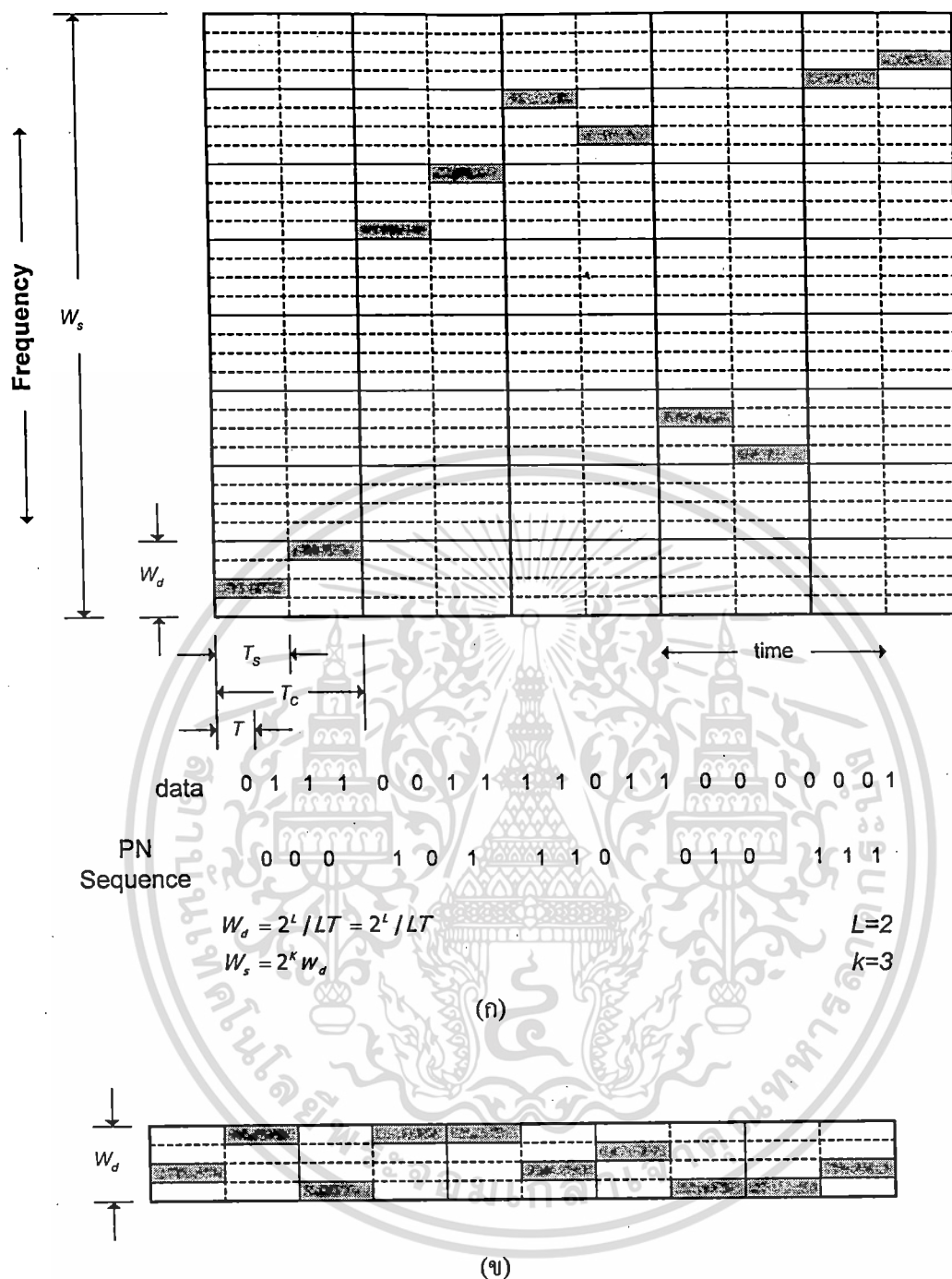
เทคนิคการมอดูเลตที่ใช้ในระบบฟรีควีนซีฮอปปีงสเปกตรัมคือ เอ็ม-อารีย์ฟรีควีนซีซีฟคีย์อิง (M-ary Frequency shift keying) ยกตัวอย่างเช่นส่วนของการมอดูเลตจะปล่อยสัญญาณ 1 ความถี่ในช่วง  $2^L$  ความถี่ในโดยทุกๆ คาบเวลา  $LT$  วินาที โดย  $T$  คือ คาบเวลาของหนึ่งบิตข้อมูล,  $L$  คือ จำนวนบิตใน 1 สัญลักษณ์

โดยปกติแล้วความถี่เหล่านี้จะต้องมีช่วงห่างกันเพียงพอที่จะทำให้สัญญาณที่ส่งออกมานั้นมีคุณสมบัติต่างจากซึ่งหมายความว่าความถี่แต่ละชั้นของข้อมูลที่ได้จากการมอดูเลตจะต้องห่างกันอย่างน้อย  $1/LT$  และสเปกตรัมของสัญญาณที่ออกมาจากการมอดูเลต จะมีช่วงกว้างประมาณ  $2^L/LT$  ถัดจากนี้ในแต่ละคาบเวลา  $T_C$  สัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตจะถูกย้ายความถี่ไปสู่ความถี่ใหม่โดยส่วนของการกระโดดความถี่ เมื่อ  $T_C \geq LT$  ระบบนี้จะถูกเรียกว่าการกระโดดความถี่แบบช้าโดยสัญญาณที่ได้จากระบบนี้จะแสดงดังรูปที่ 2.3 ซึ่งจะเห็นว่าความถี่ของสัญญาณที่ส่งมีการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใดแล้วเป็นไปตามเงื่อนไข  $L=2$   $K=3$  โดยในแต่ละคาบเวลา  $2T = (T_s)$  จะบรรจุบิตข้อมูลไว้ 2 บิตและตัวมอดูเลตจะสร้างสัญญาณ 1 ความถี่สำหรับ 2 บิตนั้นขึ้นมาโดยเลือกออกมาจากกลุ่มความถี่ 4 ค่า หลังจากนั้นความถี่นี้จะถูกแปลงไปเป็นความถี่ซึ่งถูกเลือกออกมาจากกลุ่มย่าน การกระโดดความถี่ 8 ค่าโดยส่วนฟรีควีนซีฮอปปีงสเปกตรัมคือเอ็ม จากตัวอย่างที่แสดงความถี่ใหม่นี้จะถูกเปลี่ยนทุกๆ ช่วงเวลา 2 สัญลักษณ์ หรือ 4 บิตข้อมูลของข้อมูลที่ส่ง

ในภาครับสัญญาณที่เข้ามาจะถูกแปลงความถี่ลงมาโดยใช้ฮออสซิลเลเตอร์ซึ่งสร้างสัญญาณที่มีลำดับของความถี่ดังนี้  $0, 5W_d, 6W_d, 2W_d, 7W_d, \dots$  และสัญญาณที่ได้ออกมาจะมีความถี่อยู่ในย่านความถี่  $W_d$  ทั้งหมดดังแสดงในรูป 2.3ข สัญญาณนี้สามารถนำไปดีมอดูเลตโดยใช้วิธีของ เอ็ม-อารีย์ฟรีควีนซีซีฟคีย์อิงแบบร่วมนับ

โดยพื้นฐานแล้วการประเมินค่าอัตราขยายการประมวลผลของระบบฟรีควีนซีฮอปปีงสเปกตรัมสามารถทำได้โดยพิจารณาที่สัญญาณรบกวน (noise jammer) โดยปกติแล้วภาครับจะได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวน (jammer) ในย่านความถี่  $W_d$  ทำให้มีค่า อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ  $E_b/N_j = E_b W_d/J$  โดยที่  $J$  คือกำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน (Average Jammer Noise) แต่เมื่อมีการกระโดดความถี่แล้วสัญญาณรบกวนจะต้องมีทั้งหมด  $2^k$  ย่านความถี่ จึงจะสามารถส่งผลกระทบต่อภาครับได้เหมือนเดิม นั้นหมายความว่าสัญญาณรบกวนต้องการกำลังส่งรวมมากขึ้นกว่าเดิม  $2^k$  เท่าด้วยและสามารถอธิบายค่าอัตราขยายการประมวลผลได้ดังนี้

$$G_p = \frac{W_s}{W_d} = 2^k \quad (2.3)$$



รูปที่ 2.3 แสดงความสัมพันธ์ทางเวลา- ความถี่ของระบบฟรีควเอนซีฮอปปีงสเปคตรัมแบบเร็ว

(ก) สัญญาณส่ง

(ข) สัญญาณดีสเปรดที่ภากรับ

### 2.2.3. ฟรีควเอนซีฮอปปีงสเปคตรัมแบบเร็วไม่รวมซ้ำ

ความแตกต่างระหว่างฟรีควเอนซีฮอปปีงสเปคตรัมแบบเร็วกับฟรีควเอนซีฮอปปีงสเปคตรัมแบบช้า คือระบบฟรีควเอนซีฮอปปีงสเปคตรัมแบบเร็วจะมีการกระโดดความถี่ช้ากว่าอัตราการเปลี่ยนแปลงสารเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของ สัญลักษณ์ แต่ในระบบฟรีคววนซีฮอปปีงสเปรดสเปคตรัมแบบเร็ว จะมีการกระโดดความถี่หลายครั้งใน 1 สัญลักษณ์ สิ่งที่ดีที่แสดงให้เห็นเมื่อ ฟรีคววนซีฮอปปีงสเปรดสเปคตรัมแบบเร็วถูกใช้คือทุกๆ สัญลักษณ์ที่ถูกส่งจะมีอัตราขยายในความถี่ต่างๆ ที่ดี นี่คือนี่คือสิ่งสำหรับสิ่งแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวน ในย่านความถี่ต่างๆ

การแทนสัญญาณส่งสำหรับระบบฟรีคววนซีฮอปปีงสเปรดสเปคตรัมแบบเร็ว สัญญาณที่ออกมาจากมอดูเลตแบบเอ็ม-อาร์เอฟฟรีคววนซีซีพีซีบีอิง จะมีความถี่ 1 ค่าจากความถี่  $2^L$  ค่าและที่ความถี่นี้ (1 สัญลักษณ์) จะถูกแบ่งย่อยออกเป็น  $k$  ชิพของสัญญาณที่ได้จากตัวมอดูเลตแบบเอ็ม-อาร์เอฟฟรีคววนซีซีพีซีบีอิงที่แตกต่างกันออกไป เมื่อคาบเวลาของชิพ ( $T_C$ ) มีค่าน้อยกว่าคาบเวลาของสัญญาณแล้วช่วงห่างความถี่น้อยสุดสำหรับคุณสมบัติสัญญาณตั้งฉากคือ  $1/T_C = K/LT$  ที่ภาครับจะทำการดีสเปรดเหมือนกับในหัวข้อก่อน

ในระบบฟรีคววนซีฮอปปีงสเปรดสเปคตรัมแบบเร็ว ภาคคีมอดูเลททำงานแยกกันได้หลายโหมด โดยในแต่ละโหมดจะทำการเลือกความถี่ที่ถูกต้องออกมา 1 ค่าบนทุกๆ ชิพของการกระโดดความถี่ แล้วจะนำความถี่ที่ถูกออกมาจากการทุกๆ ช่วง  $k$  ชิพ ไปผ่านภาคคีมอดูเลทเพื่อทำการประเมินข้อมูลที่ถูกต้อง Mode จะคำนวณความน่าจะเป็นจริงของสัญญาณแต่ละสัญญาณที่ถูกส่งให้เหมาะสมเพื่อให้ได้ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของข้อมูลน้อยที่สุด ในแต่ละโหมดที่เป็นไปได้จะทำงานแตกต่างกัน ในระบบสเปรดสเปคตรัมผู้ออกแบบจะต้อง เลือกโหมดการทำงานที่แก้ปัญหาที่ดีที่สุด ฟรีคววนซีฮอปปีงแบบเร็วเป็นเทคนิคที่ให้ผลดีสำหรับกรณีสิ่งแวดล้อมที่เป็นสัญญาณจางหาย และสัญญาณรบกวน (Portiab Band Jamming) ซึ่งเดิมจะแก้ปัญหาด้วยวิธีรหัสแก้ไขความผิดพลาด

#### 2.2.4. คุณสมบัติของระบบ FH-CDMA

##### 1) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง

ในกรณีของการกระโดดแบบเร็วข้อมูลจำนวน 1 บิตจะถูกส่งในความถี่ที่แตกต่างกันหลายความถี่ ถ้าแถบความถี่ส่วนใหญ่ถูกใช้งานโดยผู้ใช้เดียวกันกำลังงานของสัญญาณที่รับได้จะมากกว่ากำลังงานของสัญญาณแทรกสอดและจะรับสัญญาณได้ถูกต้อง

ในกรณีของการกระโดดแบบช้าข้อมูลหลายบิตจะถูกส่งในความถี่เดียวกันต่ำพอ สัญญาณของผู้ใช้งานที่ต้องการจะรับได้อย่างไม่ถูกต้องหากเกิดมีสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้งานที่ส่งในช่วงเวลาดังกล่าว การใช้รหัสแก้ไขความผิดพลาด (Error – correcting code) จะทำให้ได้ข้อมูลที่ต้องการกลับคืนมา

##### 2) การแทรกสอดแบบหลายวิถี

ในกรณีการกระโดดแบบเร็ว ความถี่คลื่นพาห์จะเปลี่ยนหลายครั้งในช่วง 1 บิต ดังนั้นสัญญาณจะถูกมอดูเลตและถูกส่งไปบนความถี่คลื่นพาห์หลายความถี่ ผลของการแทรกสอดหลายวิถีจะแตกต่างกันในความถี่คลื่นพาห์ที่แตกต่างกัน นั่นคือสัญญาณจะถูกขยายที่ความถี่หนึ่งแต่จะถูกลดทอนที่อีกความถี่หนึ่ง ที่เครื่องรับผลตอบสนองที่ความถี่ที่แตกต่างกันจะถูกเฉลี่ยทำให้ลดผลของการแทรกสอดหลายวิถี ซึ่งในระบบ DS-CDMA จะลดส่วนการแทรกสอดหลายวิถีได้ดีกว่า

##### 3) สัญญาณการแทรกสอดแบบแถบแคบ

สมมติให้เกิดการแทรกสอดแบบแถบแคบที่ความถี่หนึ่งในความถี่ของการกระโดด ถ้าให้  $G_p$  คือความถี่ของการกระโดด ( $G_p$  คือ อัตราขยายการประมวลผล) ผู้ใช้งานที่ต้องการส่งจะใช้ความถี่การกระโดด โดยการแทรกสอดจะมีโอกาสเกิด  $1/G_p$  ที่เวลาใด ๆ ซึ่งการแทรกสอดดังกล่าวจะลดลงด้วยตัวประกอบ  $G_p$  ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4) ความน่าจะเป็นของการถูกดักจับของสัญญาณมีค่าต่ำ (LPI)

ความยากในการรับสัญญาณของระบบ FH ไม่ได้ขึ้นอยู่กับการมีกำลังส่งที่ต่ำเหมือนในระบบ DS-CDMA แต่อาศัยความถี่ที่สัญญาณทำการส่งซึ่งต้องรู้ล่วงหน้าและช่วงเวลาในการส่งแต่ละความถี่มีค่าน้อย จากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถสรุปถึงข้อดีและข้อเสียของ FH-CDMA ได้ดังนี้

##### ข้อดีของระบบ FH-CDMA

1) การชิงโครโนซ์ในระบบ FH-CDMA จะง่ายกว่าในระบบ DS-CDMA เนื่องจากในระบบ FH-CDMA ชิงโครโนซ์จะขึ้นอยู่กับช่วงเวลาในการกระโดดที่ความถี่สูงแต่ขึ้นอยู่กับเซตของการกระโดดที่มาก ซึ่งช่วงเวลาการกระโดดจะมีค่ามากกว่าช่วงเวลาของชิปของระบบ DS-CDMA ดังนั้นระบบ FH-CDMA จึงยอมให้มีความผิดพลาดของการชิงโครโนซ์ได้มากกว่า

2) เนื่องจาก FH-CDMA มีความน่าจะเป็นที่ผู้ใช้งานต่างกันจะใช้ช่วงความถี่เดียวกันมีค่าต่ำ นั่นคือถ้าผู้ใช้งานที่ไกลจากสถานีฐานส่งข้อมูลมาและที่สถานีฐานได้รับพร้อมกันสัญญาณของผู้ใช้งานที่ใกล้กับสถานีฐานส่งมา แต่โอกาสที่จะเกิดในช่วงความถี่เดียวกันและในเวลาเดียวกันต่ำ นั่นคือจะลดผลของความใกล้-ไกล (near-far effect)

##### ข้อเสียของระบบ FH-CDMA

- 1) ต้องใช้การสังเคราะห์ความถี่ที่มีความซับซ้อนสูง
- 2) การใช้การดีมอดูเลตแบบโคฮีเรนซ์ทำได้ยากเนื่องจากมีปัญหาที่ต้องรักษาความสัมพันธ์ของเฟสในช่วงการกระโดด

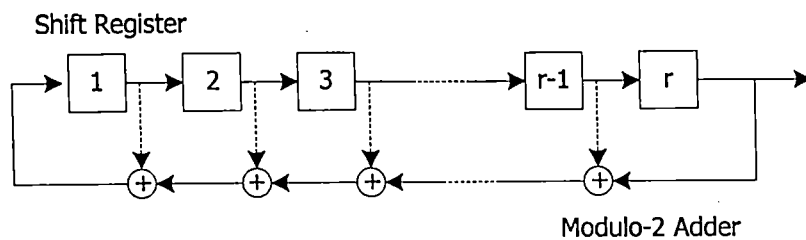
#### 2.2.5. รหัส PN (Pseudorandom Noise Sequence)

รหัส PN คือลำดับสัญญาณ (Sequence) ที่ถูกสร้างขึ้นมาโดยวิธีการที่มีลำดับขั้นตอนที่ชัดเจน หากแต่รหัสหรือลำดับสัญญาณที่ได้มีคุณสมบัติที่คล้ายคลึงกับสัญญาณสุ่มมาก รหัสชนิดนี้ถูกนำมาใช้งานในทางปฏิบัติอย่างกว้างขวาง เช่น นำมาใช้ในการเข้าจังหวะสัญญาณ (Signal synchronization) การเข้ารหัสลับข้อมูล (cryptography) และการทำสเปกตรัมแผ่กระจาย (spread spectrum) เป็นต้น การสร้างรหัสประเภทนี้สามารถกระทำได้หลายวิธี เช่น รหัส เอ็ม-ซีควเอน (M-Sequence) รหัสโกลด์ (Gold code) รหัสคาซามิ (Kasami code) เป็นต้น รหัสชนิดที่ได้รับความนิยมมากเป็นพิเศษคือวิธีการที่เรียกว่า binary maximum-length-sequence หรือที่เรียกกันทั่วไปในชื่อ binary m-sequence

##### 2.2.5.1 รหัส m-sequence

รหัส m-sequence (maximum-length-sequence) เป็นรหัสที่สร้างขึ้นจากชิฟต์รีจิสเตอร์จำนวนหนึ่งที่มาต่อเชื่อมกันแบบอนุกรมโดยที่มีการป้อนกลับของสัญญาณจากชิฟต์รีจิสเตอร์อย่างน้อย 2 ตำแหน่งกลับไปยังที่เข้าของชิฟต์รีจิสเตอร์ตัวแรก จากรูปที่ 2.4 ประกอบ จากรูปเส้นประหมายถึงในวงจรสามารถมีการป้อนกลับค่าของชิฟต์รีจิสเตอร์ ณ ตำแหน่งดังกล่าว และโดยทั่วไปจำนวนและตำแหน่งของการป้อนกลับจะมีบทบาทสำคัญในการกำหนดผลของลำดับสัญญาณ PN ที่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรสร้างรหัส m-sequence

รหัสเอ็ม-ซีเควน สามารถสร้างลำดับสัญญาณที่มีความยาวสูงสุดได้คือ มีความยาวเท่ากับ  $P = 2^r - 1$  ชิป เมื่อ  $r$  คือ จำนวนของชิพตรีจิสเตอร์ที่ใช้ ชุดรหัสทุกชุดที่สร้างขึ้นจะมีคุณสมบัติเฉพาะที่เหมือนกันดังต่อไปนี้

คุณสมบัติข้อที่ 1 รหัสหรือลำดับสัญญาณที่ได้จะมีชิพที่มีค่าเป็นหนึ่งจำนวนมากกว่า ชิพที่มีค่าเป็นศูนย์อยู่หนึ่งชิพเสมอ เช่น ชุดรหัสที่ใช้ชิพตรีจิสเตอร์จำนวน 10 ตัว ให้ลำดับสัญญาณที่มีความยาวเท่ากับ  $P = 2^{10} - 1 = 1,023$  ชิป จะประกอบด้วยชิพที่มีค่าเป็นศูนย์จำนวน 511 ชิป และชิพที่มีค่าเป็นหนึ่งจำนวน 512 ชิป

คุณสมบัติข้อที่ 2 ภายในลำดับสัญญาณแต่ละชุดจะมีช่วงของชิพที่มีค่าเป็นศูนย์หรือหนึ่งต่อเนื่องกันจำนวนหนึ่ง ส่วนที่ต่อเนื่องกันนี้จะเรียกว่า รัน (run) โดยความยาวของแต่ละรันจะมีขนาดที่แตกต่างกันไป สำหรับรหัสเอ็ม-ซีเควนจะมีคุณสมบัติของรันที่พิเศษคือ จะมีรันของศูนย์และหนึ่งขนาด  $p$  ชิปเกิดขึ้นในลำดับสัญญาณทั้งสิ้น  $2^{r-(p+2)}$  ครั้ง โดย  $p$  มีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง  $r - 2$  เมื่อ  $r$  คือ จำนวนของชิพตรีจิสเตอร์ที่ใช้ในการสร้างลำดับสัญญาณ นอกจากนี้จะมีรันของศูนย์ขนาด  $r - 1$  จำนวน 1 รัน และรันของหนึ่งขนาด  $r$  จำนวน 1 รันเสมอ

คุณสมบัติข้อที่ 3 อัดสหสัมพันธ์ของชุดรหัสเอ็ม-ซีเควน จะมีค่าเท่ากับ  $-1$  เสมอ หากมีการเลื่อนของชุดรหัสทั้งสองชุดที่เหมือนกันทุกประการ ให้มีขนาดห่างกันมากกว่า  $\pm 1$  ชิป แต่ถ้าหากการเลื่อนชุดรหัสทั้งสองอยู่ในช่วง  $0 \pm 1$  ค่าของอัดสหสัมพันธ์จะแปรเปลี่ยนไปตามระยะเลื่อนไปของชุดรหัสทั้งสองอย่างเชิงเส้นโดยจะมีค่าอยู่ระหว่าง  $-1$  ถึง  $2^r - 1$  รูปที่ 2.2 ประกอบ หมายเหตุในการหาค่าอัดสหสัมพันธ์สามารถกระทำได้โดยนำค่าของชิพจากลำดับสัญญาณ 2 ชุดที่ตำแหน่งเดียวกันมาคูณกันแล้วนำผลคูณที่ได้ของแต่ละตำแหน่งมาอินทิเกรตรวมกันทั้งหมด ผลที่ได้ก็คือค่า อัดสหสัมพันธ์ทั้งนี้ในการคูณกันนั้นจะกำหนดให้ใช้  $-1$  แทนชิพที่มีค่าเป็นศูนย์ และ  $1$  แทนชิพที่มีค่าเป็นหนึ่ง ในการหาค่าอัดสหสัมพันธ์นั้นจะต้องใช้ลำดับสัญญาณ 2 ชุดเหมือนกัน แต่อาจมีการเลื่อนชิพของลำดับสัญญาณชุดหนึ่งให้ต่างจากลำดับสัญญาณของอีกชุดหนึ่งด้วยระยะทางต่าง ๆ ตามต้องการ

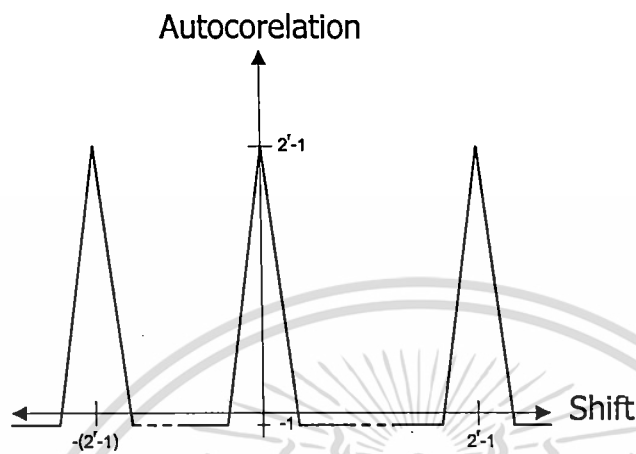
คุณสมบัติข้อที่ 4 เมื่อนำรหัสเอ็ม-ซีเควน ชุดหนึ่งมาบวกแบบมอดูโล 2 กับชุดเดิมที่มีการเลื่อนชิพไป จะได้ชุดรหัสชุดใหม่ที่มีคุณลักษณะเดียวกันกับรหัสชุดเดิม แต่มีการเลื่อนของชิพไปด้วยจำนวนที่แตกต่างจากรหัสเริ่มต้นทั้งสองชุด

คุณสมบัติข้อที่ 5 หากพิจารณาค่าของชิพตรีจิสเตอร์แต่ละตัว ณ จังหวะเวลาใดเวลาหนึ่ง จะพบว่าค่าหรือสถานะของชิพตรีจิสเตอร์เหล่านี้จะมีรูปแบบที่แตกต่างไปจากที่จังหวะเวลาอื่น ๆ ทั้งหมดเมื่อพิจารณาภายในช่วงเวลา 1 คาบของลำดับสัญญาณ นั่นคือรูปแบบสถานะของชิพตรีจิสเตอร์เหล่านี้จะไม่มีการเกิดซ้ำ

เอ็กส เกรนเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภายใน 1 คาบสัญญาณ อีกทั้งจะไม่เกิดกรณีที่สถานะของ ชิฟต์รีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าเป็นศูนย์หมด เพราะในสถานะดังกล่าววงจร ชิฟต์รีจิสเตอร์จะไม่สามารถสร้างลำดับสัญญาณขึ้นได้ ดังนั้นในการสร้างลำดับสัญญาณนั้นจะต้องแน่ใจว่าค่าตั้งต้นของชิฟต์รีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าที่ไม่เป็นศูนย์พร้อมกันหมด



รูปที่ 2.5 ค่าอัตโนมัติสหสัมพันธ์ของรหัสเอ็ม-ซีเควนที่มีการเลื่อนไปของชิปที่ค่าต่าง ๆ

จากรูป 2.5 แบบและลักษณะการเกิดของรันที่ได้กล่าวมาข้างต้นนั้น ได้มีการพิสูจน์และพบว่ารหัสประเภทนี้มีคุณสมบัติที่เหมือนกับสัญญาณสุ่มจริง ๆ ทั้งที่รหัสเอ็ม-ซีเควนเป็นสัญญาณที่มีลักษณะเป็นคาบคือจะมีรูปแบบที่ซ้ำเดิมเมื่อครบรอบหนึ่งคาบ

คุณสมบัติอัตโนมัติสหสัมพันธ์ที่เป็นระบบของรหัสเอ็ม-ซีเควนก็มีประโยชน์อย่างมากกับระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ CDMA เพราะลำดับสัญญาณชุดหนึ่งที่มีคาบยาวมากเพียงพอสามารถนำมาใช้ในการระบุหมายเลขประจำตัวของสถานีฐานได้เป็นจำนวนมากโดยอาศัยการเลื่อนชิปของลำดับสัญญาณไปด้วยจำนวนที่แตกต่างกัน เช่น ในมาตรฐานระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ CKMA(IS-95) ใช้ชิฟต์รีจิสเตอร์จำนวน 15 ตัว ในการสร้างรหัสที่มีคาบความยาวเท่ากับ  $2^{15} - 1$  หรือ 32,768 ชิป สถานีฐานแต่ละแห่งจะใช้วงจรสร้างรหัสแบบเดียวกัน แต่จะมีการเลื่อนชิปของลำดับสัญญาณออกไปทีละ 64 ชิปส์ เพราะฉะนั้นรหัสที่แตกต่างกันสำหรับการใช้งานได้ทั้งหมด  $32,768/64 = 512$  ชุดสำหรับใช้ระบุหมายเลขประจำตัวของสถานีฐานได้มากถึง 512 แห่ง

### 2.2.5.2 รหัส Gold Sequence

ในส่วนที่ผ่านมาได้กล่าวถึงรายละเอียดและคุณลักษณะของรหัสเอ็ม-ซีเควนซึ่งเป็นรหัสที่จัดว่ามีความสำคัญมากกับการประยุกต์ใช้งานในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบที่อาศัยเทคนิคการทำ สเปกตรัมแบบคอสแซคผลสำคัญที่มีการเลือกใช้งานรหัสเอ็ม-ซีเควนซึ่งในทางปฏิบัติเพราะเป็นรหัสที่มีคุณสมบัติอัตโนมัติสหสัมพันธ์ที่สมบูรณ์แบบตรงตามต้องการ กล่าวคืออัตโนมัติสหสัมพันธ์ของรหัส รหัสเอ็ม-ซีเควนมีเพียง 2 ค่า คือ มีค่าสูงมาก (เท่ากับ  $2^r - 1$  โดย  $r$  คือจำนวนชิฟต์รีจิสเตอร์ในวงจร) เมื่อไม่มีการเลื่อนลำดับชิปของรหัส และมีค่าเท่ากับ  $-1$  สำหรับรูปแบบการเลื่อนลำดับชิปค่าอื่น ๆ ทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

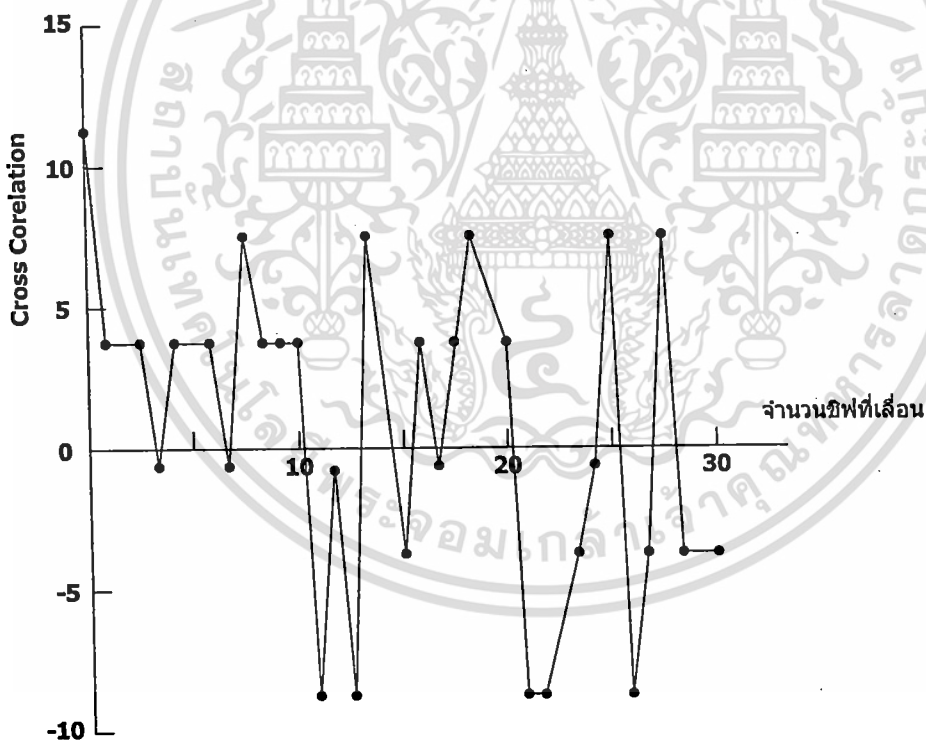
อย่างไรก็ตามถ้านำรหัสเอ็ม-ซีแควน 2 ชุดที่มีความยาวเท่ากันแต่มีค่าลำดับของชิปที่แตกต่างกันมาทดสอบเพื่อหาค่าสหสัมพันธ์ระหว่างกันกลับพบว่ามิได้มีคุณสมบัติที่เรียบง่ายเหมือนกับกรณีคุณสมบัติในเชิงอัตสหสัมพันธ์แต่อย่างใด พิจารณาตัวอย่างการหาสหสัมพันธ์ระหว่างรหัสเอ็ม-ซีแควนที่กำเนิดจากพหุนามตัวกำเนิด  $x^5+x^4+x^2+x+1$  และ  $x^5+x^4+x^3+x+1$  อาศัยความรู้ในการกำเนิดรหัสเอ็ม-ซีแควนในส่วนก่อนหน้า จะได้ว่าลำดับชิปที่กำเนิดพหุนามปริมีทีฟ  $x^5+x^4+x^2+x+1$  มีค่าเท่ากับ

1111101100111000011010100100010

และลำดับชิปที่กำเนิดจากพหุนามปริมีทีฟ  $x^5+x^4+x^3+x+1$  มีค่าเท่ากับ

1111101000100101011000011100110

ทั้งนี้ในการกำเนิดได้กำหนดค่าตั้งต้นของชิปตรีจิสเตอร์ทุกตัวเป็น 1 ทั้งหมด จากนั้นให้นำลำดับชิปทั้งสองมาหาค่าสหสัมพันธ์ข้ามสำหรับการเลื่อนชิปที่ค่าต่าง ๆ ตั้งแต่ 0-30 จะได้ผลดังแสดงใน รูปที่ 2.6 จากกราฟสังเกตว่าค่าสหสัมพันธ์ระหว่างลำดับชิปทั้งสองมีค่าค่อนข้างสูง โดยเฉพาะในกรณีที่ไม่มี การเลื่อนชิประหว่างกันเลย คือมีค่าเท่ากับ 11



รูปที่ 2.6 ค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสเอ็ม-ซีแควน 2 ชุด

ด้วยเหตุนี้หากเราจะนำรหัสเอ็ม-ซีแควนมาใช้งาน โดยจัดสรรพหุนามตัวกำเนิดที่แตกต่างกันสำหรับเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่แต่ละตัว อาจจะก่อให้เกิดปัญหาขึ้นกับการเข้าจังหวะสัญญาณได้บ่อยครั้งและส่งผล

ให้ระบบไม่สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำสเปกตรัมในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM จึงมีได้อาศัยวิธีการดังกล่าวตามมาตรฐาน IS-95 เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ทุกตัวจะใช้วงจรถ่ายทอดรหัสเอ็ม-ซีเควนชุดเดียวกัน แต่จะอาศัยการเลื่อนชิปไปด้วยจำนวนที่แตกต่างกันหรือกล่าวว่ามีการใช้ค่าออฟเซตที่ต่างกัน และอาศัยคุณสมบัติออสซิลเลชันของรหัสเอ็ม-ซีเควนในการแยกแยะผู้ใช้แต่ละรายแทน ระบบที่อาศัยการทำงานในลักษณะนี้จะต้องมีกรรมวิธีการควบคุมค่าออฟเซตให้ถูกต้องตลอดเวลา เนื่องจากสภาพแวดล้อมและลักษณะการใช้งานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ยังจัดว่ายังไม่ซับซ้อนมากนัก เพราะในหลายองค์ประกอบของระบบเราสามารถควบคุมได้ ฉะนั้นในทางปฏิบัติเราสามารถดูแลและจัดการกับปัญหาดังกล่าวนี้ได้

อย่างไรก็ตาม การใช้งานสเปกตรัมในระบบสื่อสารเฉพาะกิจบางอย่าง เช่น ระบบสื่อสารเคลื่อนที่ของวงการทหาร องค์ประกอบของระบบหลายส่วนขาดต่อการควบคุม อีกทั้งความต้องการใช้งานระบบก็มีความยุ่งยากซับซ้อนมากกว่าระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่มาก ทำให้การใช้วงจรถ่ายทอดรหัสเอ็ม-ซีเควนเพียงชุดเดียวและอาศัยค่าออฟเซตที่ต่างกันไม่สามารถใช้กับสภาพแวดล้อมดังกล่าวได้อย่างมีประสิทธิภาพ ด้วยเหตุนี้ ความต้องการในการพัฒนารหัสชนิดใหม่ที่คุณสมบัติที่ดีกว่ารหัสเอ็ม-ซีเควนจึงเป็นสิ่งจำเป็น และในราวปี ค.ศ.1967 Robert Gold ได้พัฒนารหัสชนิดใหม่ขึ้นซึ่งในภายหลังเป็นที่รู้จักกันทั่วไปในชื่อ รหัสโกลด์ (Gold code) รหัสแบบนี้สร้างขึ้นจากวงจรถ่ายทอดรหัสเอ็ม-ซีเควน 2 ชุดที่มีความยาวเท่ากัน แต่สร้างขึ้นจากพหุนามตัวกำเนิดที่ต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.7 จากรูปจะเห็นว่าโครงสร้างของรหัสโกลด์ประกอบขึ้นจากการนำลำดับชิปของรหัสเอ็ม-ซีเควนที่กำเนิดจากพหุนามตัวกำเนิด  $f_1(x)$  และ  $f_2(x)$  มาบวกกันแบบมอดูโล 2 ทีละชิป และผลลัพธ์ที่ได้ก็คือ ลำดับของชิปของรหัสโกลด์ตามต้องการ



รูปที่ 2.7 โครงสร้างทั่วไปของวงจรถ่ายทอดรหัสเอ็ม-ซีเควน

จุดที่น่าสนใจของรหัสโกลด์คือ สามารถใช้กำเนิดลำดับชิปรูปแบบต่าง ๆ ได้มากมาย หาเปรียบเทียบกับรหัสเอ็ม-ซีเควนที่ใช้ Shift Register ทั้งหมด  $r$  ตัวเท่ากัน กรณีรหัสเอ็ม-ซีเควนจะให้ลำดับชิปที่มีคาบความยาวเท่ากับ  $P = 2^r - 1$  และมีชุดรหัสเอ็ม-ซีเควนที่แตกต่างกันได้ทั้งหมดเท่ากับจำนวนพหุนามพริมีทีฟซึ่งสามารถหาได้จากสมการ 9.9 เช่น สำหรับ  $r = 9$  จะมีรหัสเอ็ม-ซีเควนได้เท่ากับ 48 ชุด ดูตัวอย่างสำหรับ  $r$  ค่าอื่น ๆ ได้ในตารางที่ 9.2 ส่วนกรณีของรหัสโกลด์เมื่อใช้ ชิฟต์รีจิสเตอร์ทั้งหมด  $r$  ตัวในแต่ละบล็อก จะสามารถให้ลำดับชิปที่มีคาบความยาวเท่ากับ  $P = 2^r - 1$  เท่ากับกรณีรหัสเอ็ม-ซีเควนแต่จะมีชุดรหัสโกลด์ที่แตกต่างกันได้มากถึง  $2^r + 1$  ชุด เช่น สำหรับ  $r = 9$  จะมีรหัสโกลด์อยู่จำนวน 513 ชุด ซึ่งมากกว่ากรณีของรหัสเอ็ม-ซีเควนเป็นเอกสารเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เดวมาก นอกจากนี้ถ้านำลำดับซิปที่ได้จากระหัสโกลด์คู้โคคู่หนึ่งมาพิจารณาในเชิงอัตสหสัมพันธ์ข้ามพบว่า เราสามารถทราบค่าขอบเขตสูงสุดได้ ซึ่งในประเด็นนี้จะได้กล่าวถึงในลำดับต่อไป

### 2.3 ทฤษฎีของเทคนิคเซฟเชิงเส้น

เทคนิคเซฟเชิงเส้น (Linear chirp) หรืออาจเรียกอีกชื่อหนึ่งว่าสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น (Linear frequency modulation) [8] เป็นสัญญาณที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้อย่างมากในระบบเรดาร์ ซึ่งสัญญาณที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในงานด้านนี้ยังมีอยู่อีกหลายแบบด้วยกัน โดยแต่ละแบบจะมีลักษณะเฉพาะตัวและวิธีการสร้างสัญญาณนั้นๆ ที่แตกต่างกันออกไป ดังจะกล่าวในหัวข้อถัดไป รวมถึงตัวอย่างการนำสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น ไปประยุกต์ใช้ในการสร้างสัญญาณบีบอัดพัลส์ (Pulse compression) ซึ่งเป็นเทคนิคที่เป็นประโยชน์มากสำหรับการใช้งานในยุทธวิธีทางทหาร

#### 2.3.1. สัญญาณในระบบเรดาร์

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

กำลังเชิงสเปกตรัม (Power Spectrum) ของสัญญาณใดๆ สามารถหาได้จากการแปลงฟูเรียร์ (Fourier transform) ของฟังก์ชันอัตสหสัมพันธ์ (Autocorrelation Function) ของสัญญาณนั้นๆ ซึ่งฟังก์ชันอัตสหสัมพันธ์ของสัญญาณยังมีผลต่อความแม่นยำในการใช้งานด้วย นั่นคือกราฟอัตสหสัมพันธ์ที่แคบจะทำให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณกว้าง ซึ่งเป็นผลให้มีความแม่นยำที่ดี โดยที่แบนด์วิดท์และฟังก์ชันอัตสหสัมพันธ์จะขึ้นอยู่กับรูปแบบการมอดูเลตของสัญญาณ ไชน์ที่อยู่ภายในพัลส์นั่นเอง

ลักษณะโดยทั่วไปของสัญญาณพัลส์ จะแสดงดังสมการนี้

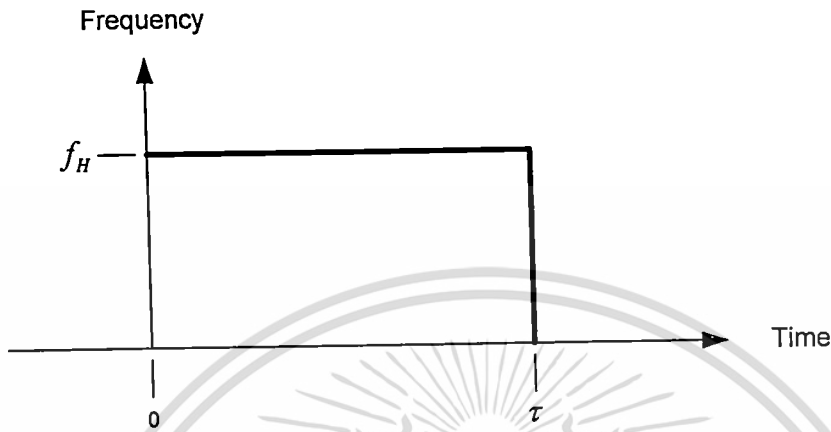
$$v_{TX}(t) = [u(0) - u(\tau)]A_T \cos[\phi_T(t) + \phi_{T0}] \quad (2.4)$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสัมพันธ์นี้แสดงให้เห็นว่าสัญญาณแต่ละชนิดจะมีความแตกต่างกันที่ฟังก์ชันของเฟส  $\phi_T(t)$  ในเกือบทุกๆกรณีเฟสของสัญญาณที่ส่งจะมีเท่ากับศูนย์และจะถูกกำหนดค่าเฟสอ้างอิงของระบบไว้

2.3.1.1 สัญญาณพัลส์คลื่นต่อเนื่อง



รูปที่ 2.8 แสดงสัญญาณพัลส์คลื่นต่อเนื่อง(CW) ในแกนความถี่กับเวลา

โดยปกติแล้วสัญญาณเรดาร์แบบคลื่นต่อเนื่อง (Continuous wave: CW) จะมีสัญญาณไซน์ (sinusoid) บรรจบอยู่ในช่วงเวลาของพัลส์ที่เหลื่อม ซึ่งจะมีค่าความถี่ที่ตลอดช่วงเวลาของพัลส์ ดังแสดงในรูปที่ 2.8 และ 2.9 โดยจะแสดงสัญญาณในโดเมนเวลา ดังรูปที่ 2.9 และแสดงสเปกตรัมของสัญญาณในรูปที่ 2.9 จากสมการที่ 2.4 เรากำหนดความถี่ให้เป็นความถี่คงที่  $f_0$  ซึ่งจะมีผลโดยตรงกับเทอมของเฟสในสมการ โดยสามารถแสดงสัมพันธ์ระหว่างเฟสและความถี่ ได้ดังนี้

$$\phi(t) = \int \omega(t) dt \tag{2.5}$$

$$\omega(t) = 2\pi f(t) \tag{2.6}$$

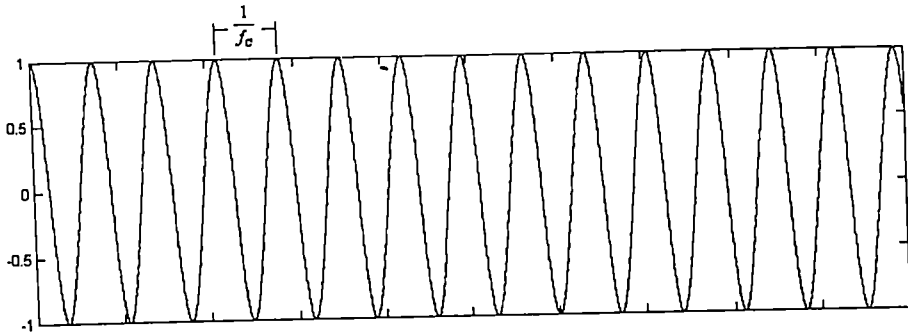
$$f(t) = f_0$$

โดยที่  $f(t)$  คือ ฟังก์ชันความถี่ตามเวลาของสัญญาณ

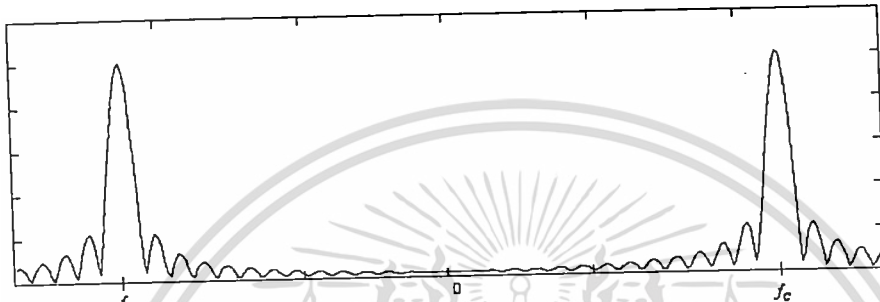
$f_0$  คือ ความถี่ของสัญญาณชาयน์

$\omega(t)$  คือ ฟังก์ชันความถี่เชิงมุม(Radian frequency) ของสัญญาณ

67405



(a)



(b)

รูปที่ 2.9 แสดงสัญญาณคลื่นต่อเนื่อง (CW)

- (a) รูปสัญญาณทางเวลา  
(b) สเปกตรัมของสัญญาณ

จากสมการที่ 2.5 เรานำไปประยุกต์ในสมการที่ 2.4 จะสามารถสร้างสัญญาณที่มีเฟสดังนี้

$$\phi_{cw}(t) = 2\pi f_0 t \quad (2.7)$$

โดย  $\phi_{cw}(t)$  คือ เทอมเฟสในสมการที่ 2.7

$t$  คือ เวลาตั้งแต่จุดเริ่มต้นของพัลส์

แบนด์วิดท์ของสัญญาณเรดาร์แบบคลื่นต่อเนื่องจะขึ้นอยู่กับ ความกว้างพัลส์ซึ่งมีผลต่อการตรวจจับ และความแม่นยำของสัญญาณ โดยสเปกตรัมจะเป็นไปตามเงื่อนไขดังนี้

- เอนVELOPE (Envelope) ของสเปกตรัมจะมีลักษณะเป็นฟังก์ชันซิงค์ (Sinc function) ซึ่งสัมพันธ์กับความกว้างของพัลส์ โดยสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\text{Sinc}(X) = \frac{\text{Sin}(\pi X)}{(\pi X)} \quad (2.8)$$

$$E(f) = \frac{\text{Sin}[\pi(f - f_0)\tau]}{[\pi(f - f_0)\tau]} \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $E(f)$  คือ เอนเวโลปของสเปกตรัม

$f_0$  คือ ความถี่กลาง

$\tau$  คือ ความกว้างของพัลส์

- ความถี่กลาง ( $f_0$ ) บนสเปกตรัมคือ ความถี่ของสัญญาณชาบนในพัลส์
- แอมพลิจูดของสเปกตรัม จะเป็นสัดส่วนกับพื้นที่ใต้เอนเวโลปของสัญญาณในโดเมนเวลา และแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณในโดเมนเวลาก็เป็นสัดส่วนกับพื้นที่ใต้สเปกตรัมด้วย
- แบนด์วิดท์ของแมทช์ฟิลเตอร์ (Matched filter) จะสัมพันธ์กับความกว้างพัลส์

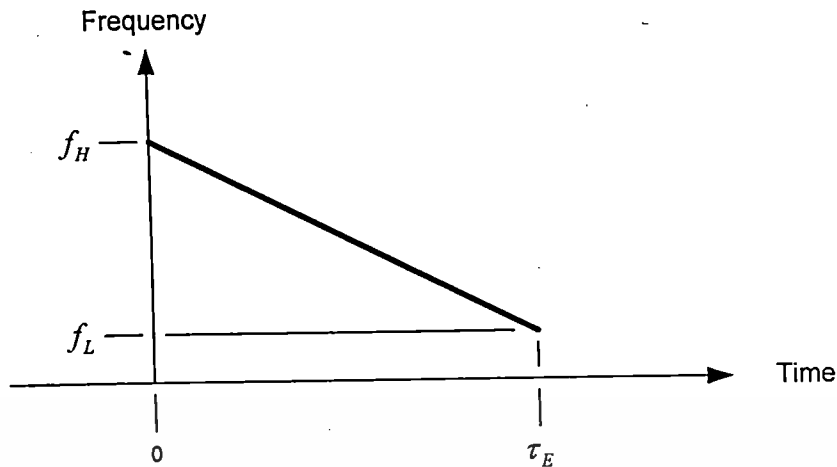
$$B \approx \frac{1}{\tau}$$

$$B\tau \approx 1$$

โดยที่  $B$  คือ แบนด์วิดท์ของแมทช์ฟิลเตอร์ของสัญญาณ

### 2.3.1.2 สัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น

สัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น (Linear frequency modulation : LFM) เป็นสัญญาณที่ใช้ในงานด้านเรดาร์อีกชนิดหนึ่ง ซึ่งตัวสัญญาณจะมีลักษณะกวาดความถี่ไปตลอดช่วงของพัลส์ ที่ถูกเรียกชื่อเช่นนี้เพราะสัญญาณในแกนความถี่กับเวลา จะมีลักษณะเป็นเส้นตรงไปตามแนวพัลส์ที่ส่ง ดังแสดงในรูปที่ 2.18 นอกจากนี้สัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้นยังรู้จักกันในอีกชื่อหนึ่งว่า สัญญาณเชิพ (Chirp signal) และเราจะเรียกสัญญาณในรูปที่ 2.18 ว่า เชิพลง (Down chirp) เพราะมีลักษณะกวาดความถี่ลงตามเวลา ในทางตรงกันข้ามถ้าสัญญาณมีลักษณะกวาดความถี่จากต่ำไปหาความถี่สูงแล้วเราจะเรียกว่าเชิพขึ้น (Up chirp) ทั้งสัญญาณที่มีการมอดูเลตชนิดนี้และชนิดอื่น ๆ นั้นความของแบนด์วิดท์จะขึ้นอยู่กับชนิดของการมอดูเลต ไม่ใช่ความกว้างของพัลส์ นั่นคือเราสามารถมอดูเลตสัญญาณที่มีลักษณะแบนด์วิดท์กว้างไปพร้อมกับมีพัลส์กว้างได้



รูปที่ 2.10 แสดงสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น(LFM)ในแกนความถี่กับเวลา

สัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น(LFM) สามารถอธิบายตามสมการที่ 2.7 ด้วยเทอมเฟสในสมการที่ 2.8 และ 2.9 โดยฟังก์ชันความถี่  $f(t)$  ที่อยู่ในพัลส์จะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้น(Linear function) ตามเวลา ดังนั้นอัตราส่วนของความถี่ต่อเวลาในพัลส์จึงเป็นค่าคงที่ โดยแสดงความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{df_{LFM}(t)}{dt} = \frac{(f_B - f_F)}{\tau_E} \quad (2.10)$$

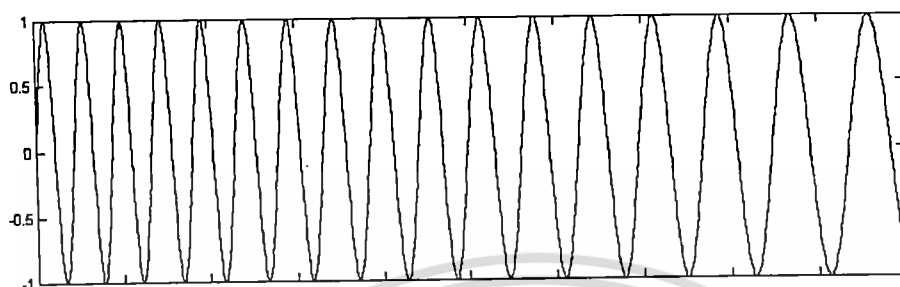
โดยที่  $f_{LFM}(t)$  คือ ความถี่ชั่วขณะ(Instantaneous frequency) ที่อยู่ในพัลส์ ซึ่งจะแปรผันตามเวลา  
 $\frac{d}{dt}$  คือ ค่าอัตราส่วนต่อเวลา(Time derivative)  
 $f_B$  คือ ความถี่ที่จุดเริ่มต้นในพัลส์  
 $f_F$  คือ ความถี่ที่จุดสิ้นสุดในพัลส์  
 $\tau_E$  คือ ความเวลาของพัลส์

ในรูปที่ 2.11 และ 2.12 จะเป็นสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้นแบบเชิพลง(Down chirp) ซึ่งมีความถี่เริ่มต้นเป็นความถี่สูง( $f_H$ ) และมีความถี่สิ้นสุดเป็นความถี่ต่ำ( $f_L$ ) โดยความถี่ชั่วขณะที่อยู่ในพัลส์จะมีค่าเท่ากับผลการอินทิเกรต(Integration) ของสมการที่ 2.10 ซึ่งค่าคงที่(Constant) ที่ได้จากผลการอินทิเกรตจะเท่าค่าความถี่เริ่มต้นนั่นเอง ดังแสดงความสัมพันธ์ดังนี้

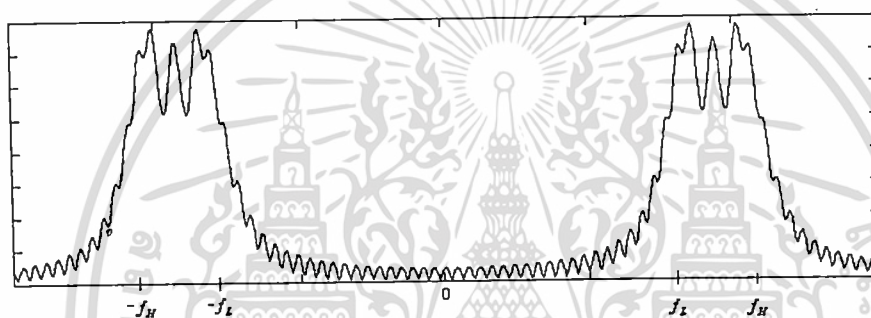
$$f_{LFM}(t) = \left[ \frac{(f_B - f_F)}{\tau_E} \right] t + f_B \quad (2.11)$$

เอกสารนี้ จากสมการที่ 2.5 และ 2.6 เราสามารถสร้างสมการเฟสของสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น(LFM) ได้ดังนี้  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\phi_{LFM}(t) = \frac{\pi(f_B - f_F)}{\tau_E} t^2 + 2\pi f_B t + \phi_{T0} \quad (2.12)$$



(a)



(b)

รูปที่ 2.11 แสดงสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น(LFM)

(ก) รูปสัญญาณทางเวลา(Down Chirp)

(ข) สเปกตรัมของสัญญาณ

สัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น (LFM) และสเปกตรัมที่ถูกคำนวณออกมาและคุณลักษณะของสเปกตรัมของสัญญาณ จะเป็นไปตามเงื่อนไขนี้

- เอนเวโลปของสเปกตรัมจะไม่ลักษณะเป็นสี่เหลี่ยม(Rectangular) และลักษณะของพื้นที่ผลคูณของความกว้างพัลส์และแบนด์วิดท์(Pulsewidth-Bandwidth product หรือ Time-Bandwidth product) จะเป็นสี่เหลี่ยม
- ความถี่กลาง ( $f_0$ ) บนสเปกตรัมของสัญญาณจะอยู่ระหว่างความถี่สูงและความถี่ต่ำนั้นคือ

$$f_0 = \frac{(f_H + f_L)}{2} \quad (2.13)$$

โดยที่  $f_H$  คือ ความถี่สูงของการกวาดความถี่ในพัลส์

$f_L$  คือ ความถี่สูงของการกวาดความถี่ในพัลส์

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

$$\tau_E B \gg 1 \quad (2.14)$$

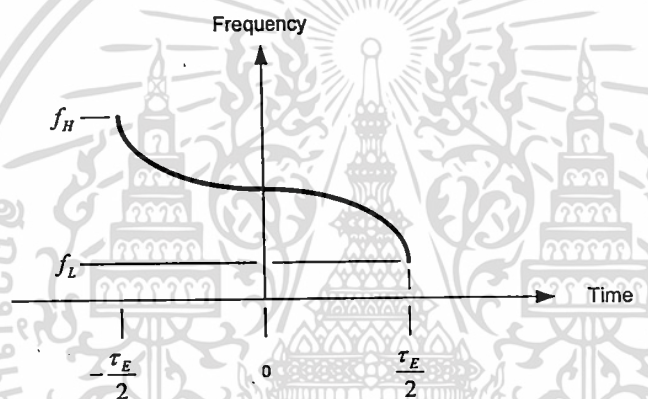
$$\tau_C B \approx 1 \quad (2.15)$$

$$B \approx f_H - f_L \quad (2.16)$$

$$\tau_C \approx \frac{1}{B} \quad (2.17)$$

โดยที่  $\tau_C$  คือ คาบเวลาของพัลส์บีบอัด

### 2.2.1.3 สัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้น



รูปที่ 2.12 สัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้นในทางความถี่-เวลา

สัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้น (Non-Linear frequency modulation : NLFM) จะลักษณะกวาดความถี่ไปตลอดพัลส์ แต่ไม่เป็นฟังก์ชันเชิงเส้นตามเวลา โดยจะมีสัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้นที่แตกต่างกันอยู่มากมายซึ่งทุกๆแบบจะมีความสัมพันธ์ของความถี่-เวลา และลักษณะของสเปกตรัมที่เฉพาะตัวในแต่ละสัญญาณ ตัวอย่างลักษณะความสัมพันธ์ความถี่-เวลารูปแบบหนึ่งจะแสดงในรูปที่ 2.12 กราฟสัญญาณทางความถี่-เวลานี้เป็นสมการกำลังสองแบบไม่สมมาตร (Non-Symmetrical quadratic) ซึ่งมีลักษณะเป็นกราฟพาราโบลา (Parabola) ที่แยกออกเป็นช่วงแรกและช่วงหลัง ดังแสดงในสมการที่ 2.18 โดยสัญญาณจะเป็นแบบเชิงพลง ในเทอมแรกของการจะเป็นความถี่ช่วงครึ่งแรกของพัลส์และเทอมที่สองของการจะเป็นความถี่ช่วงครึ่งหลังของพัลส์

$$f_{NLFM}(t) = + \left\{ \left[ u\left(\frac{-\tau_E}{2}\right) - u(0) \right] \frac{4(f_B - f_0)}{\tau_E^2} t^2 + f_0 \right\} + \left\{ \left[ u(0) - u\left(\frac{\tau_E}{2}\right) \right] \frac{4(f_F - f_0)}{\tau_E^2} t^2 + f_0 \right\} \quad (2.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $f_{NLFQ}(t)$  คือ ความถี่ของสัญญาณซึ่งเป็นสมการกำลังสองไม่เชิงเส้น  
 $u(t)$  คือ ฟังก์ชันยูนิตสเตป (Unit step function)  
 $\tau_E$  คือ คาบเวลาของพัลส์  
 $f_B$  คือ ความถี่เริ่มต้น  
 $f_0$  คือ ความถี่กลาง  
 $f_F$  คือ ความถี่สิ้นสุด

ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เริ่มต้น ความถี่กลางและความถี่สิ้นสุดของสมการข้างต้นสามารถอธิบายได้ดังนี้

$$f_0 = \frac{(f_B - f_F)}{2} \quad (2.19)$$

คุณประโยชน์อีกอย่างหนึ่งของสัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้น (NLFM) คือ จะถูกนำไปใช้ในกระบวนการบีบอัดพัลส์ (Pulse compression) ซึ่งสัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้นจะมีผลโดยตรงสำหรับการประมวลสัญญาณแบบนี้

สเปกตรัมของสัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้น (NLFM) จะขึ้นอยู่กับคุณลักษณะทางความถี่-เวลา ซึ่งสเปกตรัมของสัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้นจะเป็นไปตามเงื่อนไขต่อไปนี้

- เอนVELOPE ของสเปกตรัมจะขึ้นอยู่กับฟังก์ชันความถี่กับเวลาของสัญญาณ
- ความถี่กลางของสเปกตรัม จะอยู่ระหว่างความถี่สูงสุดและความถี่ต่ำสุด แต่ไม่จำเป็นต้องอยู่ที่ตำแหน่งจุดกึ่งกลางของพัลส์เวลา โดยจะขึ้นอยู่กับฟังก์ชันความถี่กับเวลา
- แบนด์วิดท์ของแมทซ์ฟิลเตอร์จะไม่ขึ้นอยู่กับความกว้างของพัลส์ แต่จะสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ของการกวาดความถี่และฟังก์ชันความถี่กับเวลา อธิบายได้ดังนี้

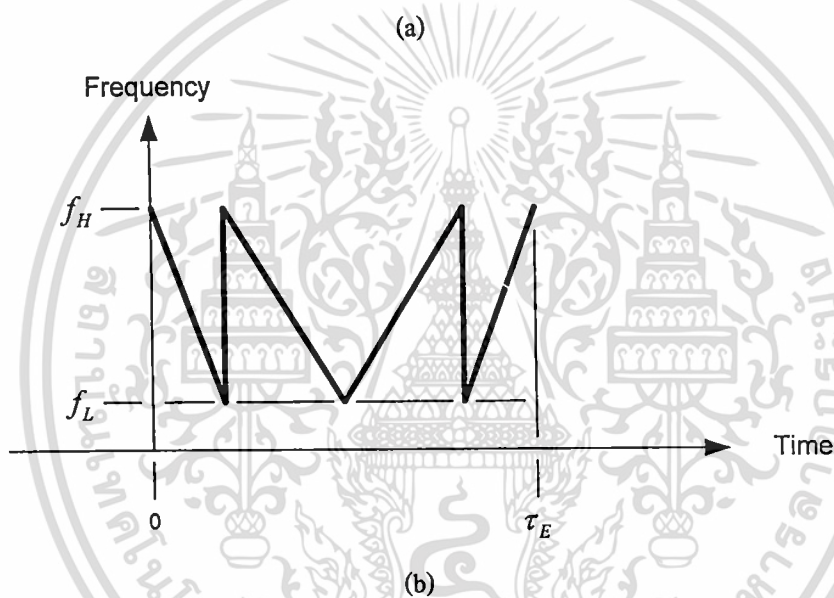
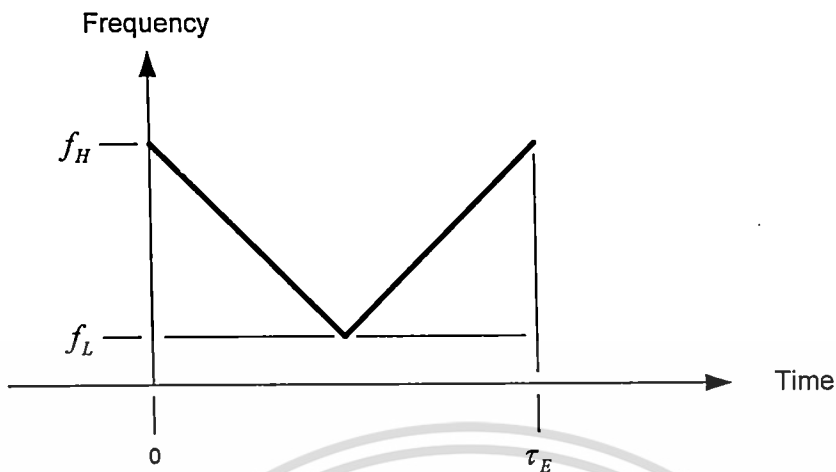
$$\tau_c B \gg 1 \quad (2.20)$$

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

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

#### 2.3.1.4 สัญญาณวี-เอ็ฟเอ็ม

สัญญาณวี-เอ็ฟเอ็ม (V-FM) จะประกอบด้วยความถี่กวาดที่กวาดไปยังทิศทางหนึ่งสำหรับช่วงแรกของพัลส์ และกวาดไปยังอีกทิศทางหนึ่งในช่วงถัดไปของพัลส์ การกวาดความถี่อาจไม่จำเป็นอาจไม่จำเป็นต้องมีลักษณะฟังก์ชันเชิงเส้นเสมอไปก็ได้ โดยในที่นี้จะแยกสัญญาณวี-เอ็ฟเอ็ม เป็น 2 ชนิด คือ สัญญาณวี-เอ็ฟเอ็มแบบง่าย (Simple V-FM) และแบบซับซ้อน (Complex V-FM) ดังแสดงในรูป 2.13 ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 แสดงสัญญาณวี-เอ็ฟเอ็มในทางความถี่-เวลา

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

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

สเปกตรัมของสัญญาณวี-เอ็ฟเอ็มแบบง่าย จะเหมือนกับสเปกตรัมของแสดงสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น ในรูปที่ 2.13 และเป็นไปตามเงื่อนไขต่อไปนี้

- เอนเวโลปของสเปกตรัมจะมีลักษณะคล้ายรูปสี่เหลี่ยมถ้าการกวาดความถี่เป็นฟังก์ชันเชิงเส้นตามเวลา และลักษณะเอนเวโลปของสเปกตรัมยังเปลี่ยนแปลงไปตามลักษณะการกวาดความถี่ด้วย
- ความถี่กลางของสเปกตรัม( $f_0$ ) จะอยู่ระหว่างความสูงสุดและต่ำสุด ถ้าการกวาดความถี่เป็นแบบเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_0 = \frac{(f_H - f_L)}{2} \quad \text{(Linear sweep)} \quad (2.23)$$

- แบนด์วิดท์ของแมทซ์ฟิลเตอร์จะไม่ขึ้นกับความกว้างของพัลส์ แต่จะสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ของการกวาดความถี่และฟังก์ชันความถี่กับเวลา

$$\tau_E B \gg 1 \quad (2.24)$$

$$B \approx f_H - f_L \quad \text{(Linear sweep)} \quad (2.25)$$

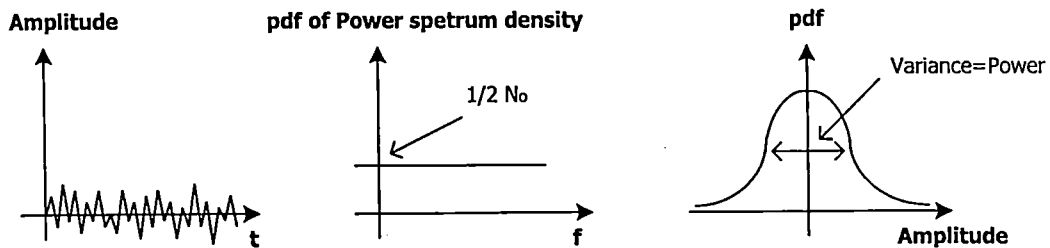
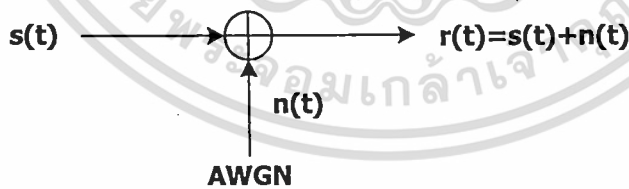
$$\tau_C \approx \frac{1}{B} \quad (2.26)$$

## 2.4 ทฤษฎีการจางหายบนช่องสัญญาณ

### 2.4.1. ช่องสัญญาณรบกวนขาว (AWGN)

จากรูปที่ 2.14 สัญญาณรบกวนในระบบสื่อสารนั้นส่วนมากจะจำลองให้เป็นแบบ ช่องสัญญาณรบกวนขาว ซึ่งมีความหนาแน่นสเปกตรัมเป็นแบบยูนิฟอร์ม (Uniform Spectrum Density) และแอมพลิจูดมีการแจกแจงแบบเกาส์ (Gaussian Distribution) โดยปกติแล้วสัญญาณรบกวนทางอุณหภูมิ (Thermal Noise) และสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า (Electrical Noise) ที่เกิดจากการขยายสัญญาณนั้นจะมีคุณสมบัติของสัญญาณรบกวนขาว ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถจำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ได้ ซึ่งฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability Density Function) ของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN สามารถแสดงได้ตามสมการที่ 2.27

$$\Phi_{nn}(f) = \frac{1}{2} N_0 \quad (2.27)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนรูปที่ 2.14 คุณสมบัติของช่องสัญญาณรบกวนขาวไว้ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.4.2 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบ Rayleigh

โดยทั่วไปการใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่ของผู้ใช้ มักอยู่สูงจากพื้นผิวไม่เกิน 3 เมตร ดังนั้นสัญญาณที่ส่งผ่าน จะเกิดการสะท้อนกับพื้นดินหรือสิ่งต่างๆ รอบข้างอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ ซึ่งการสะท้อนของคลื่นเหล่านี้ส่งผล ให้สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับประกอบด้วยสัญญาณที่แพร่มาจากภาคส่งมากกว่าหนึ่งทิศทางและโดยทั่วไปแล้ว สัญญาณเหล่านี้มักจะเดินทางมาถึงภาครับด้วยเวลาที่แตกต่างกัน และมีขนาดที่แตกต่างกันด้วยเมื่อสัญญาณ เหล่านี้มารวมเข้าด้วยกัน จะได้สัญญาณที่มีแอมพลิจูดแปรเปลี่ยนอย่างมาก ปัญหานี้มีชื่อเรียกว่ามัลติพาทเฟ คดิงไม่เพียงเท่านั้นถ้าเราพิจารณาเพิ่มเติมถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นเมื่อนำปัญหาของคอปเปอเรอร์ชิฟต์มาคิด ประกอบด้วย กล่าวคือจะรวมเอาผลกระทบของคอปเปอเรอร์ชิฟต์ที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ภาครับ สัญญาณมาพิจารณาร่วมด้วย

พิจารณาการส่งผ่านสัญญาณไซนูซอยด์ความถี่เดียว  $f_0$  ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ  $a$  เมื่อนำมาแสดงใน รูปของเอกซ์โพเนนเชียลเชิงซ้อนจะได้เป็น

$$s(t) = a \exp(j2\pi f_0 t) \quad (2.30)$$

สัญญาณนี้เมื่อได้รับการส่งบนช่องสัญญาณมัลติพาท ภาครับจะได้รับสัญญาณนี้จากหลายทิศทาง โดยมีแอมพลิจูดและเฟสที่เปลี่ยนแปลงแตกต่างกันไป เมื่อนำสัญญาณส่วนต่าง ๆ เหล่านี้มาบวกรวมกันจะได้ เป็น

$$r(t) = \sum_{i=1}^n a_i \exp\{j[2\pi(f_0 + f_d \cos \theta_i)t + \phi_i]\} \quad (2.31)$$

ในสมการได้สมมติว่ามีสัญญาณที่รับได้ทั้งหมด  $n$  เส้นทาง แต่ละเส้นทางมีแอมพลิจูดเท่ากับ  $a_i$  มีค่า เฟสเท่ากับ  $\phi_i$  และค่าคอปเปอเรอร์ชิฟต์เท่ากับ  $f_d \cos \theta_i$  ซึ่งเป็นค่าที่ขึ้นกับทิศทางการมาถึงของสัญญาณเทียบกับ ทิศทางการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์รับสัญญาณ ( $\theta_i$ ) และค่าคอปเปอเรอร์ชิฟต์สูงสุดคือ  $f_d = \frac{v}{\lambda}$  เมื่อจัดรูป สัญญาณใหม่จะได้

$$r(t) = \exp(j2\pi f_0 t) \sum_{i=1}^n a_i \exp(j[2\pi f_d \cos \theta_i t + \phi_i]) \quad (2.32)$$

ถ้าหากเราจะจัดสัญญาณที่ได้นี้ให้อยู่ในรูป

$$r(t) = r \exp[j(2\pi f_0 t + \phi)] \quad (2.33)$$

จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} r \exp(j\phi) &= \sum_{i=1}^n a_i \exp(j[2\pi f_d \cos\theta_i t + \phi_i]) \\ &= \sum_{i=1}^n a_i \cos(2\pi f_d \cos\theta_i t + \phi_i) + j \sum_{i=1}^n a_i \sin(2\pi f_k \cos\theta_i t + \phi_i) \end{aligned} \quad (2.34)$$

เราสามารถเขียนความสัมพันธ์นี้ให้กระชับขึ้นในรูปของตัวแปร  $x$  และ  $y$  ดังนี้

$$r \exp(j\phi) = x + jy \quad (2.35)$$

โดย

$$x = \sum_{i=1}^n a_i \cos(2\pi f_d \cos\theta_i t + \phi_i) \text{ และ } y = \sum_{i=1}^n a_i \sin(2\pi f_k \cos\theta_i t + \phi_i) \quad (2.36)$$

สำหรับความสัมพันธ์ระหว่าง  $r$  และ  $x, y$  ก็สามารถแสดงได้ดังนี้

$$r^2 = x^2 + y^2 \quad (2.37)$$

$$x = r \cos \phi \quad (2.38)$$

$$y = r \sin \phi \quad (2.39)$$

เมื่อพิจารณาค่าของ  $x = \sum_{i=1}^n a_i \cos(2\pi f_d \cos\theta_i t + \phi_i)$  จะพบว่าเนื่องจากแอมพลิจูด  $a_i$  เป็นตัวแปรแรนดอม มุม  $\theta_i$  ระหว่างทิศทางการมาถึงของสัญญาณเทียบกับทิศทางการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์รับสัญญาณสามารถประมาณว่าเป็นตัวแปรแรนดอมที่มีการกระจายแบบยูนิฟอร์ม และเฟส  $\phi_i$  ก็เช่นกันสามารถประมาณว่าเป็นตัวแปรแรนดอมที่มีการกระจายแบบยูนิฟอร์มที่มีค่าอยู่ระหว่าง  $0$  ถึง  $2\pi$  ฉะนั้น  $x$  จึงเป็นค่าที่ได้จากการบวกตัวแปรแรนดอมจำนวน  $n$  ตัวเข้าด้วยกัน ซึ่งถ้าหาก  $n$  มีค่าใหญ่พอเราสามารถนำทฤษฎีบท central limit theorem มาใช้เพื่อสรุปว่าตัวแปรแรนดอม  $x$  มีการกระจายแบบ Gaussian โดยมีค่าเฉลี่ยเป็น  $0$  และมีเวเรียนซ์เท่ากับ  $\sigma_x^2$  ฉะนั้น ตัวแปรแรนดอม  $x$  มีการกระจายดังนี้

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x}} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}\right] \quad (2.40)$$

เราสามารถอาศัยแนวความคิดในลักษณะเดียวกันนี้ ในการพิจารณาถึงคุณลักษณะของตัวแปร

$$y = \sum_{i=1}^n a_i \sin(2\pi f_k \cos\theta_i t + \phi_i) \text{ ว่ามีการกระจายแบบเกาส์ด้วย โดยตัวแปรแรนดอม } y \text{ มีค่าเฉลี่ยเป็น } 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และมีแวกเรียนซ์  $\sigma_y^2$  ทั้งนี้  $\sigma_x^2 = \sigma_y^2$  และจะขอกำหนดให้เท่ากับ  $\sigma^2$  ฉะนั้นตัวแปรแรนดอม  $y$  มีการกระจายดังนี้

$$p(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_y}} \exp\left[-\frac{y^2}{2\sigma_y^2}\right] \quad (2.41)$$

เมื่อทราบถึงคุณลักษณะของ  $x$  และ  $y$  แล้ว เรื่องต่อไปที่จะพิจารณา คือ คุณลักษณะเชิงแอมพลิจูดของสัญญาณที่รับได้ ณ ภาครับ ซึ่งคือค่า  $r$  นั้นเอง จากสมการ 2.41 จะเห็นว่า  $r$  มีความสัมพันธ์โดยตรงกับ  $x$  และ  $y$  ฉะนั้นเราจะอาศัยคุณสมบัติการแปลงตัวแปรแรนดอมตามทฤษฎีความน่าจะเป็นจาก  $x$  และ  $y$  ไปเป็น  $r$  และ  $\phi$  การแปลงที่ว่านี้เป็นเรื่องที่ไม่ยากนัก ฉะนั้นเราจึงสามารถสรุปได้ว่า แอมพลิจูดของสัญญาณ  $r$  เป็นตัวแปรแรนดอมที่มีการกระจายแบบ Rayleigh (Rayleigh distribution) ดังนี้

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & r \geq 0 \\ 0 & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (2.42)$$

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

$$p(\phi) = \frac{1}{2\pi} \quad -\pi \leq \phi \leq \pi \quad (2.43)$$

### 2.3.4 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบ Rician

เป็นแบบจำลองการจางหายบนช่องสัญญาณที่เหมาะสมกับสภาวะแวดล้อมในเมืองซึ่งประกอบด้วยพารามิเตอร์ 2 ค่า และมีค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังสมการ

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2 - a^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left[\frac{ar}{\sigma^2}\right] \quad \text{เมื่อ } \beta \geq 0 \quad (2.44)$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.5 การแจกแจงบนช่องสัญญาณแบบ Nakagami

เป็นแบบจำลองการแจกแจงบนช่องสัญญาณที่ได้มาจากการทดลองและสามารถอธิบายปรากฏการณ์ของการเฟดดิ้งในบริเวณอื่นๆ ได้ดี เอกลักษณ์ของสัญญาณด้านรับจะเป็นผลบวกทางเวกเตอร์ของขนาดของสัญญาณ (signal strength) แบบจำลอง Nakagami ไม่ได้อธิบายรายละเอียดทางปัญหาด้านเฟส อย่างไรก็ตามแบบจำลอง Nakagami ยังสามารถอธิบายแบบจำลองอื่นๆ ได้ดีอีกด้วย สามารถแสดงค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังสมการ 2.45

$$p_{r_1}(r) = 2 \left( \frac{m_1}{\Omega_1} \right)^{m_1} \frac{r^{2m_1-1}}{\Gamma(m_1)} \exp \left[ -\frac{m_1}{\Omega_1} r^2 \right] \quad \text{เมื่อ } r \geq 0 \quad (2.45)$$

$$m_1 = \frac{\Omega_1^2}{E \left[ (r_1^2 - \Omega_1^2)^2 \right]} \geq 0.5 \quad (2.46)$$

โดยจุดเด่นของแบบจำลอง Nakagami คือ

(ก) เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลองและสอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในชนบทและเมืองใหญ่

(ข) เป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับการแจกแจงของแอมพลิจูด (amplitude distribution) ซึ่งแสดงด้วยตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ( $m$ ) ต่างๆ ดังนี้

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

### บทที่ 3

## การออกแบบและการทำแบบจำลองระบบ MLC-FH-CDMA

### 3.1 การออกแบบระบบ MLC-FH-CDMA

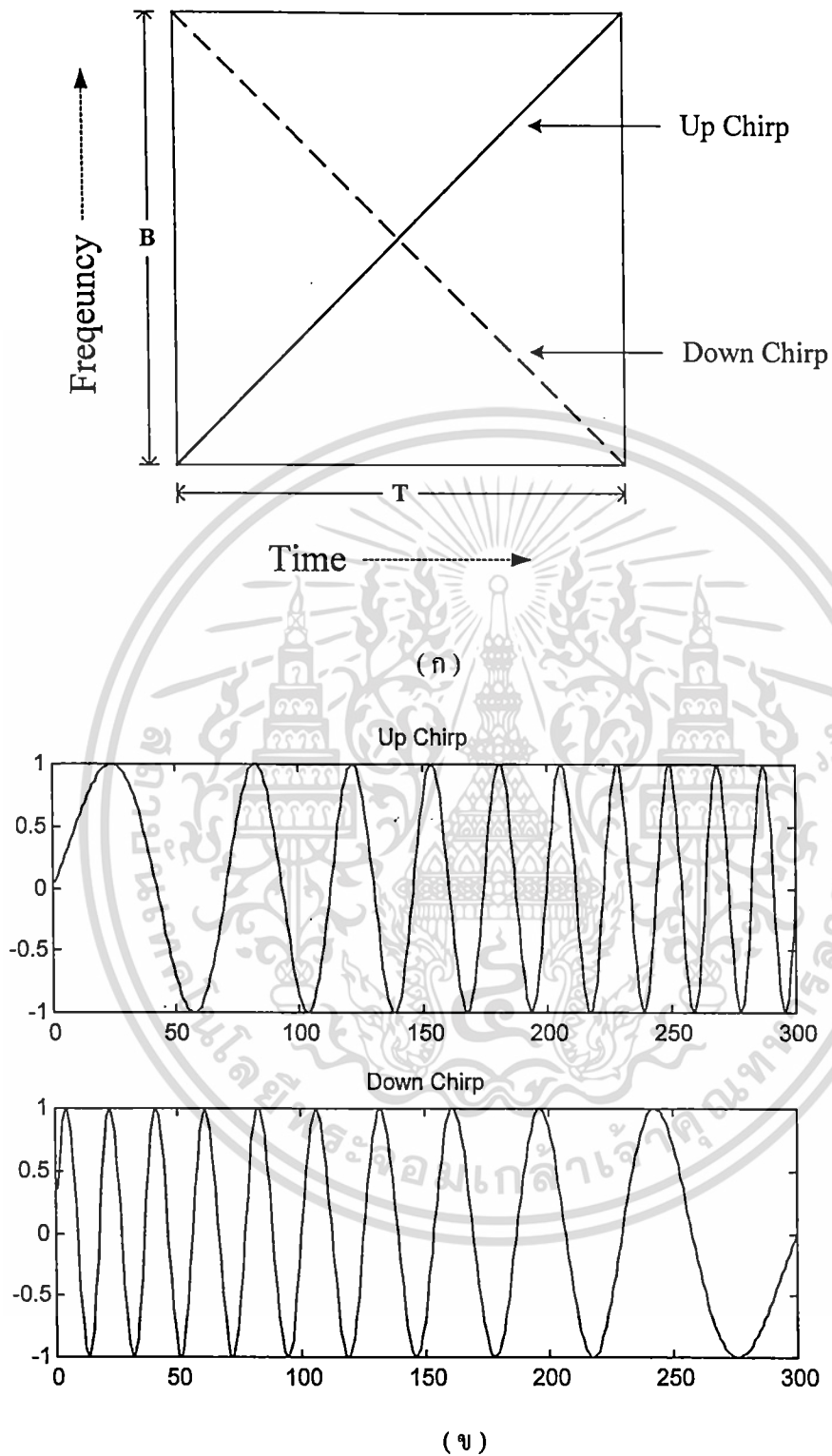
ระบบ MLC-FH-CDMA เป็นระบบที่ใช้แนวคิดในการแก้ปัญหาการชนความถี่ (Collision Problem) ด้วยการเปลี่ยนวิธีการมอดูเลตไปจากระบบเดิม ให้เป็นการมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น (Multi Linear Chirp Modulation : MLC) โดยการมอดูเลตวิธีนี้มีคุณสมบัติพิเศษที่สามารถแก้ปัญหาข้างต้นได้ ฉะนั้นในหัวข้อนี้จึงจะอธิบายถึงแนวคิดในการสร้างสัญญาณเซฟหลายความถี่เชิงเส้น (MLC) รวมถึงอธิบายการให้เห็นภาพการเกิดปัญหาการชนความถี่ พร้อมทั้งแนวคิดในการแก้ปัญหา ซึ่งยังผลให้สามารถปรับปรุงระบบได้อย่างมีประสิทธิภาพ

#### 3.1.1 การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น

การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น ถูกพัฒนาขึ้นมาจากเทคนิคการสร้างสัญญาณแบบ เซฟเชิงเส้น ซึ่งเป็นพื้นฐานสำคัญ ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงต้องอธิบายถึงเทคนิคเซฟเชิงเส้น ก่อนที่จะนำไปสู่เทคนิคการสร้างสัญญาณแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น ซึ่งเป็นแนวคิดสำคัญในระบบนี้

##### 3.1.1.1 เทคนิคเซฟเชิงเส้น

ในงานด้านเรดาร์เทคนิคเซฟเชิงเส้น (Linear Chirp หรือ LFM) ถูกนำไปใช้เป็นปัจจัยหลักในกระบวนการบีบอัดพัลส์สัญญาณ (Pulse Compression)[7] ซึ่งเป็นกระบวนการที่สำคัญมากในการประยุกต์ใช้ระบบเรดาร์ทางยุทธวิธี เพราะสัญญาณบีบอัดพัลส์มีลักษณะพิเศษทางแอมพลิจูดและเวลาที่ตีซึ่งสามารถเอื้ออำนวยต่อการใช้งานทางทหาร ด้วยเหตุที่กระบวนการบีบอัดพัลส์จะต้องเริ่มต้นจากการสร้างสัญญาณเซฟเชิงเส้น เป็นหลัก เพราะฉะนั้นเทคนิค เซฟเชิงเส้น จึงเป็นเทคนิคที่สำคัญและมีประโยชน์มาก ในวิทยานิพนธ์นี้ จึงได้นำเทคนิคเซฟเชิงเส้น มาประยุกต์ใช้



รูปที่ 3.1 แสดงสัญญาณเชิพเชิงเส้น (Linear chirp)

(ก) แกนเวลา-ความถี่

(ข) แกนเวลา-แอมพลิจูด

ในระบบ FH-CDMA ดังจะกล่าวในหัวข้อถัดไปซึ่งในหัวข้อนี้เราจะอธิบายถึงพื้นฐานของสัญญาณก่อน โดยเราสามารถแสดงขั้นตอนของสมการสัญญาณเชิพเชิงเส้น ได้ดังนี้[13] <sup>1</sup> นั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

โดยที่  $\theta(t)$  คือ ฟังก์ชันเฟส และ  $a(t)$  คือ เอ็นVELOPE ของสัญญาณชีพ ซึ่งจะเท่ากับ 0 เมื่ออยู่นอกคาบเวลา  $T$  โดยสามารถแสดงความถี่ชั่วขณะ (Instantaneous Frequency) ได้ดังนี้

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

และสามารถแสดงอัตราการชีพดังนี้

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

ซึ่งฟังก์ชัน  $\mu(t)$  จะแสดงถึงอัตราการเปลี่ยนแปลงของความถี่ชั่วขณะ ถ้าสัญญาณมีค่า  $\mu > 0$  จะเรียกว่า เชิพขึ้น (Up Chirp) และ  $\mu < 0$  เรียกว่า เชิพลง (Down Chirp) ดังแสดงในรูปที่ 3.1 (a) สำหรับสัญญาณชีพเชิงเส้นนั้นจะมี  $\mu(t)$  เป็นค่าคงที่ โดย  $f_M(t)$  ฟังก์ชันเชิงเส้นของเวลา  $t$  และจากสมการ (3.1) เมื่อนำมาอินทิเกรตหาฟังก์ชัน  $\theta(t)$  แล้วแทนลงในสมการที่ (3.3) เราสามารถแสดงสมการของสัญญาณชีพเชิงเส้นได้ดังนี้

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

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

และ  $a(t) = 0$  เมื่อ  $t > T$  และ  $t < 0$  ซึ่งสามารถเขียนความสัมพันธ์แบนด์  $B$  ในช่วงการเปลี่ยนแปลงของความถี่ชั่วขณะได้ดังนี้

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

โดยที่  $\mu$  คือ อัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ต่อคาบเวลา  
 $B$  คือ แบนด์วิคท์ของสัญญาณชีพเชิงเส้น  
 $T$  คือ คาบเวลาของสัญญาณชีพเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งเราจะเห็นว่า  $\mu$  ก็คือ ความชันของกราฟสัญญาณในแกนเวลา-ความถี่ (Time-Frequency) นั่นเอง ส่วนในรูปที่ 3.1 (b) จะแสดงรูปร่างของสัญญาณ  $s_c(t)$  แบบเชิฟขึ้น ที่ค่อยๆเพิ่มความถี่ขึ้นตามเวลา และแบบเชิฟลง ที่ค่อยๆลดความถี่ลงตามเวลา อีกค่าหนึ่งที่มีความสำคัญคือค่าผลคูณของเวลา-แบนด์วิดท์ (Time-Bandwidth Product : TB) ซึ่งบ่งบอกถึงการใช้ทรัพยากรทางเวลาและความถี่ของสัญญาณเชิฟเชิงเส้นที่สร้างขึ้น

### 3.1.1.2 เทคนิคเชิฟหลายความถี่เชิงเส้น (MLC)

เมื่อเรานำสัญญาณเชิฟเชิงเส้นมาทำให้มีอัตราการแปรเปลี่ยนความถี่เชิงเส้นเป็น 2 ระดับในหนึ่งคาบเวลากระโดดความถี่ ( $T_h$ ) ในระบบฟรีควมซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอด้วย[12] โดยแบ่งอัตราการแปรเปลี่ยนความถี่เชิงเส้นเป็น 2 ช่วง คือ ช่วงแรกและช่วงหลัง ( $\mu_f, \mu_b$ ) ซึ่งสัญญาณที่ได้จากกระบวนการนี้จะมีลักษณะรูปร่างทางแกนเวลา-ความถี่ ได้มากกว่าหนึ่งรูปสัญญาณเพราะเราสามารถกำหนดค่าอัตราส่วน  $\mu_f$  และ  $\mu_b$  ให้มีหลายอัตราได้ โดยสัญญาณที่มีค่า  $\mu$  หลายอัตราทั้งหมดที่ถูกสร้างขึ้นจะมีย่านความถี่อยู่ในช่วงแบนด์วิดท์เดียวกันดังแสดงในรูปที่ 3.2 จะเห็นว่า ถ้านำย่านความถี่ทั้งหมด ( $W_d$ ) และคาบเวลาทั้งหมด ( $T_h$ ) มาแบ่งเป็นช่วง ทั้งในทางความถี่และทางเวลา โดยแบ่งออกเป็นจำนวน  $M+1$  ช่วง ซึ่งจะได้ช่วงต่างความถี่แต่ละช่วงเท่ากับ  $\Delta f$  และ ช่วงต่างเวลาแต่ละช่วงเท่ากับ  $T_c$  โดยค่า  $\Delta f$  และ  $T_c$  นี้จะเป็นส่วนสำคัญในการคำนวณหาค่า  $\mu_f$  และ  $\mu_b$  ที่อัตราส่วนต่างๆ ซึ่งจะนำไปสู่การสร้างสัญญาณเชิฟเชิงเส้น ที่มีอัตราการแปรเปลี่ยนความถี่เชิงเส้น 2 ระดับ ทั้งหมดจำนวน  $M$  สัญญาณ ดังแสดงรูปสัญญาณทางเวลาในรูปที่ 3.3 ยิ่งไปกว่านั้น เราสามารถนำสัญญาณเชิฟเชิงเส้นทั้งหมดที่ถูกสร้างขึ้นมาใช้เป็นสัญญาณพาห้(Carrier Signal)ของผู้ใช้ จำนวนเท่ากับ  $M$  ผู้ใช้ ได้ เพราะฉะนั้นแต่ละผู้ใช้จะมีสัญญาณเชิฟเชิงเส้น ประจำตัว ที่ทำให้สัญญาณของแต่ละผู้ใช้ มีความแตกต่างกัน ซึ่งจะสามารถแยกแยะสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ ออกจากกันได้ด้วย ถึงแม้ว่าจะอยู่ในย่านความถี่เดียวกัน โดยเราจะกำหนดให้สัญญาณ เชิฟหลายความถี่เชิงเส้นแบบเชิฟขึ้นแทนข้อมูล '1' และให้สัญญาณเชิฟหลายความถี่เชิงเส้นแบบเชิฟลง แทนข้อมูล '0' ซึ่งสัญญาณเชิฟหลายความถี่เชิงเส้นสามารถอาศัยพื้นฐานจากสมการที่ 3.4 แล้วสร้างขึ้นได้ตามเงื่อนไขในสมการดังต่อไปนี้

#### สัญญาณเชิฟหลายความถี่เชิงเส้น(MLC) ช่วงแรกของแต่ละผู้ใช้

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- โดยที่ - เวลา  $t$  จะอยู่ในช่วง  $0 \leq t \leq mT_c$
- ความถี่เริ่มต้น ( $f_0$ ) ของ  $s_{f_1}(t)$  เท่ากับ  $f_{ch} - \frac{W_d}{2}$
  - ความถี่เริ่มต้น ( $f_0$ ) ของ  $s_{f_0}(t)$  เท่ากับ  $f_{ch} + \frac{W_d}{2}$
  - เฟสเริ่มต้น ( $\varphi_0$ ) ของ  $s_{f_1}(t)$  และ  $s_{f_0}(t)$  มีค่าเท่ากับ 0

และ

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

สัญญาณเชิงหลายความถี่เชิงเส้น(MLC) ช่วงหลังของแต่ละผู้ใช้

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

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

- 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

และ

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่	$f_{ch}$	คือ ความถี่กลางของแบนด์ความถี่กระโดด
	$W_d$	คือ แบนด์วิธของความถี่กระโดด ( Frequency Hop Band )
	$\mu_{fm}$	คือ อัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ช่วงแรกของผู้ใช้ลำดับที่ $m$
	$\mu_{bm}$	คือ อัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ช่วงหลังของผู้ใช้ลำดับที่ $m$
$m$		คือ ลำดับของผู้ใช้
	$M$	คือ จำนวนของผู้ใช้ทั้งหมด
	$T_h$	คือ คาบเวลาระหว่างกระโดดความถี่ (Hop Bit Duration)
	$\Delta f$	คือ ช่วงต่างความถี่ของแต่ละผู้ใช้ ( Separation Frequency )
	$T_c$	คือ ช่วงต่างเวลาของแต่ละผู้ใช้ ( Separation Time )

หลังจากนั้นเมื่อเราแทนข้อมูล '1' ด้วยสัญญาณชีพหลายความถี่เชิงเส้นแบบเชิฟขึ้น และแทนข้อมูล '0' ด้วยสัญญาณชีพหลายความถี่เชิงเส้นแบบเชิฟลงแล้ว เราสามารถลดรูปสมการที่ 3.6, 3.7, 3.9 และ 3.10 ให้อยู่ในความสัมพันธ์ดังนี้

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

$$0 \leq t \leq mT_c$$

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

$$mT_c \leq t \leq T_h$$

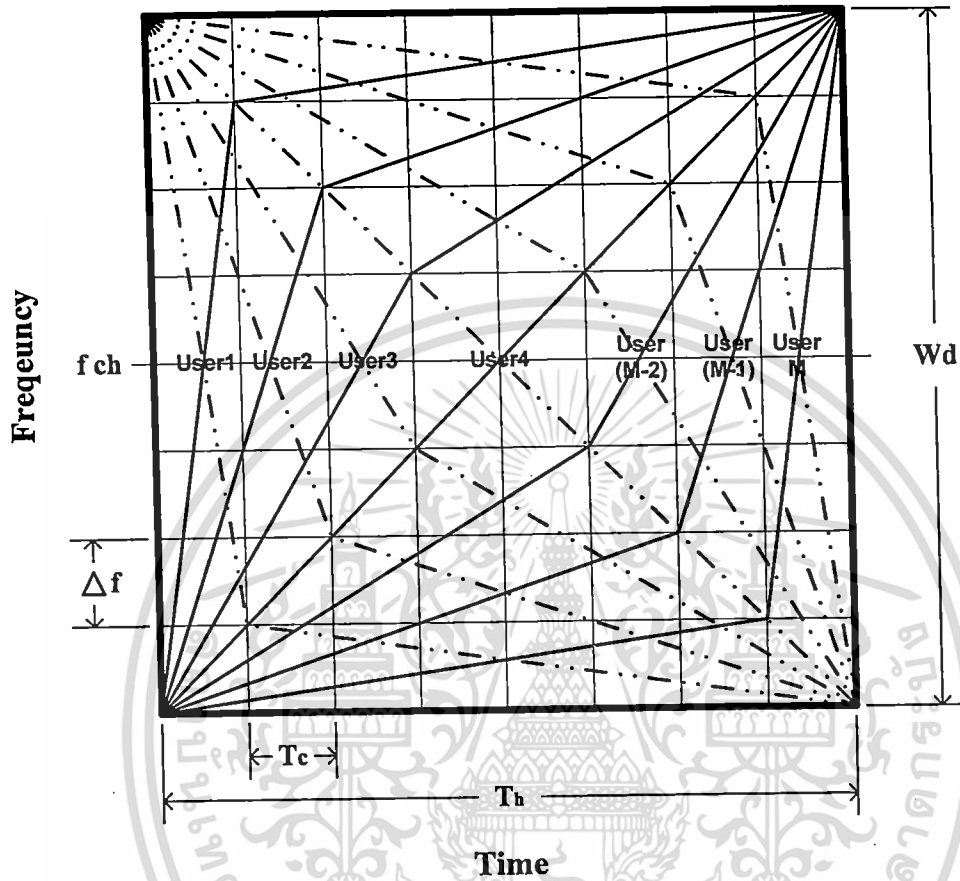
$$\text{โดยที่ } b(t) = \begin{cases} 1 & \text{เมื่อ บิตข้อมูล เท่ากับ '1' (Up Chirp)} \\ -1 & \text{เมื่อ บิตข้อมูล เท่ากับ '0' (Down Chirp)} \end{cases}$$

$$0 \leq t \leq T_h$$

เพราะฉะนั้นจากสมการที่ 3.14 และ 3.15 สัญญาณชีพหลายความถี่เชิงเส้น (MLC) ทั้งหมดในช่วงคาบเวลา  $T_h$  ของแต่ละผู้ใช้ สามารถแสดงได้ดังนี้

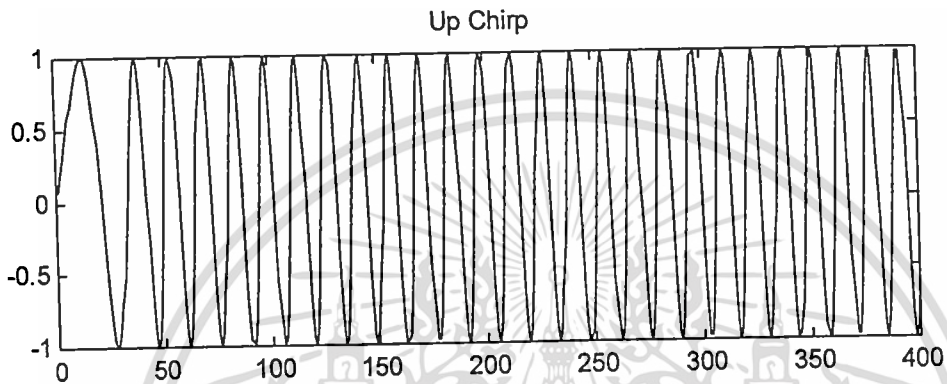
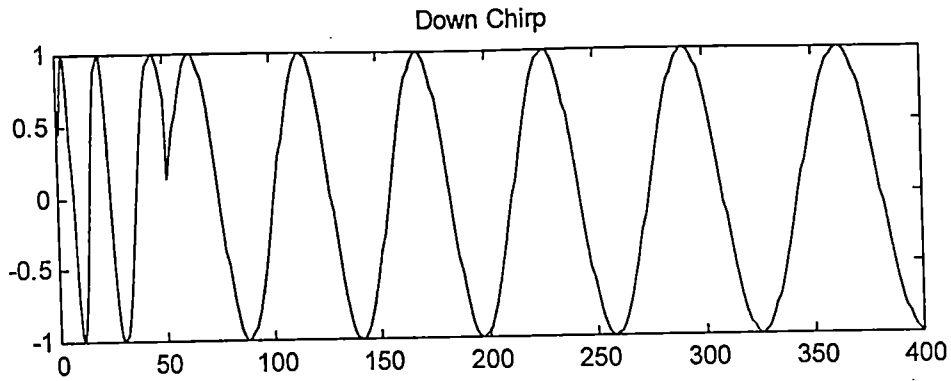
$$s_{mc}(t) = s_f(t) + s_b(t) \quad (3.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

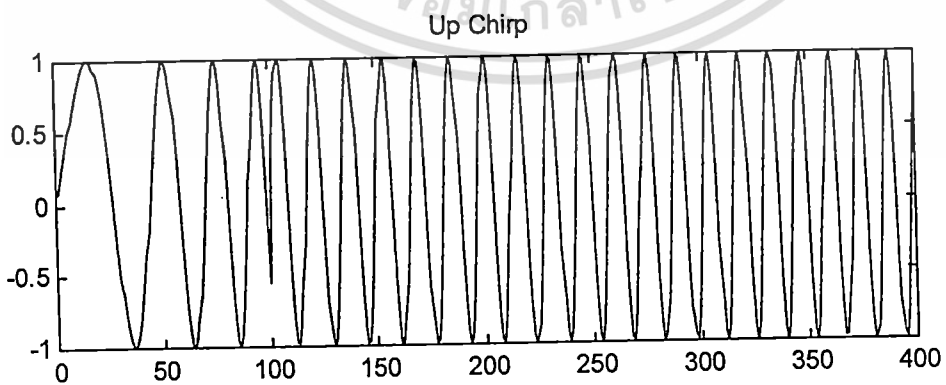
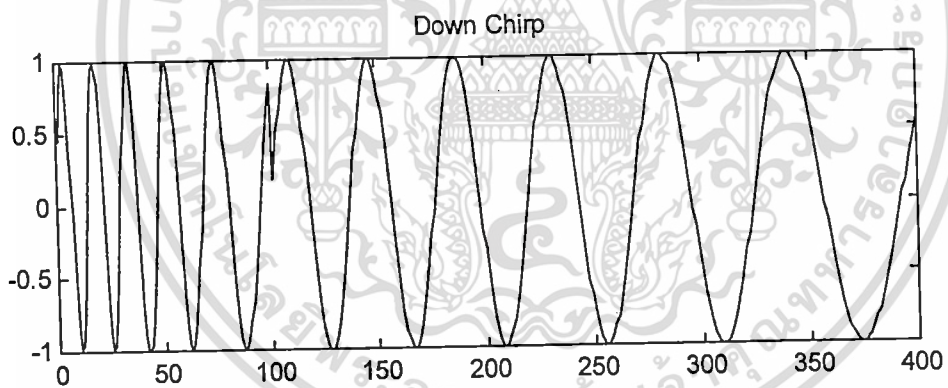


รูปที่ 3.2 แสดงสัญญาณเชิงพหุความถี่เชิงเส้น(MLC) ในแกนเวลา-ความถี่ กรณี 7 ผู้ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



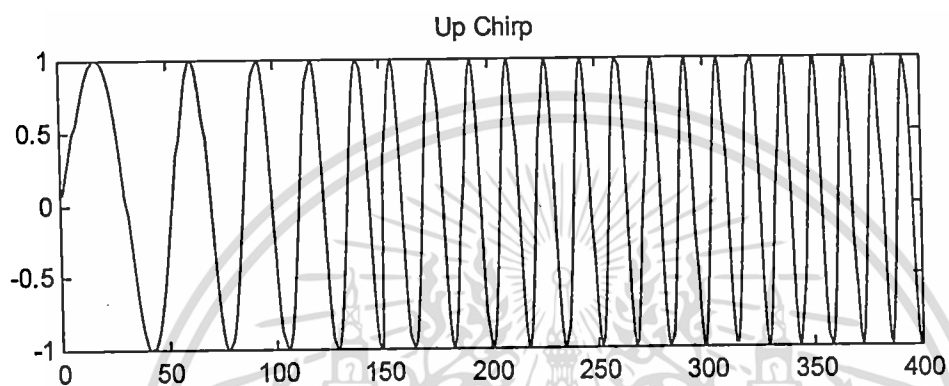
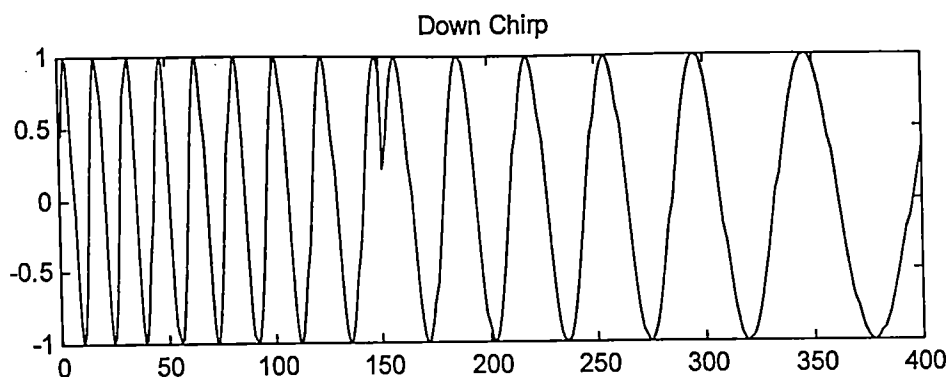
(ก) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 1



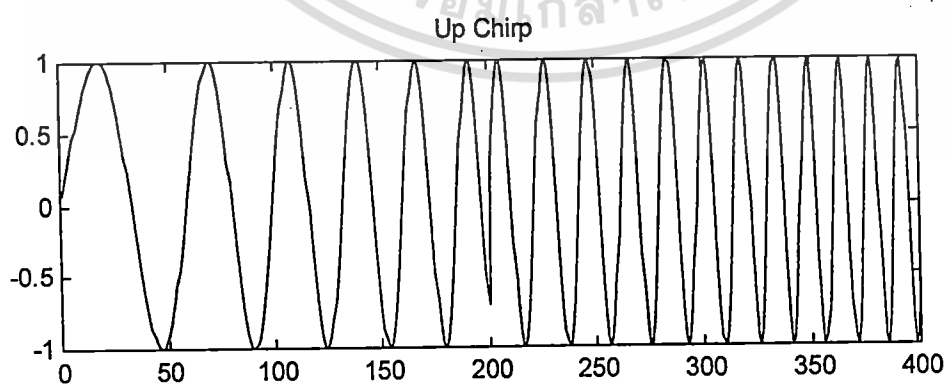
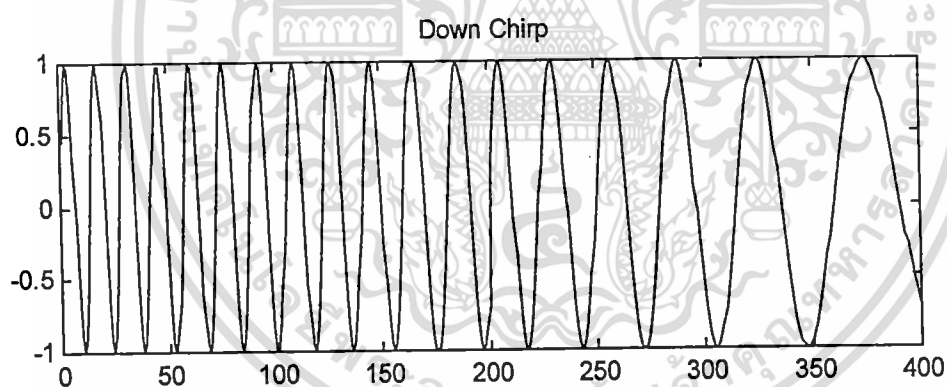
(ข)

สัญญาณของผู้ใช้ที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

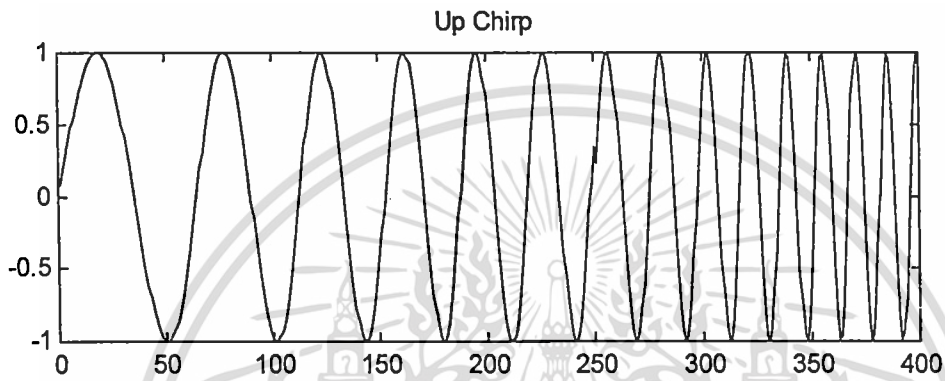
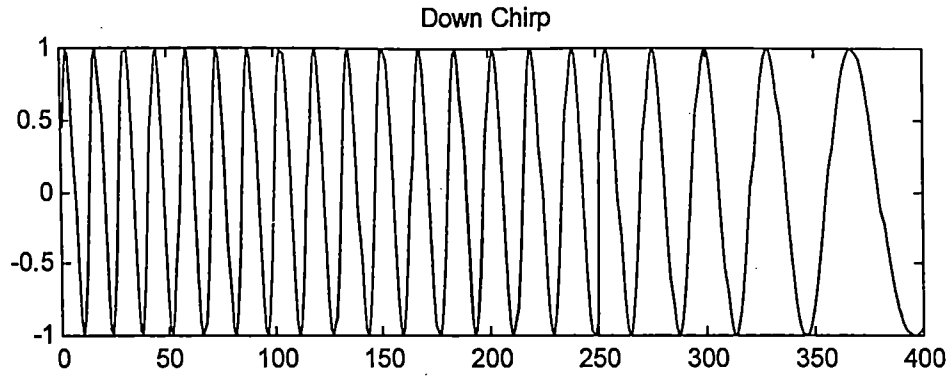


(ค) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 3

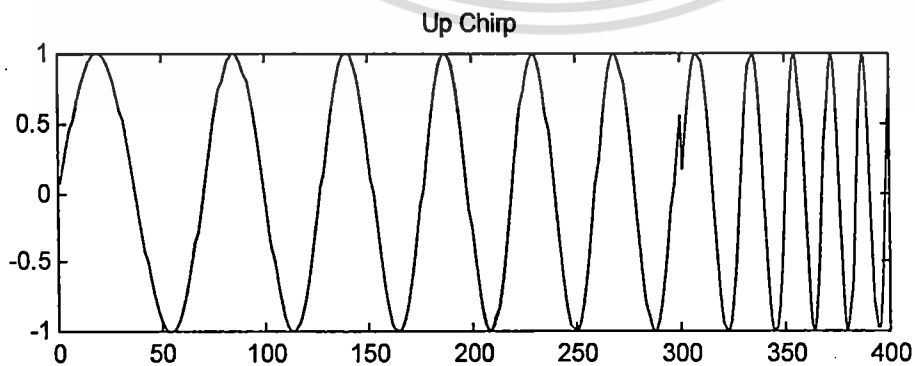
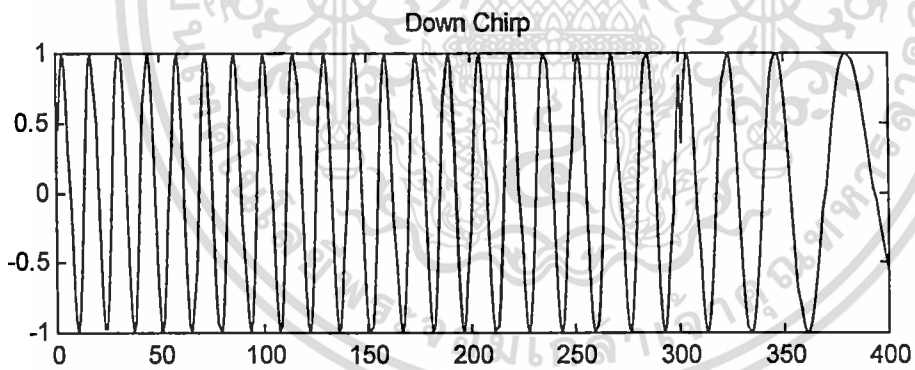


(ง) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรรมใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

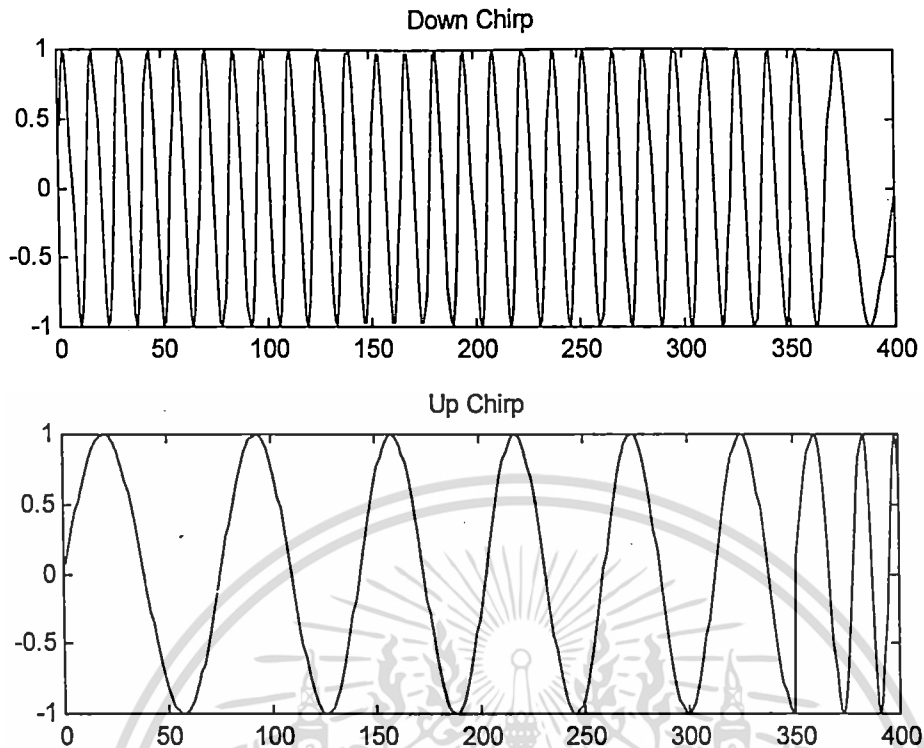


(จ) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 5



(ข) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 7

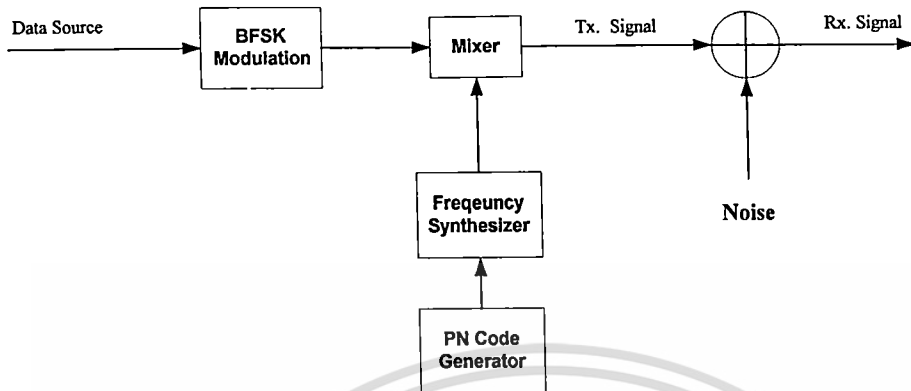
รูปที่ 3.3 แสดงสัญญาณชีพหลายความถี่เชิงเส้น(MLC) ในแกนเวลา-แอมพลิจูด ของทั้ง 7 ผู้ใช้ตาม แกนเวลา-ความถี่ในรูปที่ 3.2 โดยที่  $T_c = 50$  แซมเปิล

### 3.1.2 การปรับปรุงระบบฟรีควอนซีสอปริงซีดีเอ็มด้วยการมอดูเลตแบบชีพหลายความถี่เชิงเส้น

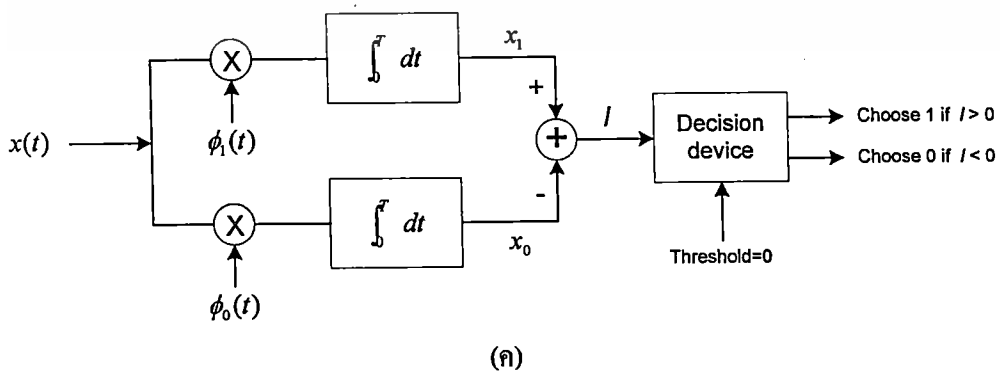
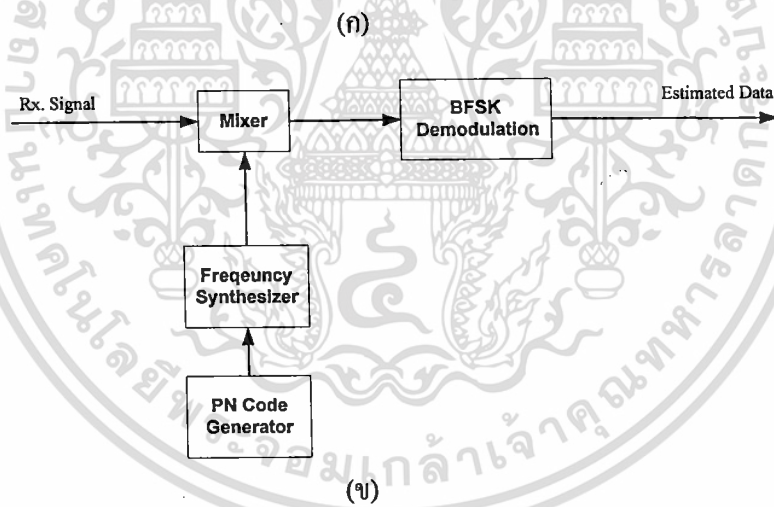
ก่อนที่จะกล่าวถึงการปรับปรุงระบบฟรีควอนซีสอปริงซีดีเอ็มด้วยนั้นจะต้องอธิบายถึงปัญหาการชนความถี่ (Collision problem)[10] ที่เกิดขึ้นในระบบฟรีควอนซีสอปริงซีดีเอ็มด้วยเพื่อให้เข้าใจถึงที่มาของปัญหาและแนวคิดในการปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบที่น่าเสนอ ซึ่งจะให้เห็นภาพของการทำงานของ การมอดูเลตแบบชีพหลายความถี่เชิงเส้น(Multi linear chirp) ที่มีผลต่อการแก้ไขปัญหา ภายในระบบฟรีควอนซีสอปริงซีดีเอ็มได้อย่างไร

#### 3.1.2.1 ระบบฟรีควอนซีสอปริงซีดีเอ็มด้วยและปัญหาการชนความถี่

กระบวนการทำงานของระบบฟรีแควนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอ็ดด้วยจะแสดงดังในรูปที่ 3.4 [4] โดยจะใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบ BFSK(Binary frequency shift keying) ซึ่งจะเป็นการแทนข้อมูล '1' และ '0' ด้วย



สัญญาณซายนูซอยด์ (Sinusiod) ที่มีความถี่ 2 ค่า โดยความถี่ทั้งสองจะอยู่ในย่านความถี่มอดูเลตข้อมูล (Data modulated band หรือ Frequency hop band :  $W_d$ ) ขึ้นต่อมารหัส PN จะถูกสร้างขึ้น เพื่อให้แต่ละผู้ใช้มีรหัส PN ประจำตัว 1 ชุด ซึ่งในรหัส PN แต่ละชุดจะถูกแบ่งออกเป็นช่วงๆจำนวน k ชิป(Chip) โดยรหัส PN จำนวน k ชิป(Chip)นี้ จะมีคาบเวลาเท่ากับคาบเวลากระโดด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 รูปที่ 3.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ BFSK-FH-CDMA  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- (ก) ภาคส่ง (Transmitter)
- (ข) ภาครับ (Receiver)
- (ค) วงจร BFSK ดีมอดูเลเตอร์[4]

ความถี่ ( $T_h$ ) ของระบบพรีแควนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอด้วย และยังคงนำไปใช้ควบคุมการสังเคราะห์ความถี่ที่จะนำไปผสมกับสัญญาณ BFSK ที่ตัวผสมสัญญาณ(Mixer) จึงทำให้ย่านความถี่  $W_d$  เกิดการกระโดดความถี่ไปตามค่ารหัสในแต่ละช่วงจำนวน  $k$  ชิป ของรหัส PN ดังแสดงในรูปที่ 3.5 ซึ่งการกระโดดความถี่ทั้งหมดของ  $W_d$  จะอยู่ในย่านความถี่สเปกตรัมแพร่ (Spread spectrum band :  $W_s$ ) โดยมีความสัมพันธ์กันดังนี้ [3]

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

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

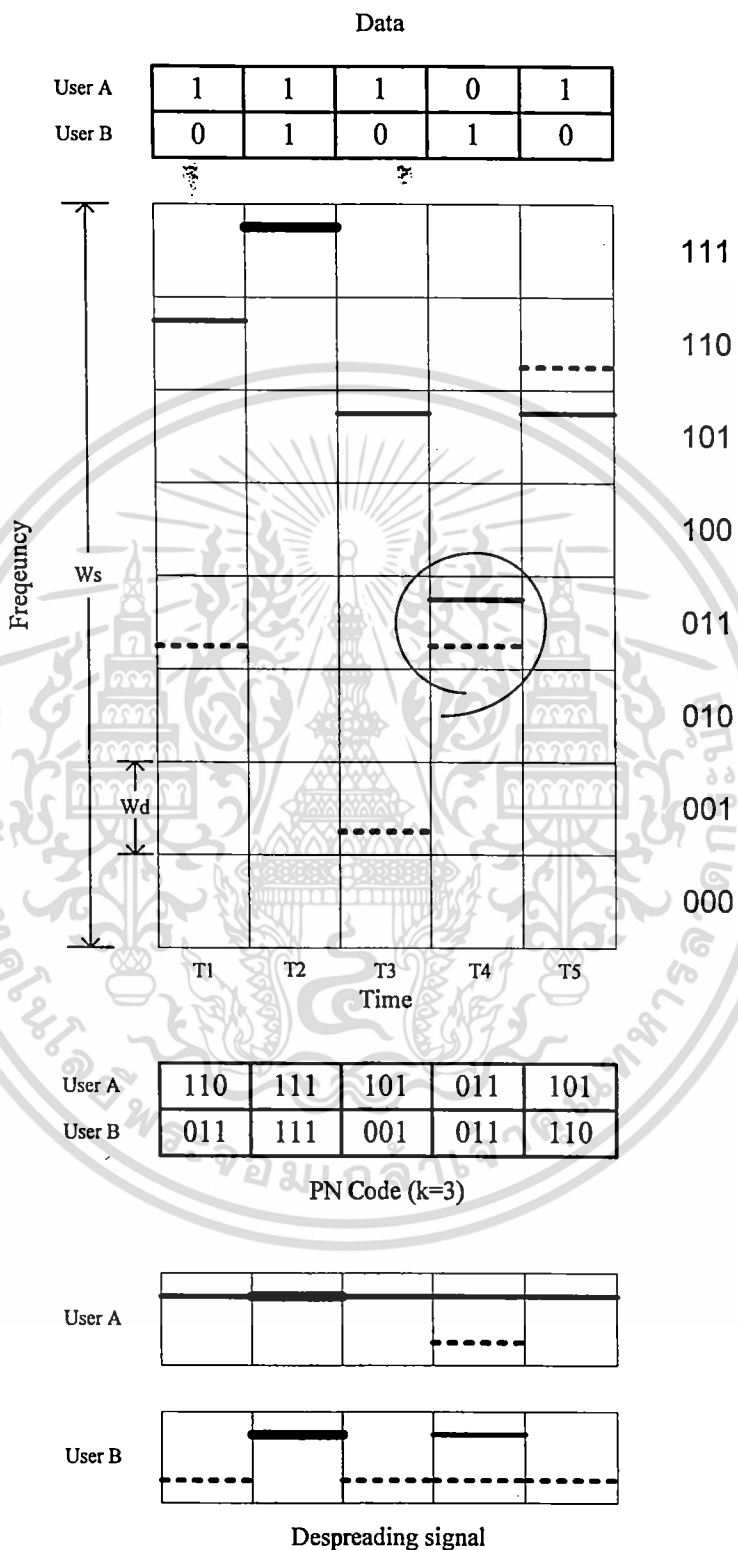
โดยที่	$G_p$	คือ	อัตราขยายการประมวลผล (Processing gain)
	$W_s$	คือ	ย่านความถี่สเปกตรัมแพร่ (Spread spectrum band)
	$W_d$	คือ	ย่านความถี่มอดูเลตข้อมูล (Data modulation band)
	$k$	คือ	จำนวนชิป (Chip) ในช่วงเวลากระโดดความถี่ (Hop duration)

ส่วนกระบวนการทำงานทางภาครับของระบบพรีแควนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอจะแสดงดังรูปที่ 3.4(ข) โดยสัญญาณที่รับได้จะถูกดีสเปรดที่ตัวผสมสัญญาณ (Mixer) ภาครับ ด้วยสัญญาณที่ถูกสังเคราะห์ความถี่ขึ้นตามรหัส PN ที่ถูกสร้างออกมาอย่างสอดคล้องกับรหัส PN ทางภาคส่งซึ่งสัญญาณที่ได้จากการดีสเปรดจะย้ายความถี่กลับลงมาอยู่ในย่านความถี่มอดูเลตข้อมูล ดังแสดงในรูปที่ 3.5 (ด้านล่าง) หลังจากนั้นสัญญาณในย่านความถี่มอดูเลตข้อมูลของแต่ละผู้ใช้จะถูกส่งไปยังวงจรดีมอดูเลเตอร์แบบคอร์ริเลเตอร์ (Correlator) เพื่อทำการประเมินสัญญาณออกมาเป็นข้อมูล ('0' หรือ '1') ดังแสดงวงจรดีมอดูเลเตอร์ในรูปที่ 3.4(ค) ซึ่งจะต้องอาศัยสัญญาณอ้างอิง ( $\phi_1(t)$  และ  $\phi_0(t)$ ) ของข้อมูล '1' และ '0' สอดคล้องกับภาคส่งในการเปรียบเทียบและวิเคราะห์สัญญาณ

ปัญหาอย่างหนึ่งที่เกิดขึ้นบ่อยครั้งในการสื่อสารระบบพรีแควนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอกรณีหลายผู้ใช้คือการชนความถี่ ซึ่งมีสาเหตุมาจากค่ารหัสบางช่วง  $k$  ชิป ในชุดรหัส PN ของสองผู้ใช้ที่เกิดบังเอิญมีค่าเหมือนกัน จึงทำให้ ณ ช่วงเวลานั้นมีการสังเคราะห์ความถี่ย่านเดียวกันขึ้นมาใช้งาน ดังแสดงในรูปที่ 3.5 เรากำหนดให้ผู้ใช้ A มีข้อมูลและรหัส PN คือ '11101', '110 111 101 011 101' ผู้ใช้ B คือ '01010', '011 111 001 011 110' ตามลำดับ และให้  $k=3$  โดยจะเห็นว่าสัญญาณที่ถูกดีสเปรดลงมาอยู่ที่ย่านความถี่มอดูเลตข้อมูล ของผู้ใช้ A และ B ดังแสดงในรูป 3.5 (ด้านล่าง) ซึ่งสัญญาณทั้งของผู้ใช้ A และ B ต่างก็ต้องถูกส่งไปเปรียบเทียบกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิพนธ์ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณอ้างอิง ( $\phi_1(t)$ ,  $\phi_0(t)$ ) ที่วงจรดีมอดูเลเตอร์ในรูปที่ 3.4(ค) ซึ่งถ้าเราพิจารณาสัญญาณจะเห็นว่าที่ช่วงเวลา



รูปที่ 3.5 แสดงสัญญาณของระบบ BFSK-FH-CDMA ในแกนความถี่และเวลาพร้อมแสดงปัญหาการกระโดด

ซ้อนทับกันของรหัสความถี่ของผู้ใช้ A และ B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

T2 และ T4 ผู้ใช้ A และ B มีค่านี้อื่นๆ เช่น '111', '011' ซึ่งที่จุดแรก (T2) เนื่องจากข้อมูลของผู้ใช้ A, B เหมือนกันคือ '1' ที่วงจรดีมอดูเลเตอร์จึงยังสามารถตรวจจับข้อมูลได้ถูกต้องอยู่ เพราะมีความน่าจะเป็นเดีวที่จะเป็นไปได้อีกคือ ข้อมูลที่ถูกส่งมาจากผู้ใช้ A, B คือ '1' แต่ในจุดที่สอง (T4) ข้อมูลของผู้ใช้ A, B ไม่เหมือนกัน ด้านรับจึงไม่สามารถตรวจจับได้ว่าสัญญาณไหนเป็นของผู้ใช้รายใด ผลที่เกิดขึ้นคือมีความน่าจะเป็นอย่างมากที่จะเกิดการผิดพลาดของข้อมูลที่รับได้ ทั้งในผู้ใช้ A และ B พร้อมกัน

### 3.1.2.2 การปรับปรุงระบบพรีแควนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอ

จากหัวข้อที่ 3.1.2.1 ที่อธิบายถึงปัญหาการชนความถี่ในระบบพรีแควนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอซึ่งทำให้มีการผิดพลาดของข้อมูลเกิดขึ้น ณ จุดนั้น วิธีการปรับปรุงระบบที่นำเสนอในหัวข้อนี้คือ เปลี่ยนวิธีการมอดูเลตสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ จากเดิมที่ใช้การมอดูเลตและดีมอดูเลตแบบ BFSK ซึ่งไม่สามารถแยกแยะความแตกต่างของสัญญาณแต่ละผู้ใช้ได้เมื่อเกิดการชนความถี่ มาเป็นการมอดูเลตและดีมอดูเลตแบบซีพีหลายความถี่เชิงเส้น ซึ่งจะช่วยให้ที่ภาครับสัญญาณของระบบ พรีแควนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอจะสามารถแยกแยะความแตกต่างของสัญญาณแต่ละผู้ใช้ได้ โดยการสร้างสัญญาณ MLC-FH-CDMA จะอาศัยสมการที่ 3.16 (สมการสัญญาณมอดูเลต MLC) และทำการปรับค่าความถี่กลางของแบนด์วิดท์ความถี่กระโดด ( $f_{ch}$ ) ในสมการให้ เป็นไปตามเงื่อนไขดังนี้ [12]

$$f_{ch} = f_{ch1} + (l_m - 1)W_d, \quad l_m = 1, 2, \dots, L \quad (3.19)$$

$$L = 2^k \quad (3.20)$$

โดยที่  $l_m$  คือ ระดับการกระโดดความถี่ (Hop Level) ของผู้ใช้ที่  $m$   
 $L$  คือ จำนวนของระดับการกระโดดความถี่ทั้งหมด (Number of Hop)  
 $f_{ch1}$  คือ ความถี่กลางของระดับการกระโดดความถี่ที่ 1

เพราะฉะนั้นจากสมการที่ (3.19) เราสามารถแสดงสมการสัญญาณ MLC-FH-CDMA ของทุกผู้ใช้ได้ ดังนี้

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=1}^M p_{T_h}(t - nT_h) s_{mf}(t) \quad (3.21)$$

โดยที่

$$s_{mf}(t) = s_{mff}(t) + s_{mfb}(t) \quad (3.22)$$

$$s_{mff}(t) = A \cos \left[ 2\pi \left( f_{ch1} + \left( l_m - 1 - \frac{b(t)}{2} \right) W_d \right) t + b(t) \mu_{fm} \pi^2 \right] \quad (3.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$0 \leq t \leq mT_c$$

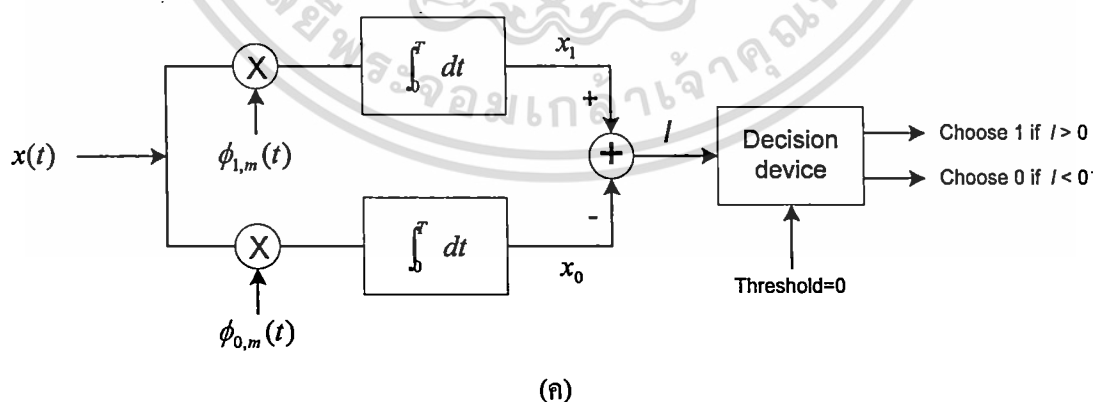
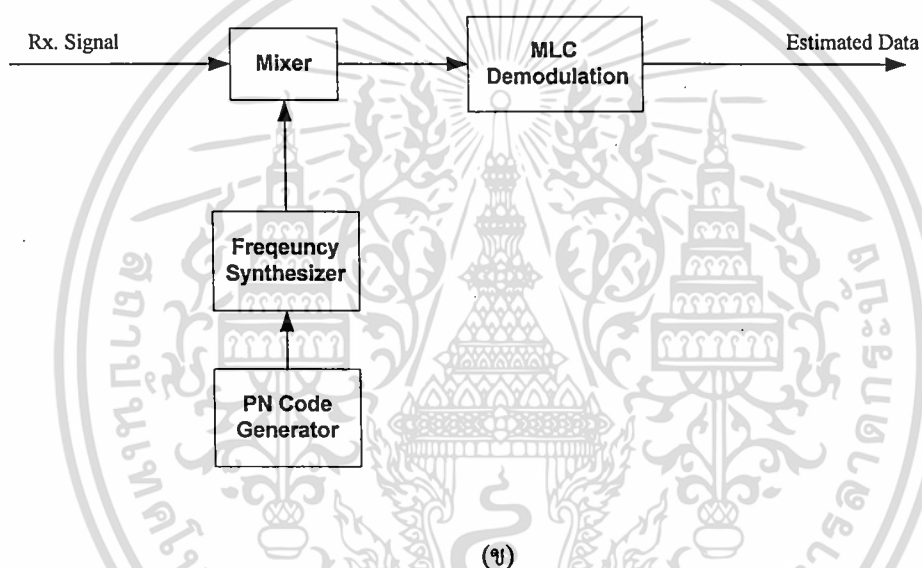
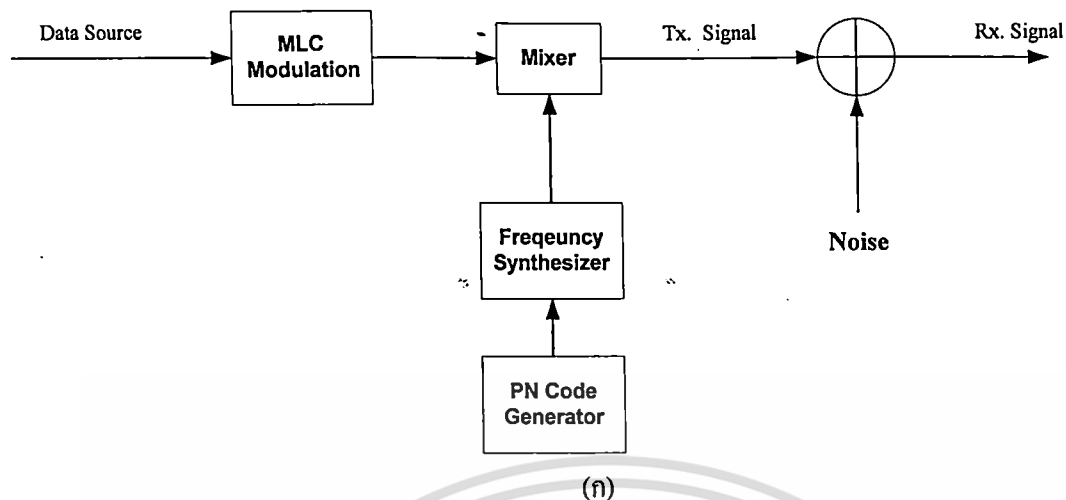
$$s_{mfb}(t) = A \cos \left[ 2\pi \left( f_{ch1} + \left( l_m - 1 + \frac{b(t)}{2} \right) W_d - b(t)m\Delta f \right) (t - mT_c) + b(t)\mu_{bm}\pi(t - mT_c)^2 \right] \quad (3.24)$$

$$mT_c \leq t \leq T_h$$

$$b(t) = \begin{cases} 1 & \text{เมื่อ บิตข้อมูล เท่ากับ '1' (Up Chirp)} \\ -1 & \text{เมื่อ บิตข้อมูล เท่ากับ '0' (Down Chirp)} \end{cases}$$

$$0 \leq t \leq T_h$$

กระบวนการของระบบที่นำเสนอให้ปรับปรุงใหม่ จะแสดงในรูปที่ 3.6 ซึ่งประกอบด้วยภาคส่ง(ก) ภาครับ(ข) และวงจรมอดูเลเตอร์(ค) โดยในส่วนของภาครับนั้นจะใช้วงจรมอดูเลเตอร์แบบ MLC ซึ่งเป็นวงจรมอดูเลเตอร์แบบคอร์ริเลเตอร์ (Correlator) ที่มีสัญญาณอ้างอิงสำหรับใช้เปรียบเทียบสัญญาณที่มีลักษณะแตกต่างกันไปนั่นคือ  $\phi_{1m}(t)$  สำหรับข้อมูล '1' และ  $\phi_{0m}(t)$  สำหรับข้อมูล '0' โดยที่  $m = 1, 2, \dots, M$  ซึ่งจุดนี้เป็นจุดที่แตกต่างจากวงจรมอดูเลเตอร์แบบ BFSK ที่มีสัญญาณอ้างอิง 2 สัญญาณคือ  $\phi_1(t)$  และ  $\phi_0(t)$  และรูปที่ 3.7 จะแสดงสัญญาณส่ง(Spreading Signal) ในแกนเวลา-ความถี่ของ 2 ผู้ใช้ที่มีข้อมูลและรหัส PN เหมือนในรูปที่ 3.5 ของระบบ BFSK-FH-CDMA และด้านล่างของรูปที่ 3.7 จะแสดงสัญญาณที่ถูกดีสเปรดลงมาอยู่ในย่านมอดูเลตข้อมูล (Despreading Signal) ซึ่งสัญญาณจะถูกส่งไปเปรียบเทียบและวิเคราะห์ในวงจรมอดูเลเตอร์แบบ MLC นั่นเอง โดยจะเห็นว่า ณ จุดที่เกิดการชนความถี่ สัญญาณของผู้ใช้ A และ B จะมีลักษณะทางความถี่แตกต่างกัน จึงทำให้ที่วงจรมอดูเลเตอร์แบบ MLC ของภาครับสามารถแยกแยะได้ว่าสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งมาชนกันนั้นสัญญาณไหนเป็นของผู้ใช้รายใด เพราะฉะนั้นจึงไม่มีการประเมิณสัญญาณผิดพลาดเกิดขึ้นทั้งในผู้ใช้ A และ B ด้วยเหตุนี้จึงส่งผลให้ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดข้อมูล (Probability of Error) ของระบบฟรีควอนซีสอปปีงซีดีเอ็มแอลลดลง



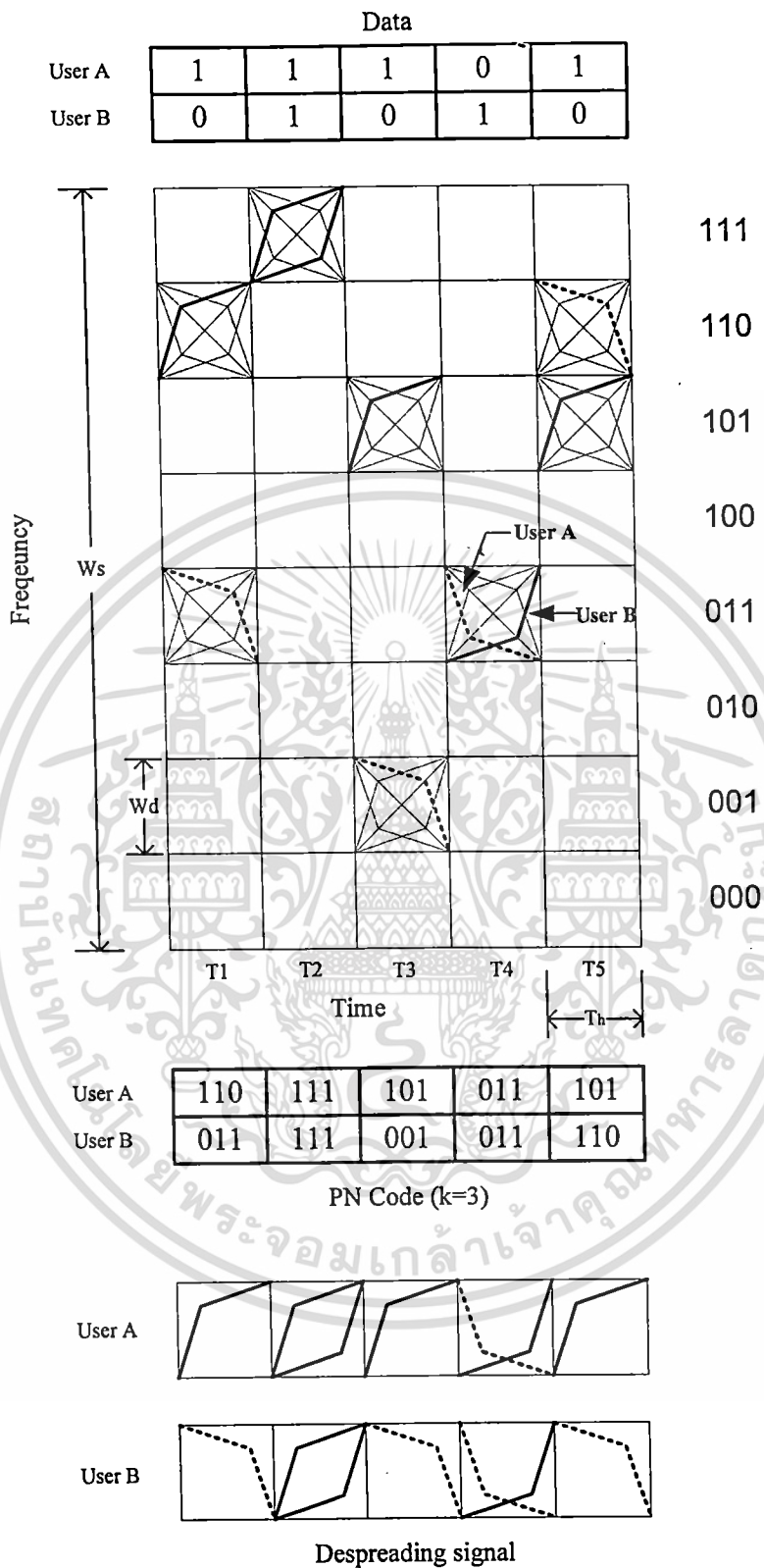
รูปที่ 3.6 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ MLC-FH-CDMA

(ก) ภาคส่ง (Transmitter)

(ข) ภาครับ (Receiver)

(ค) วงจรเทคนิคเชิงพหุความถี่เชิงเส้นดีมอดูเลเตอร์ โดยที่  $m$  คือลำดับของผู้ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 แสดงสัญญาณของระบบ MLC-FH-CDMA ในแกนความถี่และเวลาพร้อมแสดงการแก้ปัญหาการกระโดดซ้อนทับกันของรหัสความถี่ของผู้ใช้ A และ B

3.2 การทำแบบจำลองระบบ MLC-FH-CDMA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แสดงแบบจำลองระบบ MLC - FH - CDMA ซึ่งสามารถแบ่งส่วนสำคัญทั้งหมดออกเป็น 4 ส่วนด้วยกันคือ แบบจำลองภาคส่ง แบบจำลองช่องสัญญาณ แบบจำลองภาครับและส่วนเปรียบเทียบข้อมูล ซึ่งแต่ละส่วนนั้นจะมีกระบวนการที่สัมพันธ์กัน ดังแสดงในรูปที่ 3.8 และมีอธิบายถึงแต่ละส่วนดังในหัวข้อถัดไปดังนี้

### 3.2.1 แบบจำลองเครื่องส่งระบบ MLC-FH-CDMA

แบบจำลองภาคส่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วยบล็อกการทำงานทั้งหมด 4 ส่วน ซึ่งจะเริ่มต้นที่บล็อกการส่งข้อมูลในรูป “0” และ “1” ขึ้นมาตามจำนวนบิตข้อมูลและผู้ใช้ที่กำหนด แล้วนำข้อมูลที่สุ่มได้นี้ไปทำการมอดูเลตแบบ MLC พร้อมกับทำกระบวนการสเปกตรัมแบบกระโดดความถี่ไปในบล็อกการทำงาน โดยในบล็อกการทำงานนี้จะต้องอาศัยบล็อกการสร้างรหัส PN เป็นตัวสร้างรหัส PN ของแต่ละผู้ใช้มาทำการควบคุมการกระโดดความถี่ของสัญญาณ ซึ่งในที่นี้จะใช้รหัส PN แบบ M - Sequence หลังจากนั้น MLC - FH - CDMA ของแต่ละผู้ใช้ที่ได้ออกมาจะถูกนำมารวมกันทั้งหมดเพื่อส่งออกไปยังช่องสัญญาณ

### 3.2.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ

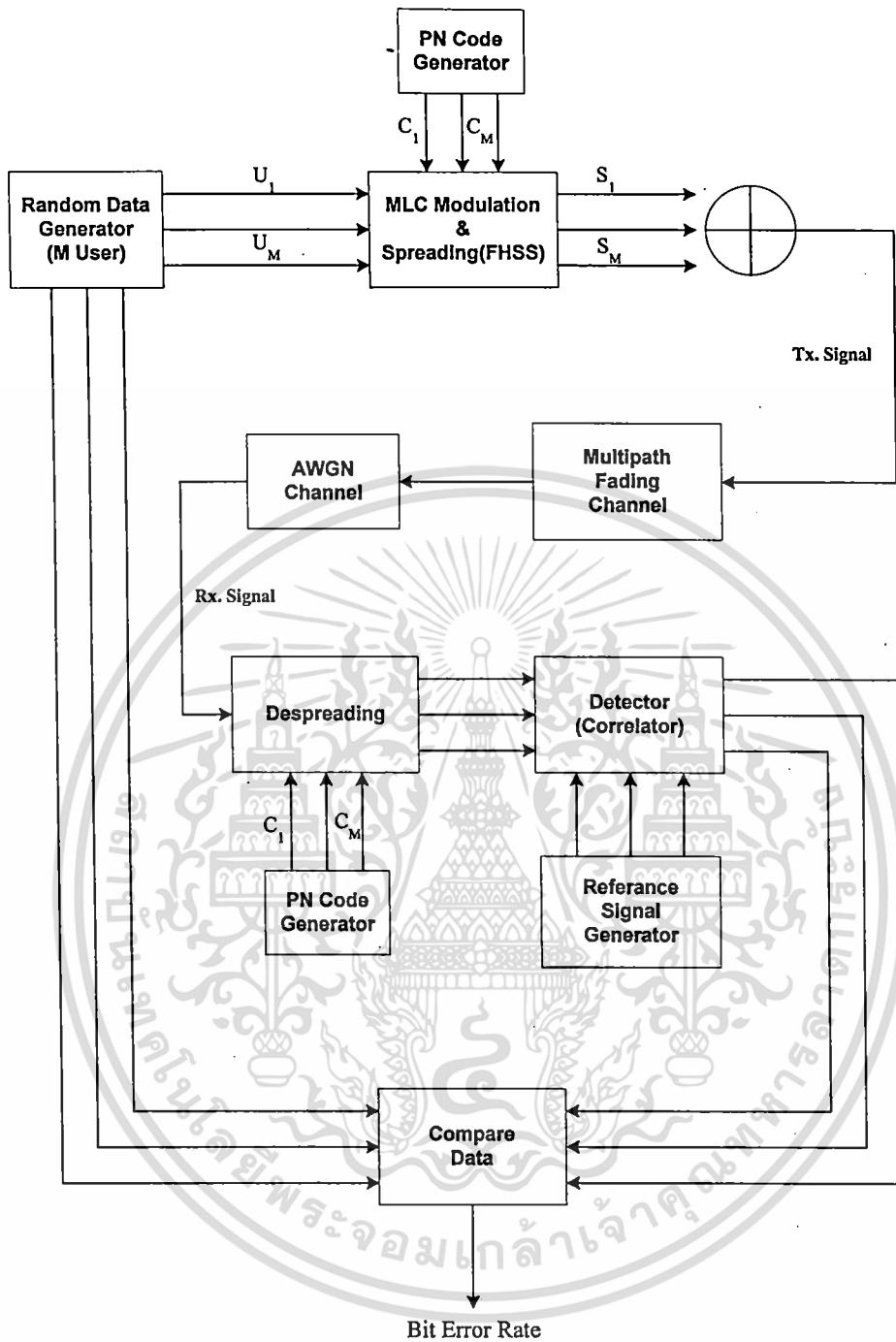
ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สัญญาณ MLC - FH - CDMA ที่ส่งออกมาจะต้องผ่านช่องสัญญาณ 2 แบบด้วยกันคือ ช่องสัญญาณมัลติพาทที่ก่อให้เกิดการจางหายของสัญญาณ ซึ่งปรากฏการณ์นี้เป็นสถานะที่มีผลกระทบต่อระบบการสื่อสารไร้สายเป็นอย่างมาก โดยเฉพาะในคหรัศพัทที่เคลื่อนที่ แบบจำลองช่องมัลติพาทซึ่งจะใช้แนวคิดการสร้างแบบจำลองของ Jake หลังจากสัญญาณผ่านบล็อกของช่องสัญญาณมัลติพาทแล้วจะถูกนำไปผ่านช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาว ซึ่งจะทำการสุ่มสัญญาณเข้าไปรบกวนตามเงื่อนไขอัตราส่วนพลังงานบิตข้อมูลต่อสัญญาณรบกวน ( $E_b/N_0$ )

### 3.2.3 แบบจำลองภาครับระบบ MLC-FH-CDMA

หลังจากสัญญาณ MLC - FH - CDMA ผ่านแบบจำลองช่องสัญญาณทั้งสองแล้วจะมีลักษณะรูปสัญญาณที่ผิดเพี้ยนและกำลังลดทอนลง ซึ่งแบบจำลองภาครับ จะทำการรับสัญญาณ โดยผ่านบล็อกของการทำดีสเปกตรัมซึ่งอาศัยสัญญาณที่ถูกรหัส PN ซูดเดียวกับภาคส่งเป็นตัวควบคุมความถี่สัญญาณที่ได้ออกมาจะเป็นสัญญาณที่กลับลงมายุในย่านความถี่มอดูเลตข้อมูลและแยกออกเป็นสัญญาณ MLC แต่ละผู้ใช้ ซึ่งสัญญาณทั้งหมดนี้จะถูกไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงที่บล็อกของการตรวจจับสัญญาณแบบคอร์รีเลเตอร์ หลังจากนั้นผลที่ได้ออกมาจะกลับมายุในรูปแบบบิตข้อมูล

### 3.2.4 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ

เมื่อเราได้บิตข้อมูลที่ภาครับประเมินค่าออกมาได้แล้ว บิตข้อมูลซูดนี้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับข้อมูลสุ่มของกระบวนการแรกในภาคส่ง ซึ่งบล็อกของการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบนี้จะทำการตรวจนับจำนวนบิตข้อมูลที่ผิดพลาดไปจากบิตข้อมูลในภาคส่งและคำนวณออกมาเป็นอัตราส่วนบิตข้อมูลผิดพลาดต่อบิตข้อมูลที่ส่งมาทั้งหมด



รูปที่ 3.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของแบบจำลองระบบ MLC-FH-CDMA

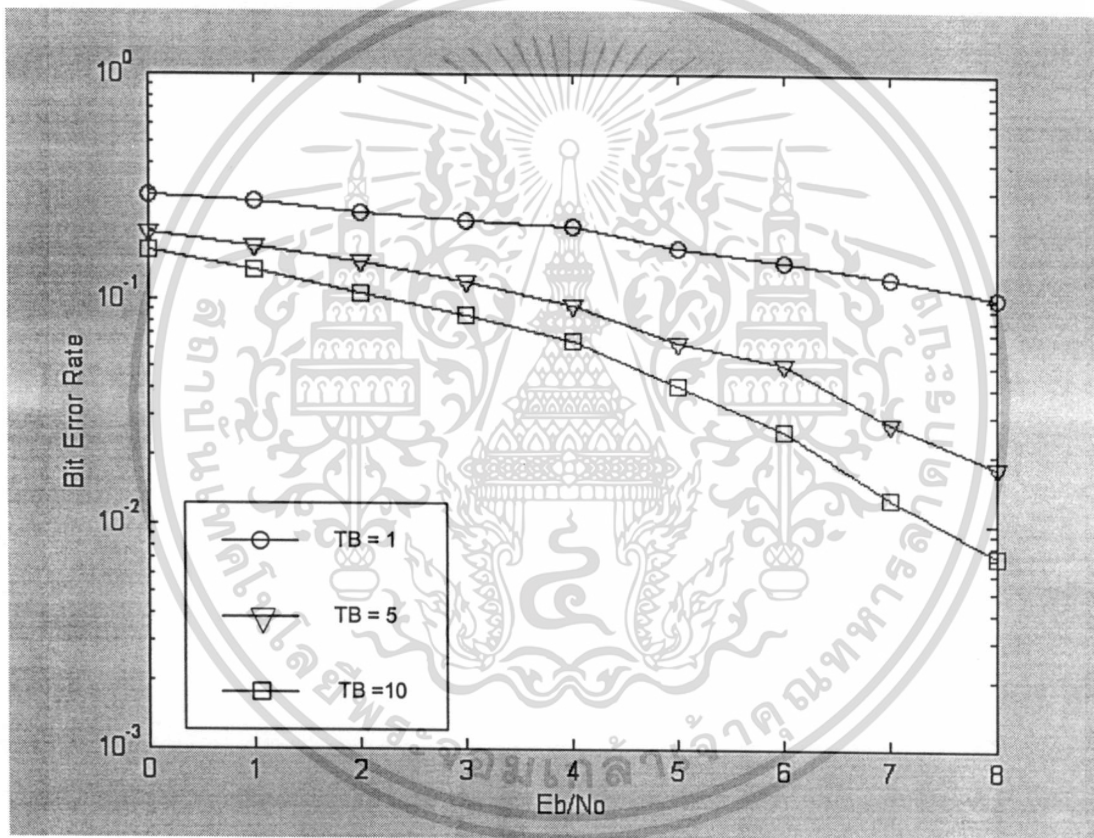
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### ผลการจำลองแบบการทำงานของระบบ

#### 4.1 สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA

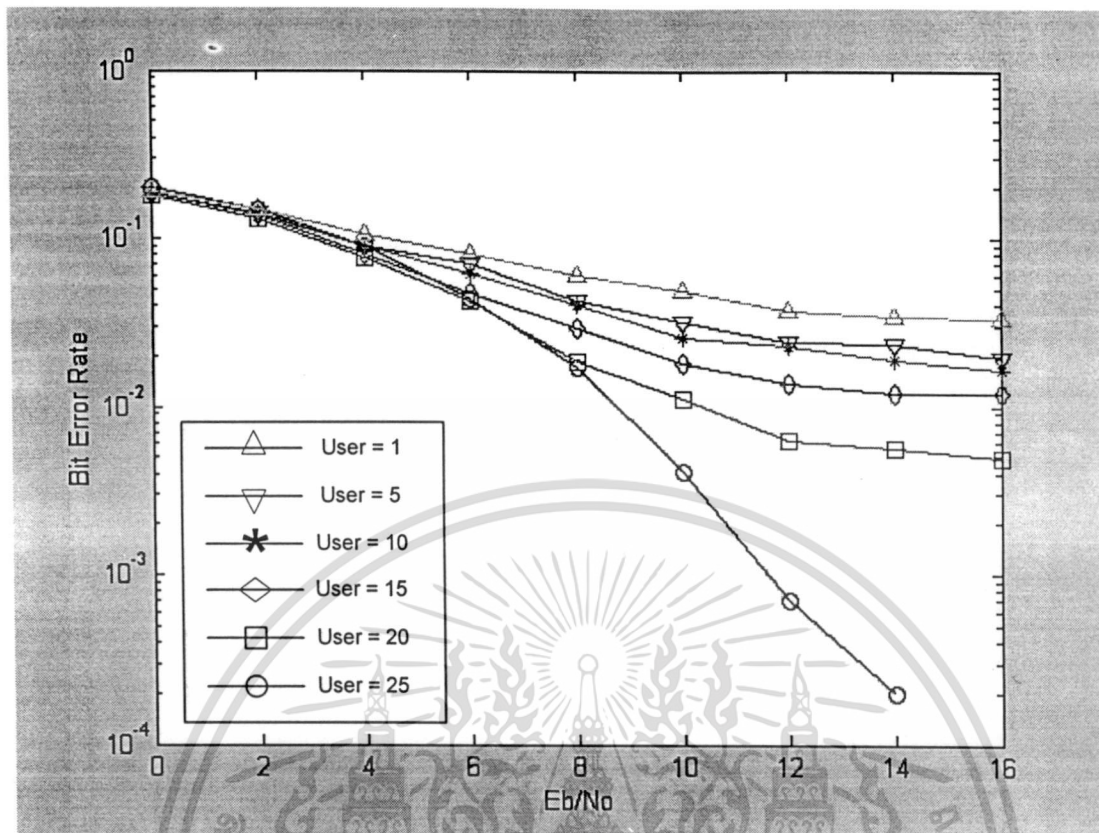
ในหัวข้อนี้จะแสดงสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่มีอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 32 ( $G_p = 2^k$ ) ซึ่งมีย่านความถี่ในการกระโดดความถี่ได้ทั้งหมด 32 ความถี่ โดยแสดงสมรรถนะของระบบตามการเปลี่ยนแปลงค่าผลคูณเวลา-ความถี่ในรูปที่ 4.1 และแสดงสมรรถนะของระบบตามการเปลี่ยนแปลงของจำนวนผู้ใช้ในระบบภายในระบบคังรูปที่ 4.2 จากรูปจะเห็นว่าสมรรถนะของระบบจะดีขึ้นเมื่อ มีจำนวนผู้ใช้น้อยลงและมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่สูงขึ้น



รูปที่ 4.1 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 1, 5 และ 10 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 1 ผู้ใช้

จากรูปจะเห็นว่าสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA จะขึ้นอยู่กับค่าผลคูณเวลา-ความถี่ นั่นคือเมื่อค่าผลคูณเวลา-ความถี่ มีค่าสูงจะทำให้สมรรถนะของระบบมีค่าสูงตามไปด้วย ที่เป็นเช่นนี้เพราะสัญญาณเชิงเส้นจะมีประสิทธิภาพดีขึ้นต่อเมื่อมีพื้นที่ในการกวาดความถี่เพิ่มขึ้น โดย พื้นที่กวาดความถี่ในที่นี้คือค่าผลคูณเวลา-ความถี่นั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA กรณีมีจำนวนผู้ใช้ในเท่ากับ 5, 10, 15, 20 และ 25 ผู้ใช้ เมื่อมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5

จากรูปจะเห็นว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้นจะมีผลทำให้อัตราความผิดพลาดข้อมูลเพิ่มขึ้นตามด้วยเห็นนี้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA จะลดลงตามการเพิ่มจำนวนผู้ใช้ในระบบนั่นเอง

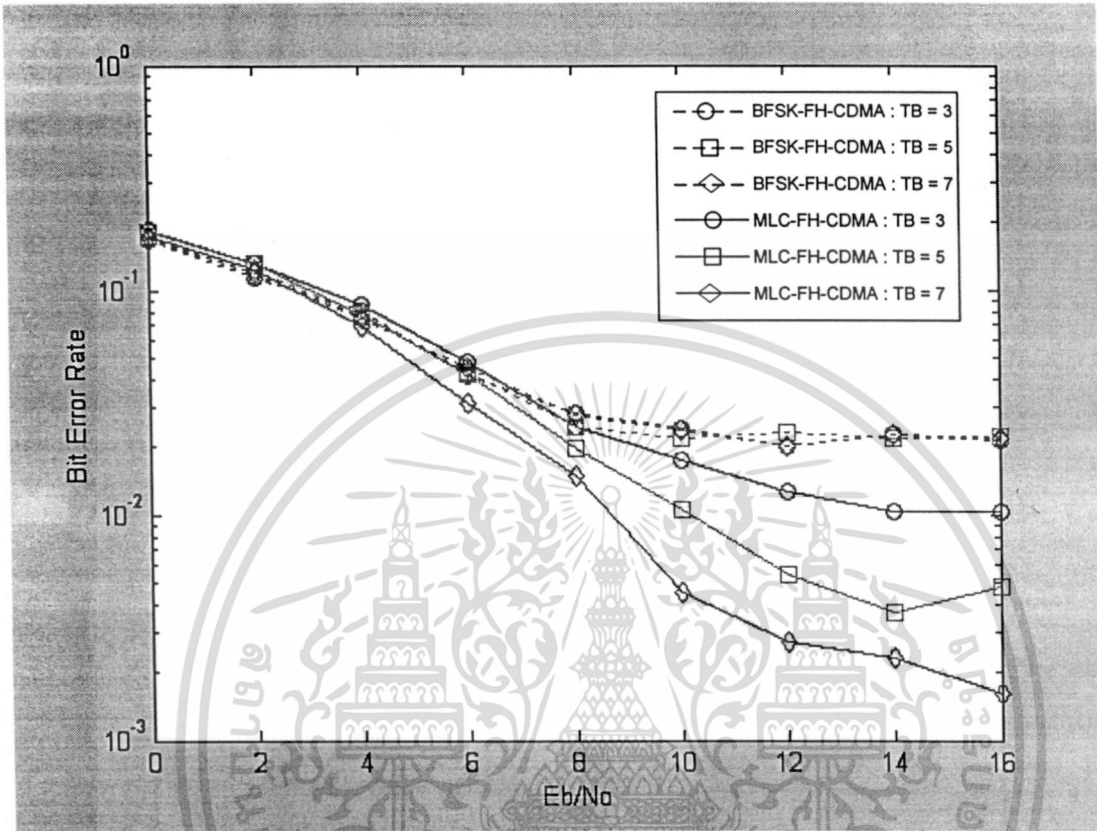
#### 4.2 การเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างระบบ MLC-FH-CDMA กับ FSK-FH-CDMA

ในหัวข้อนี้จะแสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA และ BFSK-FH-CDMA ตามสภาวะเงื่อนไขต่างๆของระบบทั้งสอง ซึ่งประกอบด้วยค่าผลคูณเวลา-ความถี่(TB) จำนวนผู้ใช้(User) อัตราขยายการประมวลผล( $G_p$ ) และช่องสัญญาณมัลติพาท

##### 4.2.1 ผลของการเพิ่มค่าผลคูณเวลา-ความถี่ (Time-Bandwidth Product)

ในรูปที่ 4.3-4.5 แสดงสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA และ BFSK-FH-CDMA ที่มีอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 32 โดยที่ในแต่ละรูปจะเปรียบเทียบสมรรถนะของทั้งสองระบบที่ค่าผลคูณเวลา-ความถี่ต่างๆ ซึ่งแสดงจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 5, 10 และ 20 ดังในรูปที่ 4.3-4.5 ตามลำดับ จากรูปจะเห็นว่าค่าผลคูณเวลา-ความถี่มีผลให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ดีขึ้น แต่ไม่มีผลกับสมรรถนะของระบบ BFSK-FH-CDMA อย่างไรก็ตามการเพิ่มค่าผลคูณเวลา-ความถี่ไม่ใช่ว่าการเพิ่มค่าผลคูณเวลา-ความถี่จะทำให้การรบกวนลดลงเสมอไป การเพิ่มค่าผลคูณเวลา-ความถี่อาจทำให้การรบกวนเพิ่มขึ้นได้เช่นกัน

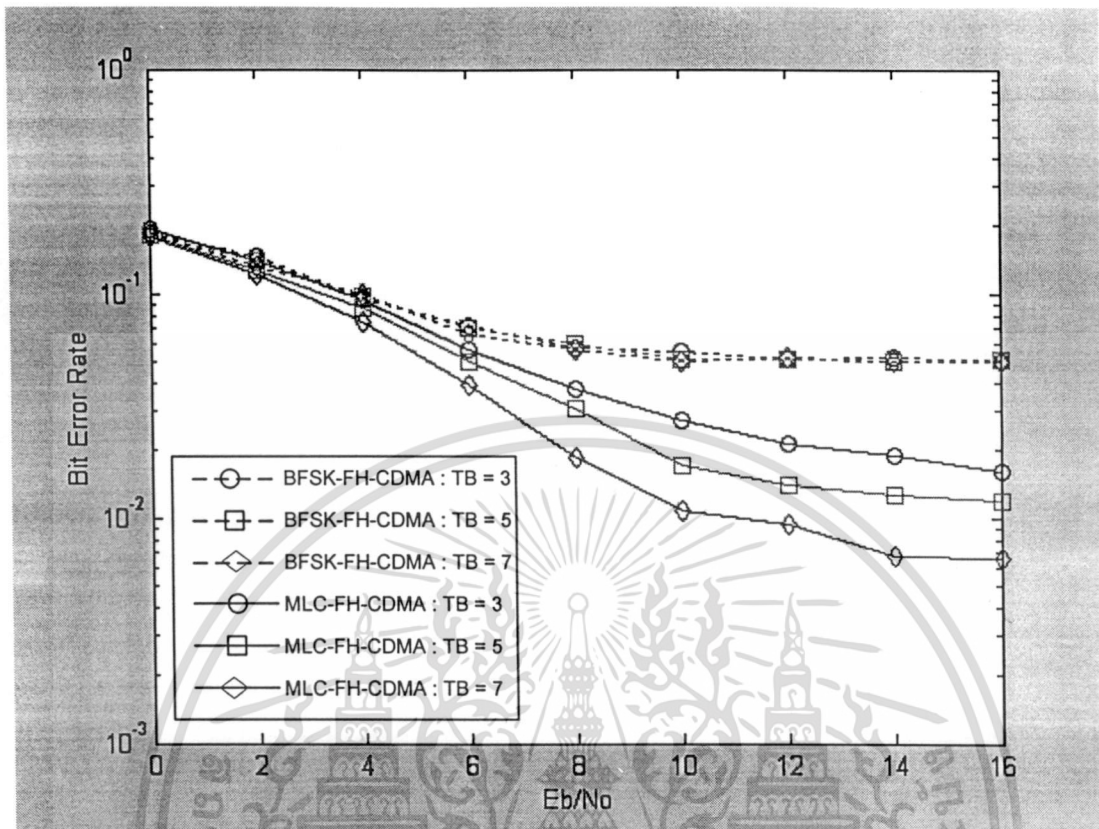
BFSK-FH-CDMA และในกราฟทุกเส้นของระบบ MLC-FH-CDMA ยังมีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ BFSK-FH-CDMA ด้วย



รูปที่ 4.3 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้

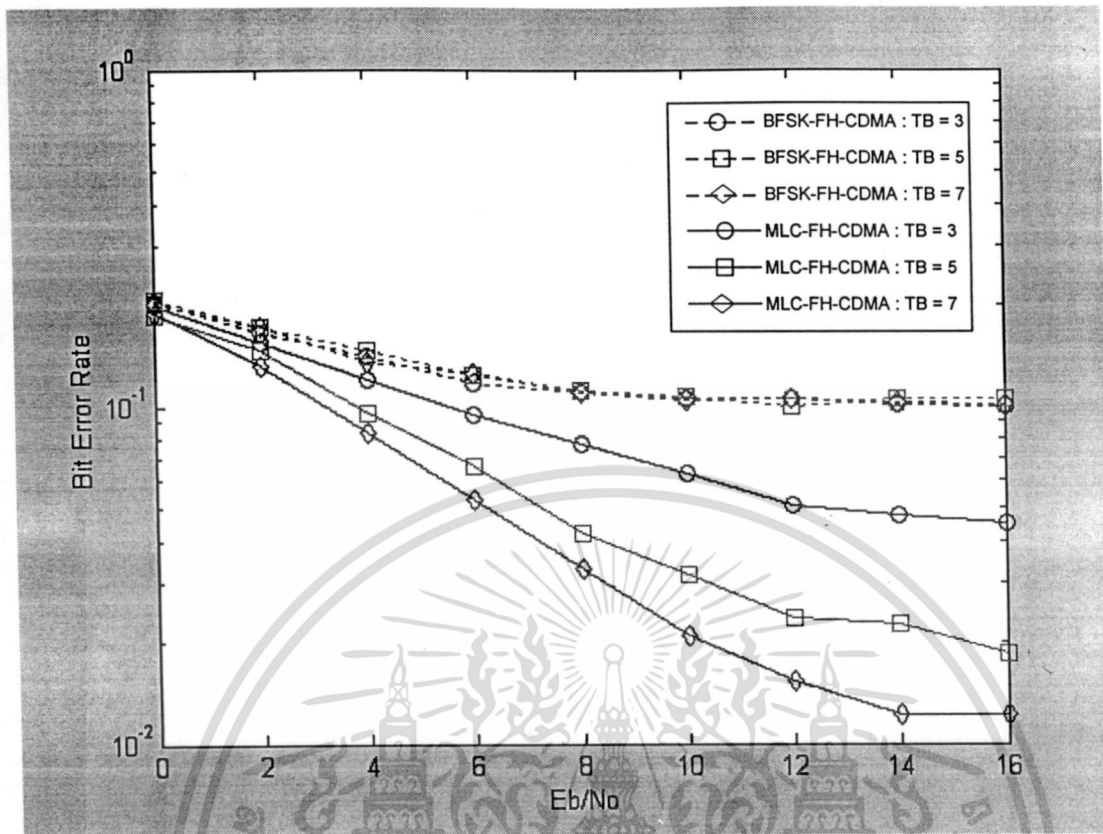
จากรูปจะเห็นว่าเมื่อค่าผลคูณเวลา-ความถี่เพิ่มขึ้นมีผลทำให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ดีขึ้นแต่ไม่มีผลกับสมรรถนะของระบบ BFSK-FH-CDMA และสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ให้ผลที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA ในทุกๆค่าผลคูณเวลา-ความถี่ ที่กรณีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 ผู้ใช้

จากรูปจะเห็นว่าเมื่อค่าผลคูณเวลา-ความถี่เพิ่มขึ้นมีผลทำให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ดีขึ้นแต่ไม่มีผลกับสมรรถนะของระบบ BFSK-FH-CDMA และสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ให้ผลที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA ในทุกๆค่าผลคูณเวลา-ความถี่ ที่กรณีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10



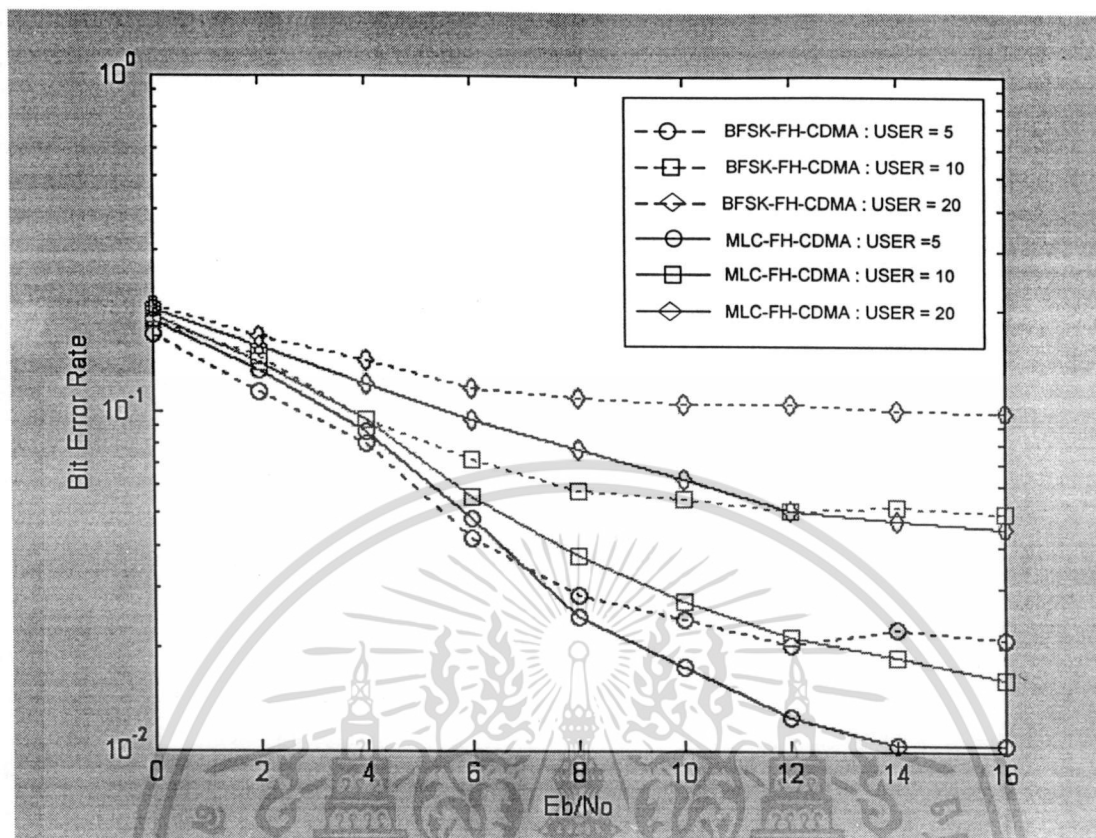
รูปที่ 4.5 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 20 ผู้ใช้

จากรูปจะเห็นว่าเมื่อค่าผลคูณเวลา-ความถี่เพิ่มขึ้นมีผลทำให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ดีขึ้นแต่ไม่มีผลกับสมรรถนะของระบบ BFSK-FH-CDMA และสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ให้ผลที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA ในทุกค่าผลคูณเวลา-ความถี่ ที่กรณีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 20

#### 4.2.2 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ

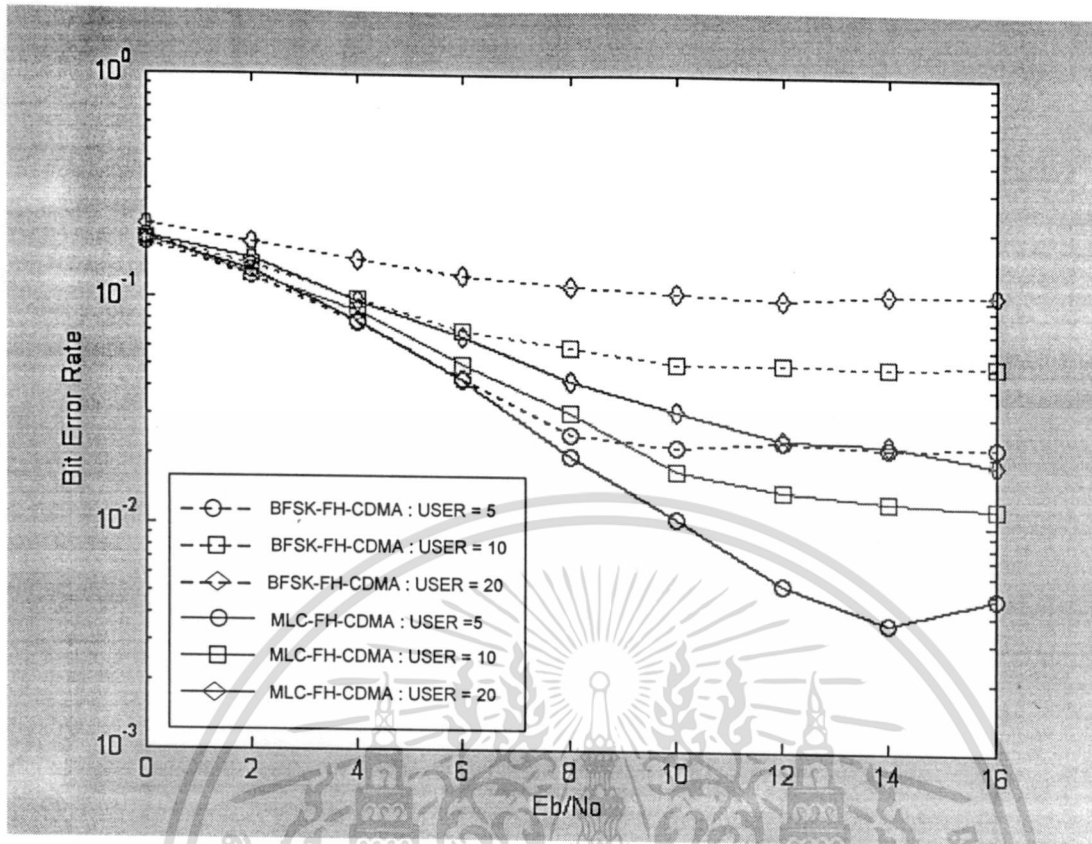
ในรูปที่ 4.6-4.8 แสดงสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA และ BFSK-FH-CDMA ที่มีอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 32 โดยที่ในแต่ละรูปจะเปรียบเทียบสมรรถนะของทั้งสองระบบที่จำนวนต่างๆของผู้ใช้ภายในระบบ ซึ่งแสดงค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 ดังในรูปที่ 4.6-4.8 ตามลำดับ จากรูปจะเห็นว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพิ่มขึ้นจะทำให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA และ BFSK-FH-CDMA ลดลงเหมือนกัน แต่เมื่อเปรียบเทียบที่จำนวนผู้ใช้งานเท่ากันของทั้งสองระบบ จะเห็นว่า ระบบ MLC-FH-CDMA มีสมรรถนะดีกว่าระบบ BFSK-FH-CDMA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



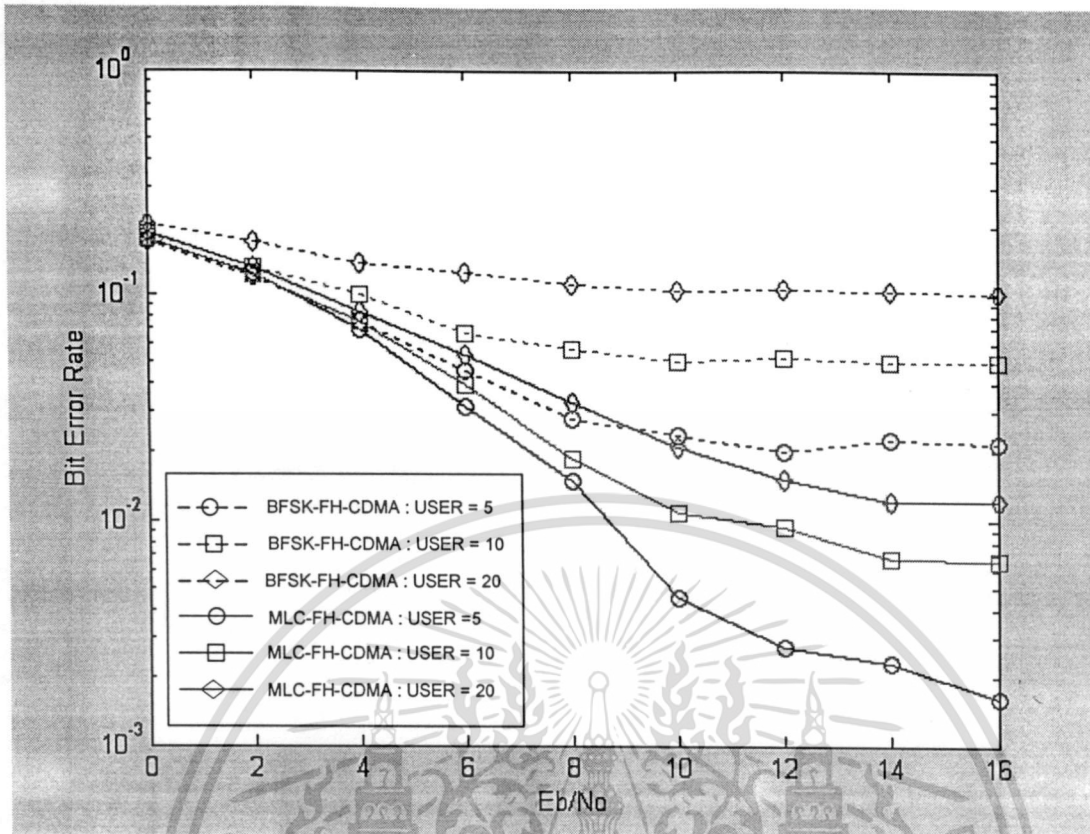
รูปที่ 4.6 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5, 10 และ 20 ผู้ใช้ เมื่อมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3

จากรูปจะเห็นว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบลดลง มีผลทำให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA และสมรรถนะของระบบ BFSK-FH-CDMA ดีขึ้น และสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ให้ผลที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA ในทุกๆจำนวนผู้ใช้ ที่กรณีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3



รูปที่ 4.7 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีที่มีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5, 10 และ 20 ผู้ใช้ เมื่อค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5

จากรูปจะเห็นว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบลดลง มีผลทำให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA และสมรรถนะของระบบ BFSK-FH-CDMA ดีขึ้น และสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ให้ผลที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA ในทุกๆจำนวนผู้ใช้ ที่กรณีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5

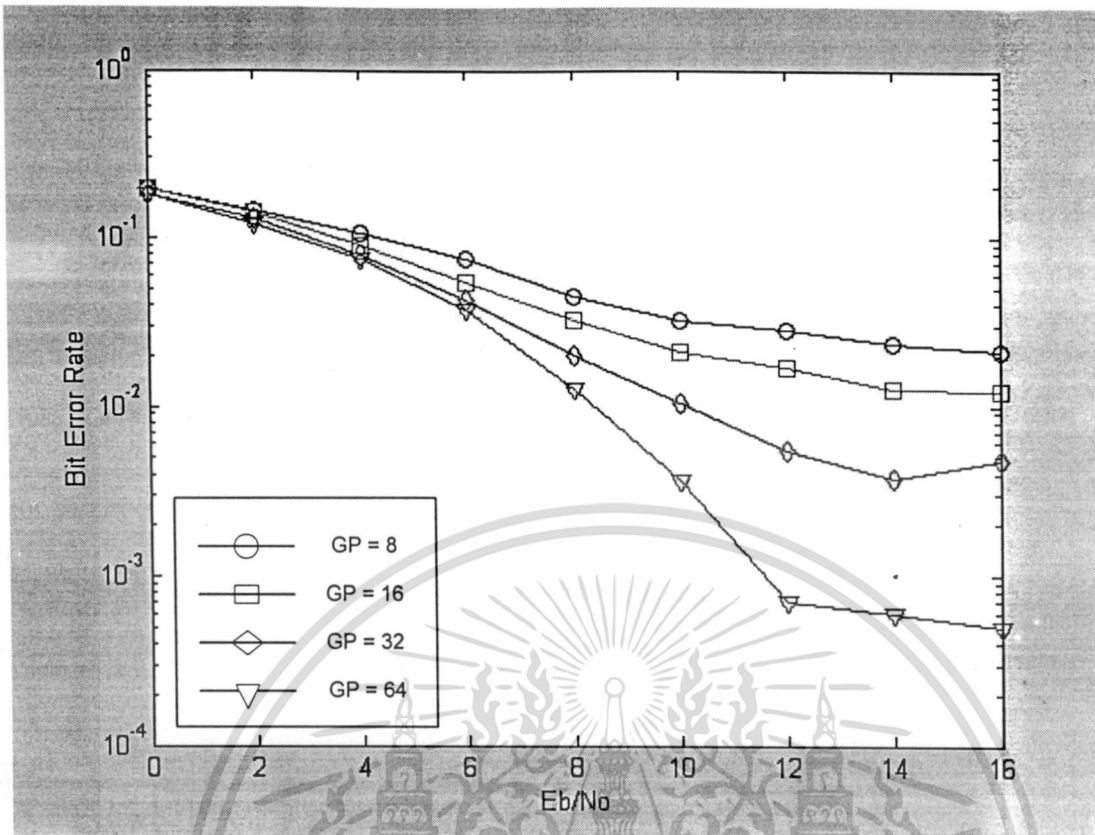


รูปที่ 4.8 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีที่มีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5, 10 และ 20 ผู้ใช้ เมื่อค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 7

จากรูปจะเห็นว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบลดลง มีผลทำให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA และสมรรถนะของระบบ BFSK-FH-CDMA ดีขึ้น และสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ให้ผลที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA ในทุกๆจำนวนผู้ใช้ ที่กรณีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 7

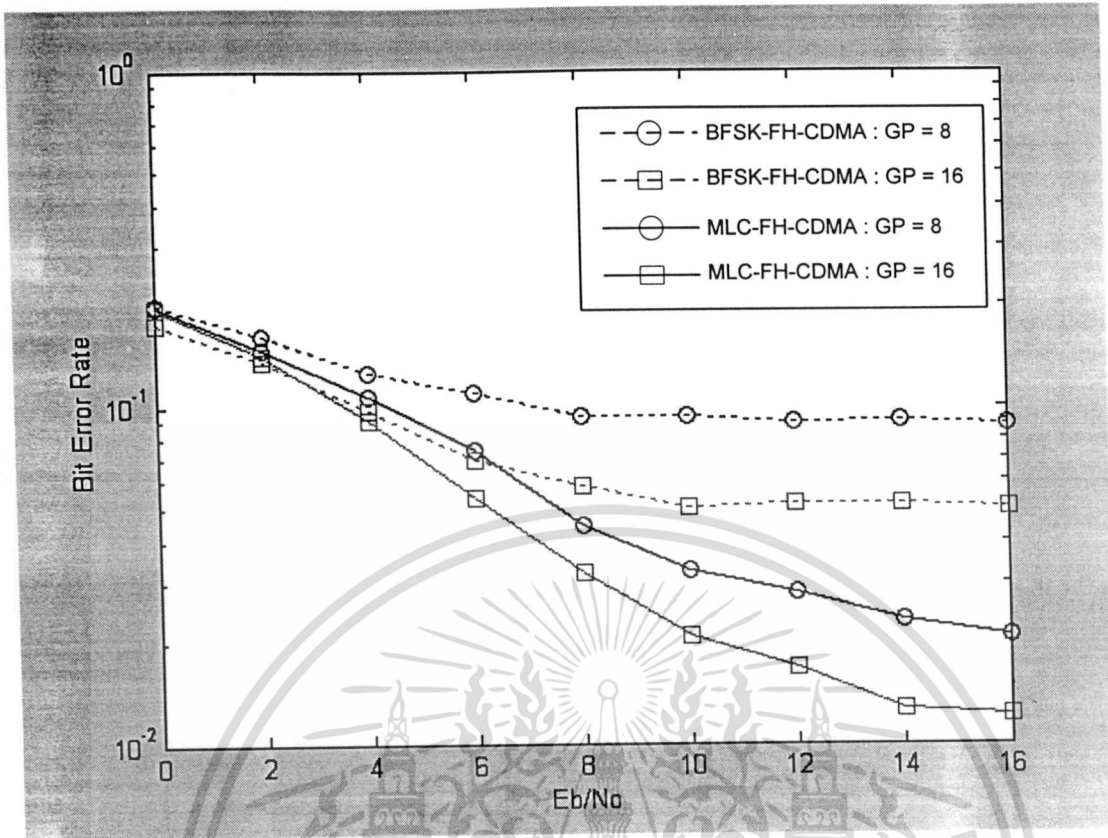
#### 4.2.3 ผลของการปรับค่าอัตราขยายการประมวลผล

ในรูปที่ 4.9-4.14 แสดงสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA และ BFSK-FH-CDMA ที่มีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5 โดยรูปที่ 4.9-4.11 คือระบบที่มีจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 5 ผู้ใช้ และในรูปที่ 4.12-4.14 คือระบบที่มีจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 10 ผู้ใช้ โดยที่ในรูปที่ 4.9 และ 4.12 จะเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ค่าอัตราขยายการประมวลผลต่างๆ ส่วนรูปที่ 4.10-4.11 และ 4.13-4.14 จะเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA และ BFSK-FH-CDMA ที่ค่าอัตราขยายการประมวลผลต่างๆ เช่นกัน



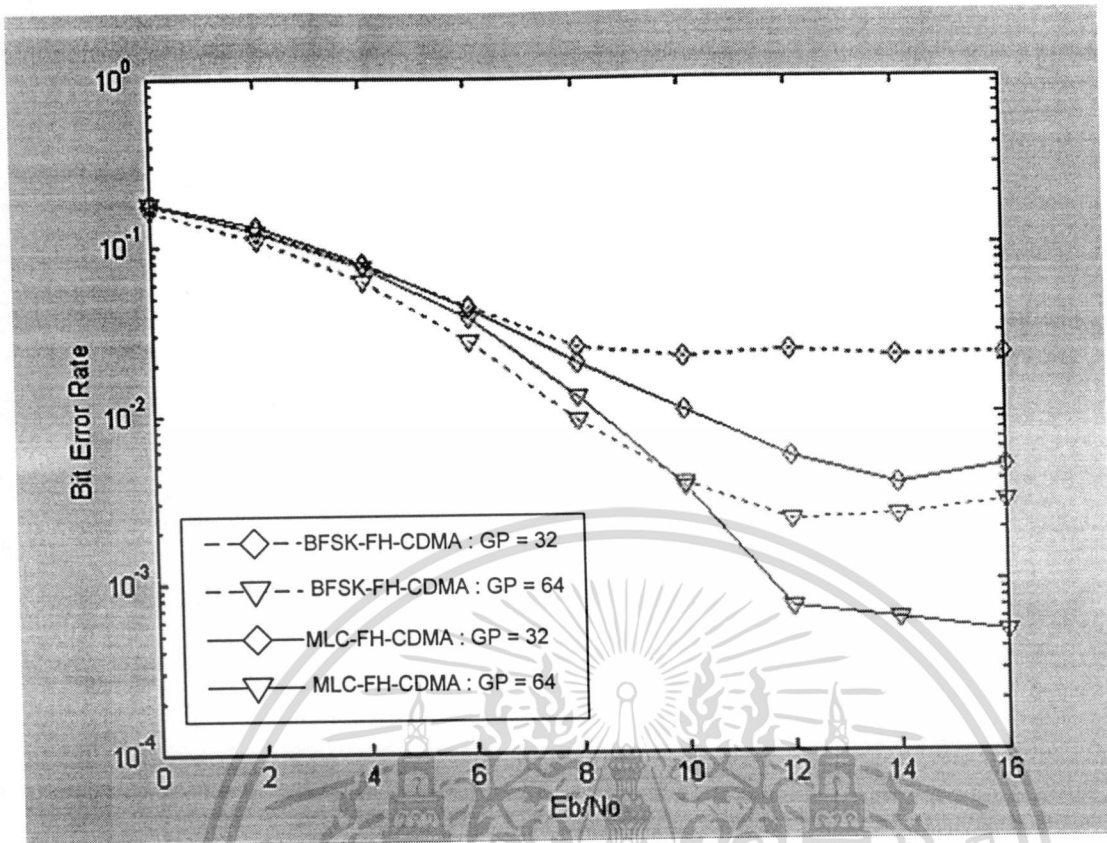
รูปที่ 4.9 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA กรณีมีค่าอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 8, 16, 32 และ 64 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้

จากรูปจะเห็นว่าสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA จะขึ้นอยู่กับค่าอัตราขยายการประมวลผล นั่นคือเมื่อค่าอัตราขยายการประมวลผลมีค่าสูงจะทำให้สมรรถนะของระบบมีค่าสูงตามไปด้วย และค่าอัตราขยายการประมวลผลที่มีค่าสูงยังมีผลดีต่อความจุของจำนวนผู้ใช้ในระบบด้วย



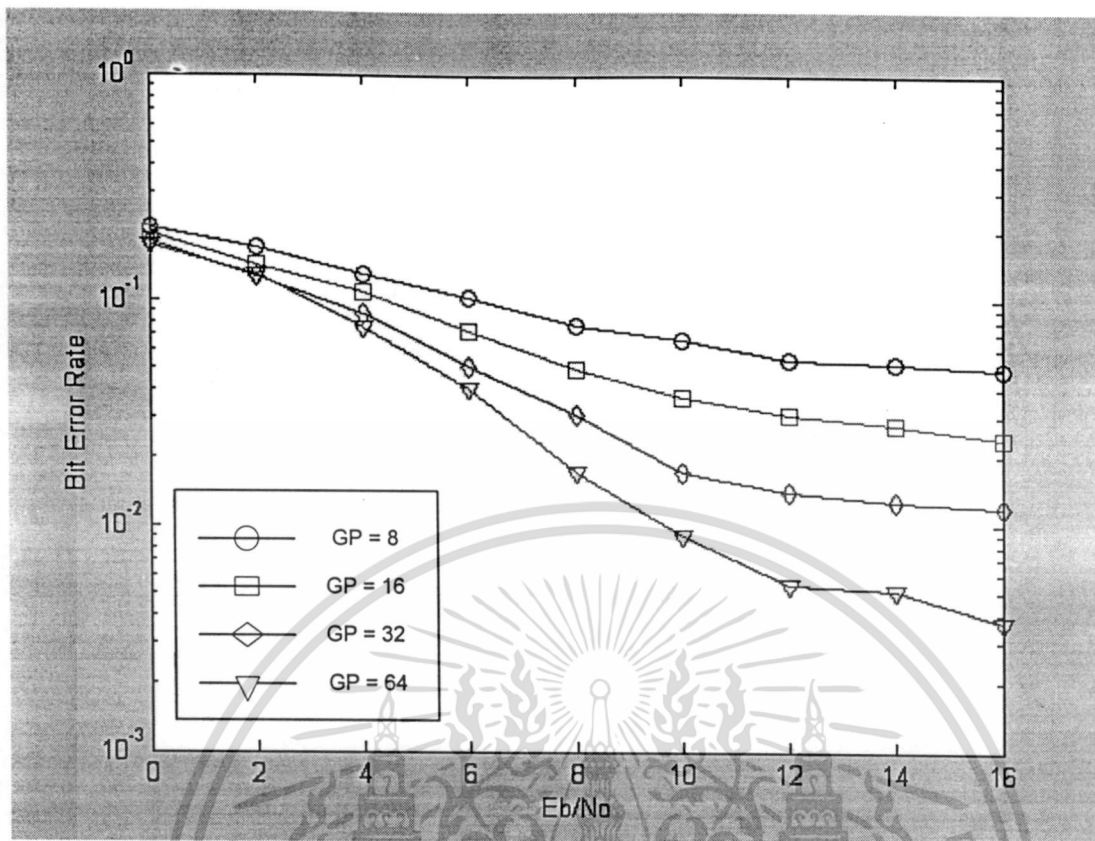
รูปที่ 4.10 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 8 และ 16 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้

จากรูปจะเห็นว่าเมื่อค่าอัตราขยายการประมวลผลเพิ่มขึ้น มีผลทำให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA และสมรรถนะของระบบ BFSK-FH-CDMA ดีขึ้น และสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ให้ผลที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA ทั้งค่าอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 8 และ 16 ในกรณีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5



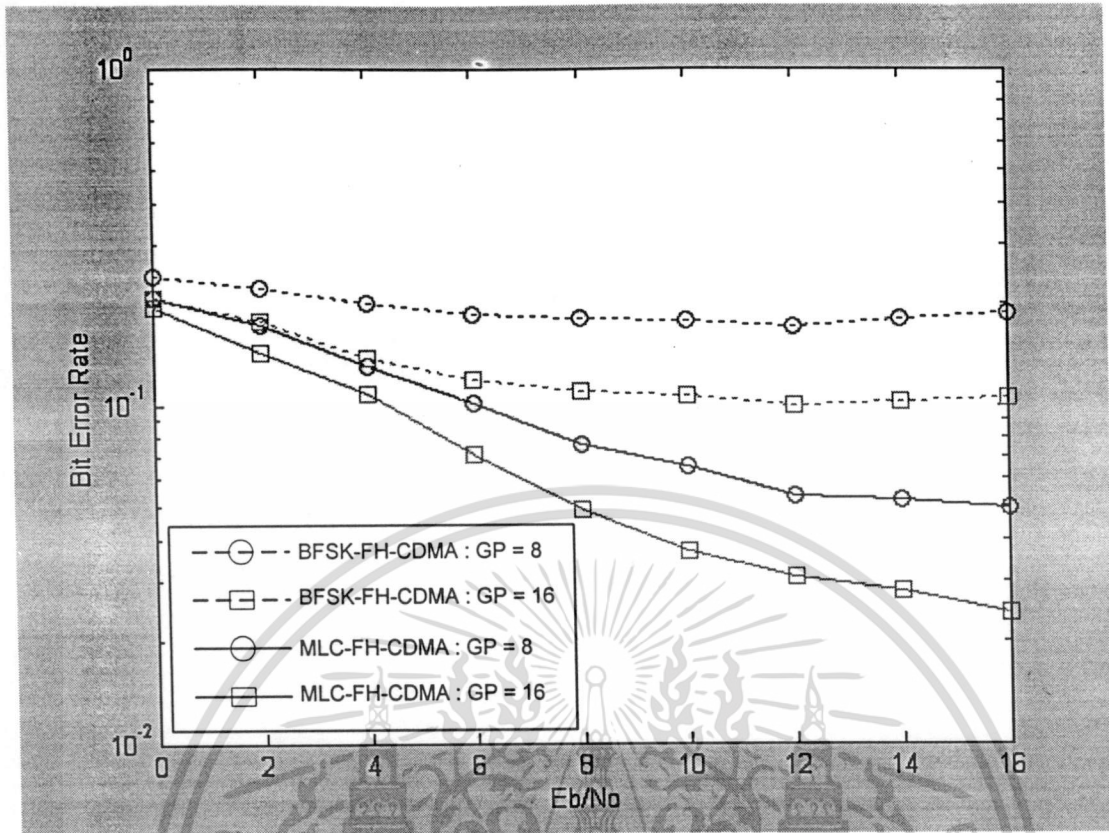
รูปที่ 4.11 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 32 และ 64 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้

จากรูปจะเห็นว่าเมื่อค่าอัตราขยายการประมวลผลเพิ่มขึ้น มีผลทำให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA และสมรรถนะของระบบ BFSK-FH-CDMA ดีขึ้น และสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ให้ผลที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA ทั้งค่าอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 32 และ 64 ในกรณีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5



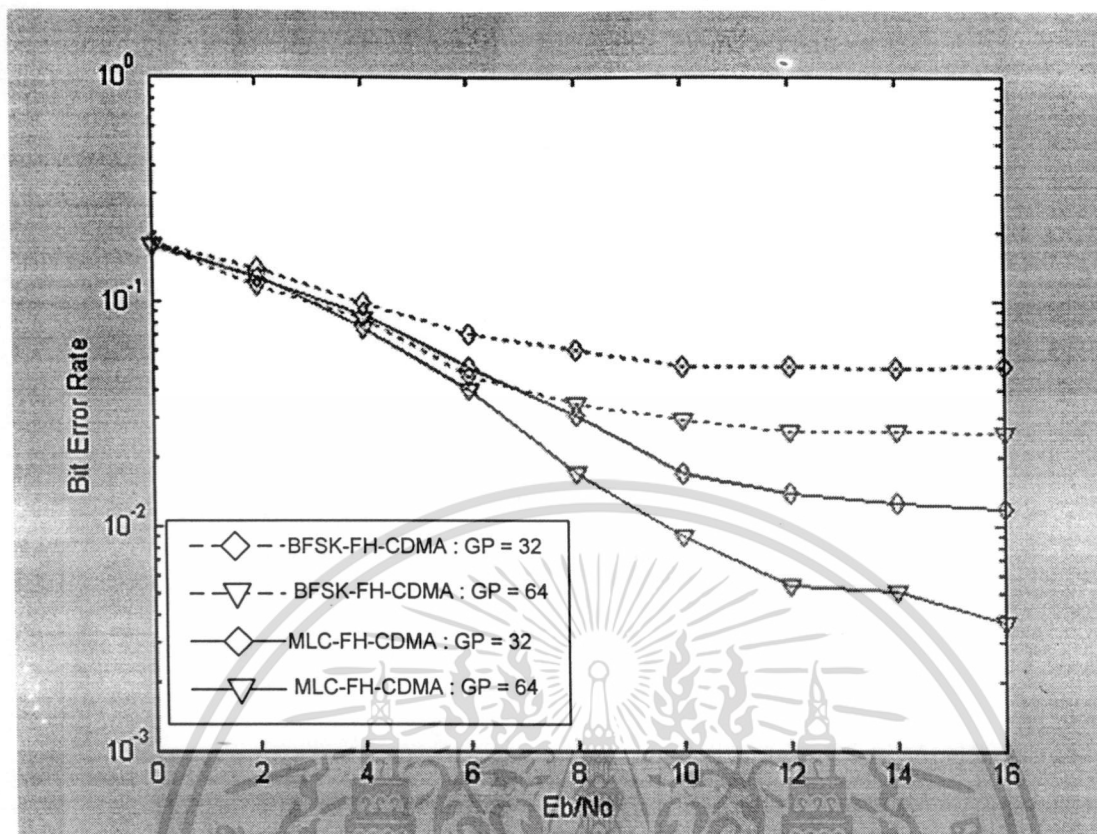
รูปที่ 4.12 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA กรณีมีค่าอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 8, 16, 32 และ 64 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 ผู้ใช้

จากรูปจะเห็นว่าสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA จะขึ้นอยู่กับค่าอัตราขยายการประมวลผล นั่นคือเมื่อค่าอัตราขยายการประมวลผลมีค่าสูงจะทำให้สมรรถนะของระบบมีค่าสูงตามไปด้วย และค่าอัตราขยายการประมวลผลที่มีค่าสูงยังมีผลดีต่อความจุของจำนวนผู้ใช้ในระบบด้วย



รูปที่ 4.13 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 8 และ 16 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 ผู้ใช้

จากรูปจะเห็นว่าเมื่อค่าอัตราขยายการประมวลผลเพิ่มขึ้น มีผลทำให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA และสมรรถนะของระบบ BFSK-FH-CDMA ดีขึ้น และสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ให้ผลที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA ทั้งค่าอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 8 และ 16 ในกรณีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10



รูปที่ 4.14 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 32 และ 64 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 ผู้ใช้

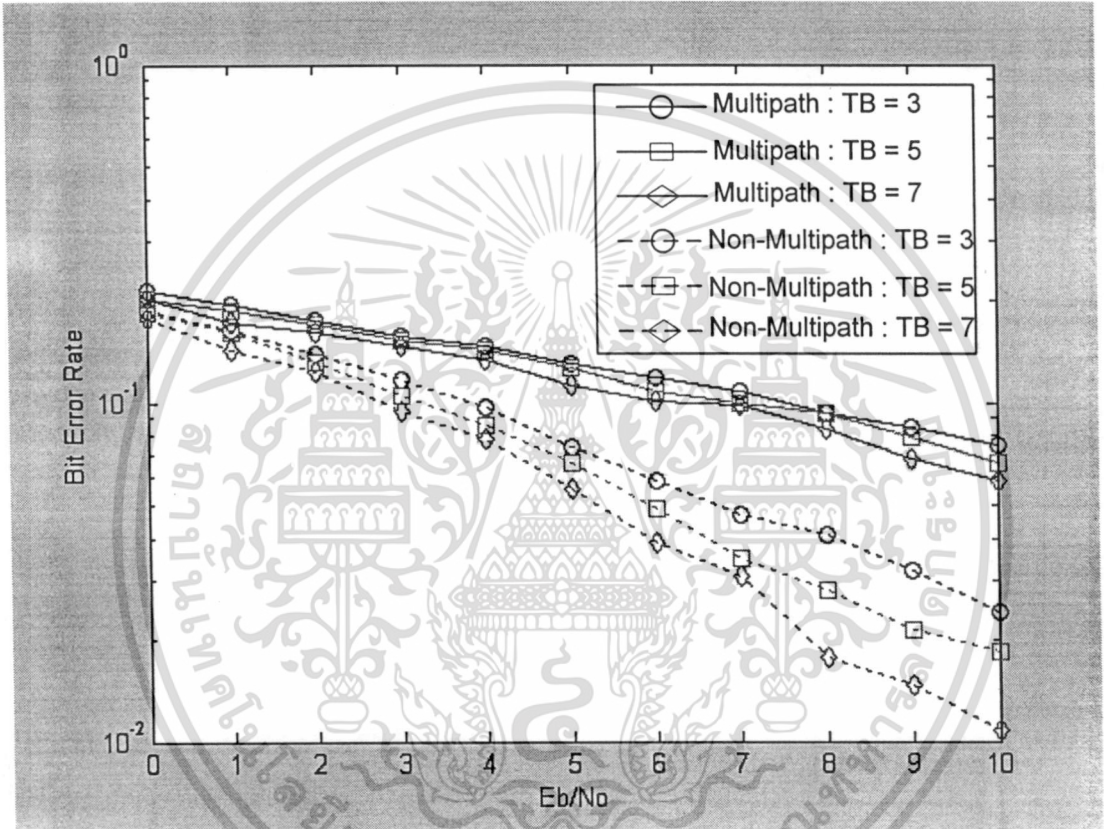
จากรูปจะเห็นว่าเมื่อค่าอัตราขยายการประมวลผลเพิ่มขึ้น มีผลทำให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA และสมรรถนะของระบบ BFSK-FH-CDMA ดีขึ้น และสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ให้ผลที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA ทั้งค่าอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 32 และ 64 ในกรณีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10

#### 4.2.4 การพิจารณาระบบบนช่องสัญญาณมัลติพาธ

ในรูปที่ 4.15-4.17 แสดงสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านและไม่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ โดยในรูปที่ 4.15 และ 4.16 คือระบบที่มีจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 10 และ 15 ผู้ใช้ ตามลำดับ ซึ่งจะแสดงสมรรถนะของระบบที่ค่าผลคูณเวลา-ความถี่ต่างๆ และในรูปที่ 4.17 คือระบบที่มีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5 ซึ่งจะแสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบระหว่างจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 10 และ 15 ผู้ใช้ จากรูปที่ 4.15-4.17 จะเห็นว่าสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธจะลดลงตามลำดับในทุกๆ สถานะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

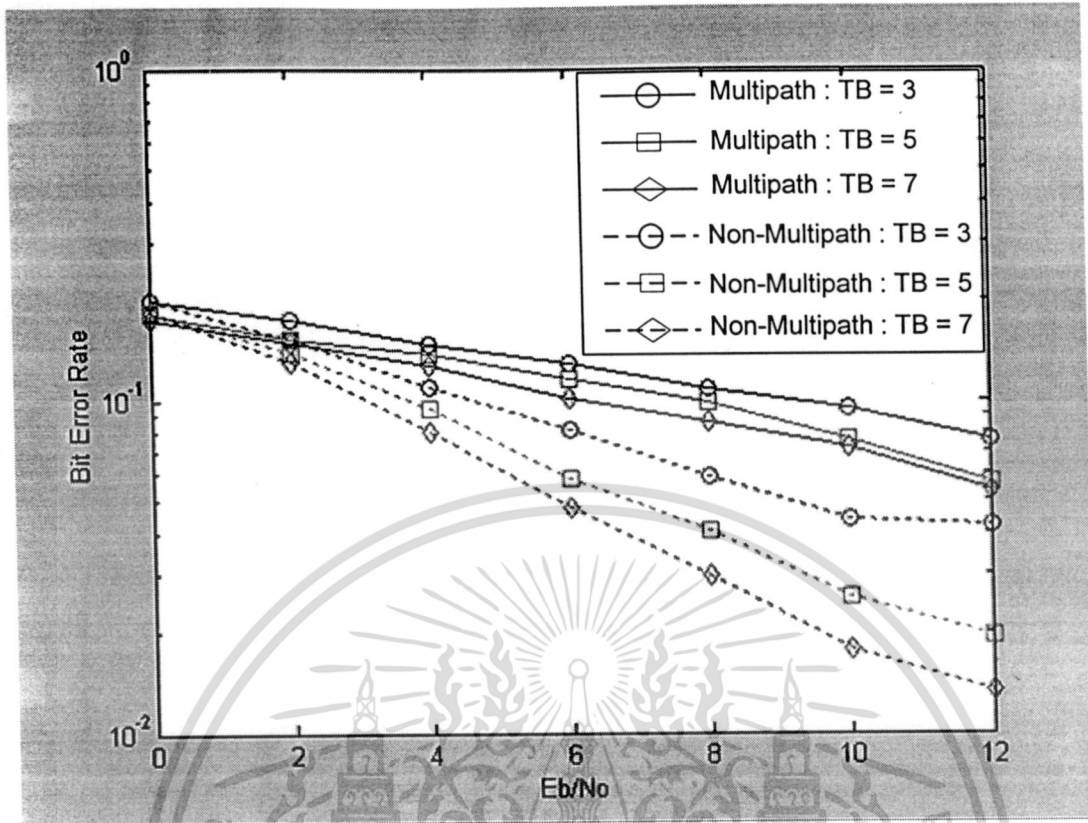
ในรูปที่ 4.18-4.20 แสดงสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA และ BFSK-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาท โดยในรูปที่ 4.18 และ 4.19 คือระบบที่มีจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 10 และ 15 ผู้ใช้ ตามลำดับ ซึ่งจะแสดงสมรรถนะของระบบที่ค่าผลคูณเวลา-ความถี่ต่างๆ และในรูปที่ 4.20 คือระบบที่มีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5 ซึ่งจะแสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบระหว่างจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 10 และ 15 ผู้ใช้ จากรูปที่ 4.18-4.20 จะเห็นว่าสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาทจะดีกว่าสมรรถนะของระบบ BFSK-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาทเช่นกันในทุกๆสภาวะ



รูปที่ 4.15 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านและไม่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาท กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 ผู้ใช้

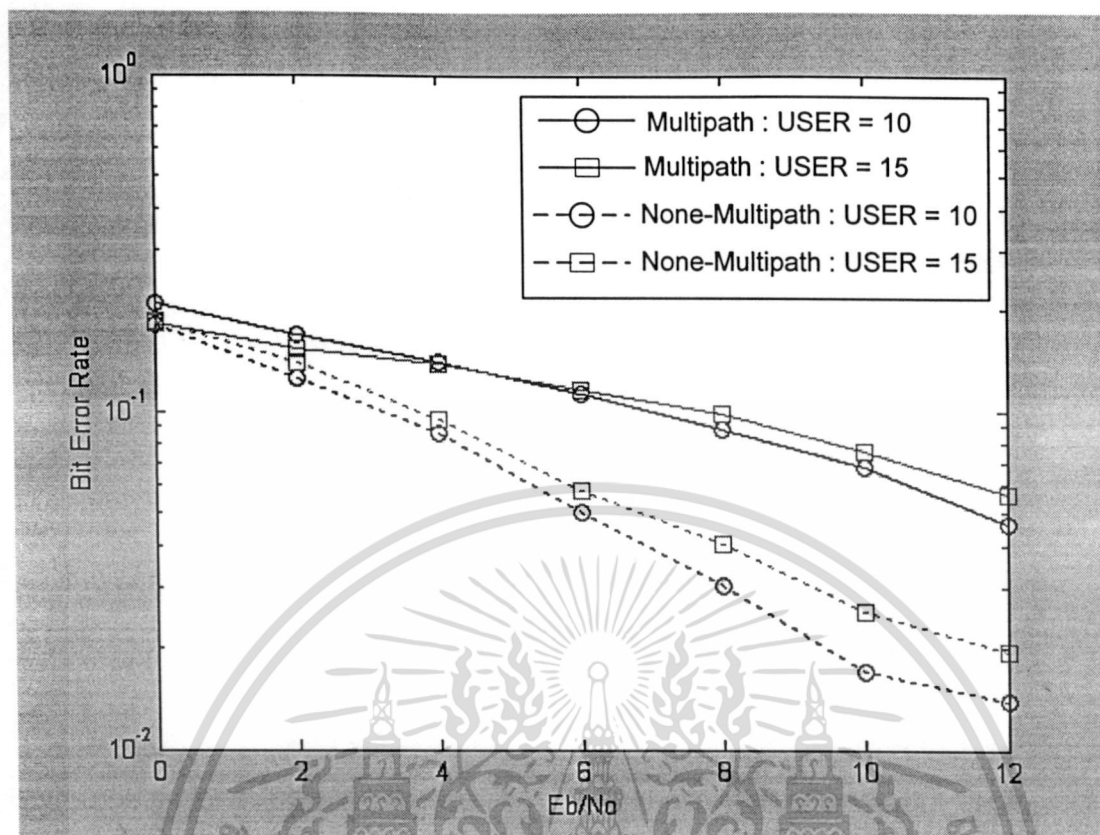
จากรูปจะเห็นว่าสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 จะลดลงเมื่อผ่านช่องสัญญาณมัลติพาท และค่าผลคูณเวลา-ความถี่ ที่เพิ่มขึ้นยังคงมีผลให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาทดีขึ้นเหมือนในกรณีที่ไม่มีผ่านช่องสัญญาณมัลติพาท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



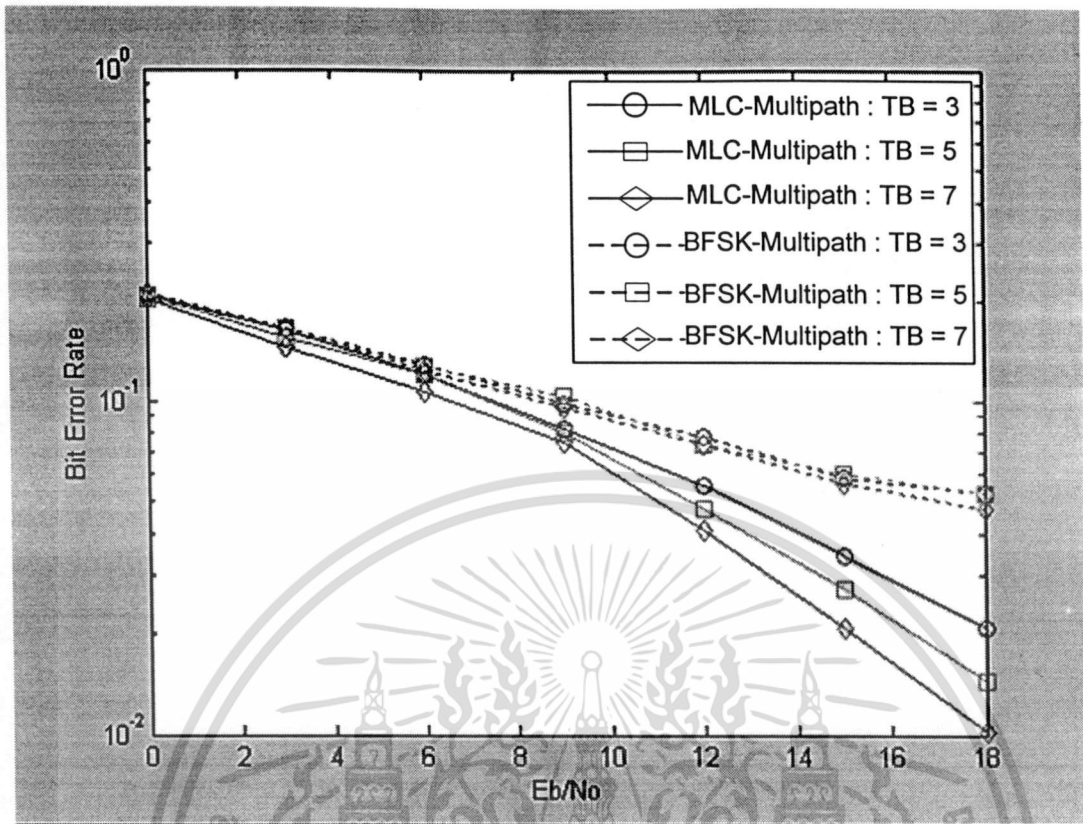
รูปที่ 4.16 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านและไม่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาท กรณีสมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 15 ผู้ใช้

จากรูปจะเห็นว่าสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 15 จะลดลงเมื่อผ่านช่องสัญญาณมัลติพาท และค่าผลคูณเวลา-ความถี่ ที่เพิ่มขึ้นยังคงมีผลให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาทดีขึ้นเหมือนในกรณีที่ไม่น่าผ่านช่องสัญญาณมัลติพาท



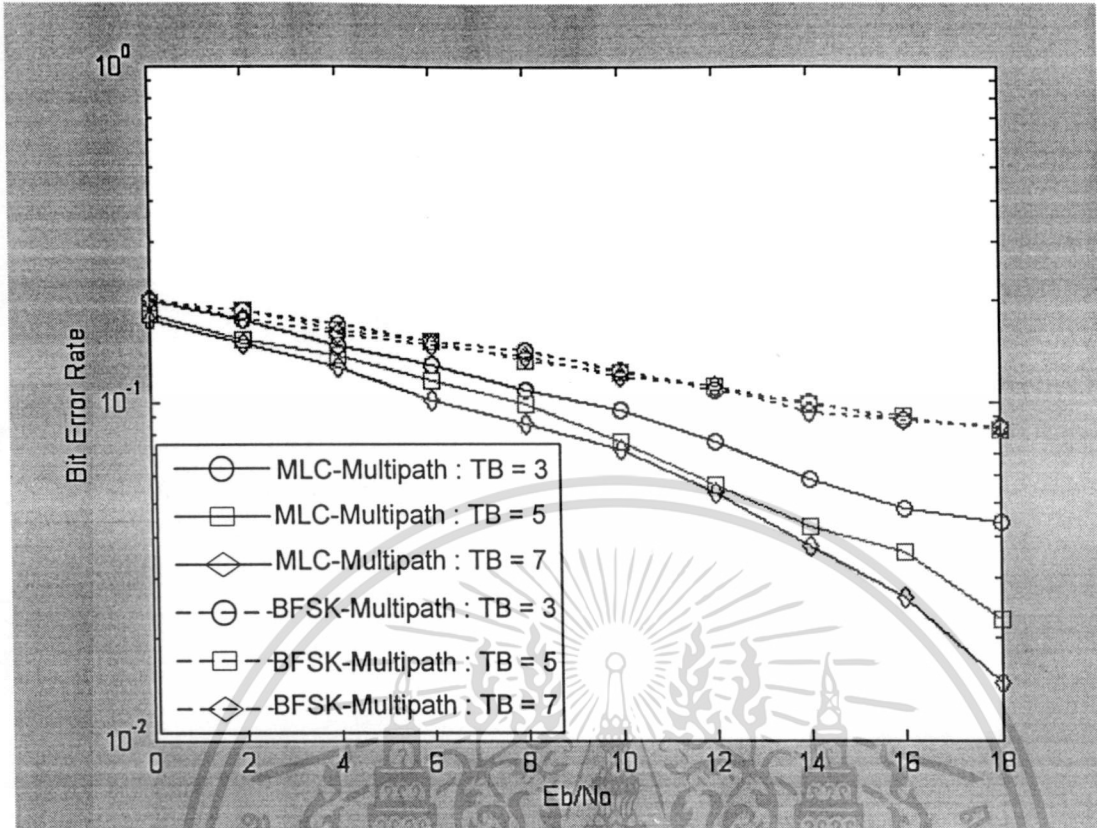
รูปที่ 4.17 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านและไม่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ กรณีมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 และ 15 ผู้ใช้ เมื่อค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5

จากรูปจะเห็นว่าสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 และ 15 จะลดลงเมื่อผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ และจำนวนผู้ใช้ในระบบ ที่เพิ่มขึ้นยังคงมีผลให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธแย่งลงเหมือนในกรณีที่ไม่มีผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ



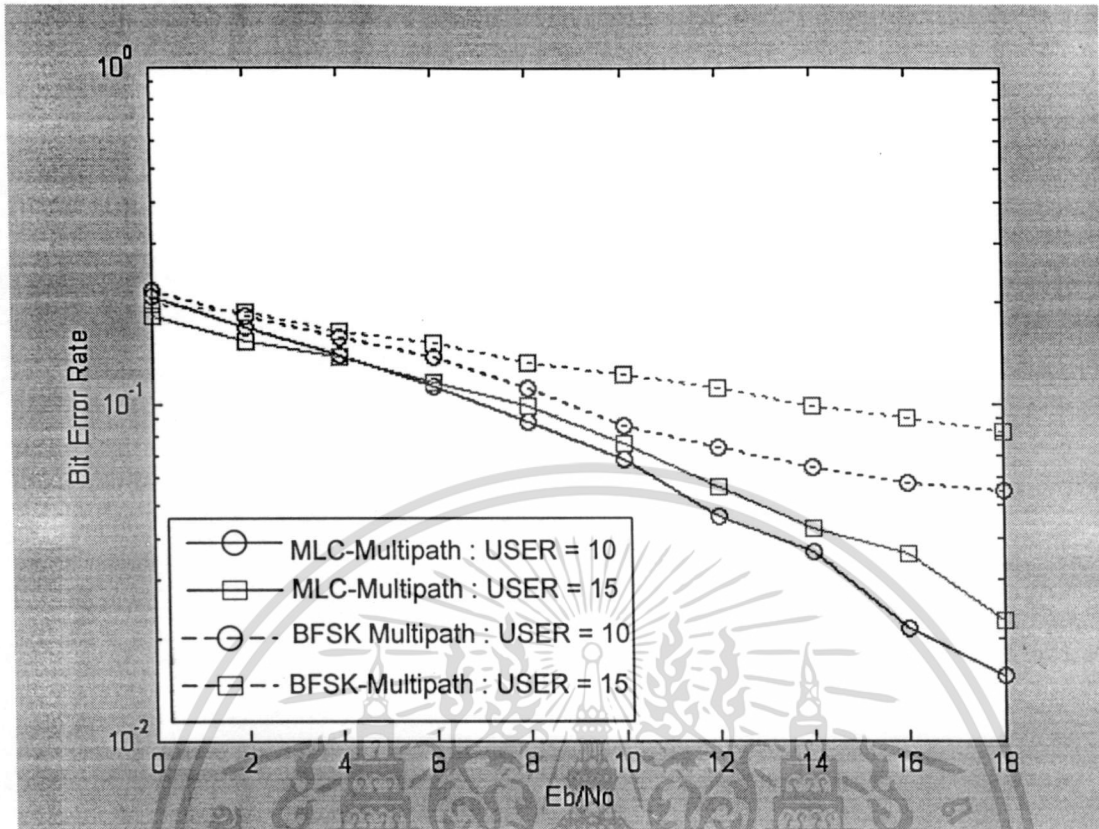
รูปที่ 4.18 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 ผู้ใช้

จากรูปจะเห็นว่า ที่จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 ผู้ใช้ สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ ยังคงดีกว่าสมรรถนะของระบบ BFSK-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ เช่นเดียวกัน และสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธยังคงดีขึ้นตามค่าผลคูณเวลา-ความถี่ที่เพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.19 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 15 ผู้ใช้

จากรูปจะเห็นว่า ที่จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 15 ผู้ใช้ สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ ยังคงดีกว่าสมรรถนะของระบบ BFSK-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ เช่นเดียวกัน และสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธยังคงดีขึ้นตามค่าผลคูณเวลา-ความถี่ที่เพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.20 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ กรณีมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 และ 15 ผู้ใช้ เมื่อค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5

จากรูปจะเห็นว่า ที่จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 และ 15 ผู้ใช้ สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ ยังคงดีกว่าสมรรถนะของระบบ BFSK-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธเช่นเดียวกัน และสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ ยังคงดีขึ้นตามจำนวนผู้ใช้ในระบบที่ลดลง

## บทที่ 5

### สรุปผลการวิเคราะห์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอความคิดในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบจีเอสเอ็ม โดยนำเอาเทคนิคที่ใช้ในงานด้านเรดาร์ที่เรียกว่าเทคนิคเซฟเชิงเส้น เข้ามาใช้ในการออกแบบการมอดูเลตแบบใหม่ที่เรียกว่า การเซฟหลายความถี่เชิงเส้น ซึ่งถูกนำไปใช้ในส่วนมอดูเลตแทนการมอดูเลตเดิม(BFSK) ของระบบการสื่อสารจีเอสเอ็ม โดยการมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้นจะมีคุณสมบัติพิเศษกว่าการมอดูเลตแบบเดิมตรงที่ ลักษณะทางความถี่ของสัญญาณเซฟหลายความถี่เชิงเส้น จะมีหลายรูปแบบตามจำนวนของผู้ใช้ในระบบจีเอสเอ็ม ซึ่งต่างจากการมอดูเลตแบบเดิมที่มีลักษณะทางความถี่เพียงรูปแบบเดียว จึงเป็นผลให้สามารถแยกแยะสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ได้เมื่อเกิดการปัญหาการชนความถี่เกิดขึ้น

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอแนวคิดและวิธีการออกแบบระบบจีเอสเอ็มที่ใช้การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น หลังจากนั้นได้ทำการจำลองแบบการทำงานของระบบใหม่ที่น่าเสนอและระบบเดิม เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบด้วยค่าอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลที่เกิดขึ้นในระบบ โดยการวิเคราะห์จะแบ่งออกเป็นสองแนวทางด้วยกัน แนวทางแรกคือการวิเคราะห์ระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น เมื่อมีสภาวะเงื่อนไขต่างๆเปลี่ยนไป เช่น จำนวนผู้ใช้ในระบบ ค่าผลคูณเวลา-ความถี่ ค่าอัตราขยายการประมวลผลและช่องสัญญาณมัลติพาธ แนวทางที่สองคือการวิเคราะห์ระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น เปรียบเทียบกับระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบเดิมเมื่อมีสภาวะเงื่อนไขต่างๆเปลี่ยนไป โดยผลการวิเคราะห์ในแนวทางแรกคือ สมรรถนะของระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้นจะดีขึ้นตามการเพิ่มค่าผลคูณเวลา-ความถี่ ค่าอัตราขยายการประมวลผล และสมรรถนะของระบบจะแย่ลงเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้นหรือผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ ส่วนผลการวิเคราะห์ในแนวทางที่สองคือ ระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบเดิม จะมีเงื่อนไขในการเพิ่ม-ลดสมรรถนะของระบบในสภาวะต่างๆคล้ายกับระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น แต่ต่างกันที่การเพิ่มค่าผลคูณเวลา-ความถี่ จะไม่มีผลกับสมรรถนะของระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอแบบเดิมเหมือนในระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น และเมื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบทั้งสองแล้วจะพบว่าในทุกสภาวะเงื่อนไข สมรรถนะของระบบที่น่าเสนอจะมีค่าอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลดีกว่าในระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอแบบเดิมที่เป็นเช่นนี้เพราะการมอดูเลตแบบหลายความถี่เชิงเส้นมีคุณสมบัติเฉพาะตัวที่สามารถแก้ไขปัญหาการชนความถี่ที่มักเกิดขึ้นในระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอได้

ผลที่ได้ทั้งหมดแสดงให้เห็นว่า การใช้เทคนิคเซฟหลายความถี่เชิงเส้นในการมอดูเลตสัญญาณของระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอ นั้น จะทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลที่เกิดขึ้นในระบบลดลง หรืออีกในหนึ่งคือ สมรรถนะของระบบดีขึ้นกว่าระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบเดิม ดังนั้นเทคนิคเซฟหลายความถี่เชิงเส้นจึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่น่าสนใจและอาจนำไปประยุกต์ใช้ในระบบการสื่อสารอื่นๆต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

- [1] ลัญจนกร วุฒิสถิตกุลกิจ, “หลักการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่”, สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2546
- [2] R. Prasad, “CDMA for Wireless Personal Communications”, Artech House, London, 1996
- [3] R. E. Ziemer, R. L. Peterson, “Digital Communication and Spread Spectrum System”, Macmilan Publishing, Newyork, 1985
- [4] S. Haykin, “Communication System”, John Wiley & Sons, Newyork, 1994
- [5] J. G. Proakis, “Digital Communication”, McGraw-Hill, 2000
- [6] H. Harada, R. Prasad, “Simulation and Software Radio for Mobile Communications”, Artech House, London, 2002
- [7] C.E. Cook, M. Bernfeld, “Radar Signals An Introduction to Theory and Application”, Artech House, 1987
- [8] B. Edde, “Radar Principles Technology Applications”, Prentice-Hall, 1994
- [9] P. Z. Peebles, Radar Principles, John Wiley, Newyork, 1998
- [10] Karen W. Halford, “Multistage Multiuser Detection for FHMA”, IEEE Transactions on Communications, Vol.48, No.9, September 2000
- [11] S. Hengstler, D. P. Kasilingam. A. H. Costa, “A Novel Chirp Modulation Spectrum Technique for Multiple Access”, IEEE Symp. On Sread-Spectrum Tech. & Appl., pp 73-77, September. 2-5, 2002
- [12] S. E. El-Khamy, S. E. Shahban, E. A. Thabet, “Frequency-Hopped Multi-User Chirp Modulation(FH/M-M) for multipath fading channels”,IEEE Symp. Antennas and Prop., Vol. 1,pp 996-999, july1999.
- [13] A. Springer, W. Gugler, M. Huemer, L. Reindl, C.C.W. Ruppel, R. Weigel, “Spread Spectrum Communications Using Chirp Signals”, IEEE, 166-170, 2000