

การปรับปรุงสมรรถนะของระบบสื่อสาร FH-CDMA ด้วยเทคนิค Chirp
แบบหลายความถี่เชิงเส้น

PERFORMANCE IMPROVEMENT OF FH-CDMA COMMUNICATIONS
WITH LINEAR CHIRP TECHNIQUE

สมยศ หรรษาสุสาน
SOMYOS HANSASOOKSIN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของงานวิจัยของภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม วิทยาลัยวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2547

ISBN 974-15-1211-2

การปรับปรุงสมรรถนะของระบบสื่อสาร FH – CDMA ด้วยเทคนิค Chirp
แบบหลายความถี่เชิงเส้น

PERFORMANCE IMPROVEMENT OF FH – CDMA COMMUNICATIONS
WITH LINEAR CHIRP TECHNIQUE

สมยศ หรรษาสุกสิน

SOMYOS HANSASOOKSIN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2547

ISBN 974-15-1211-2

**PERFORMANCE IMPROVEMENT OF FH – CDMA
COMMUNICATIONS WITH LINEAR CHIRP TECHNIQUE**

SOMYOS HANSASOOKSIN

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

2004

ISBN 974-15-1211-2

COPYRIGHT 2004

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การปรับปรุงสมรรถนะของระบบสื่อสาร FH-CDMA ด้วยเทคนิค Chirp แบบหลายความถี่เชิงเส้น
นักศึกษา	นายสมยศ หารราชสุขสิน
รหัสนักศึกษา	44611205
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2547
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.สมยศ จุณณะปิยะ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ ได้นำเสนอเทคนิคเชิงหลายความถี่เชิงเส้น (Multi Linear Chirp Technique : MLC) เพื่อแก้ปัญหาการชนความถี่ของแต่ละผู้ใช้ (Collision Problem) ในการสื่อสารระบบการเข้าถึงหลายทาง โดยแบ่งแยกทางรหัสแบบกระโดดความถี่ตามรหัส (Frequency Hopping-Code Division Multiple Access : FH-CDMA) ซึ่งผลของการชนความถี่ของแต่ละผู้ใช้ จะทำให้ข้อมูล ณ จุดนั้นเกิดการผิดพลาดเพราะภาครับไม่สามารถแยกแยะได้ว่าข้อมูลที่ชนกันเนื่องจากรหัสความถี่เหมือนกันเป็นของผู้ใช้รายใด แต่เมื่อเรานำเทคนิคเชิงหลายความถี่เชิงเส้นเข้ามาปรับปรุงระบบก็จะสามารถช่วยแก้ปัญหานี้ได้

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

Thesis Title	Performance Improvement of FH-CDMA Communications with Linear Chirp Technique
Student	Mr. Somyos Hansasooksin
Student ID.	44611205
Degree	Master of Engineering
Programme	Telecommunications Engineering
Year	2004
Thesis Advisor	Assoc.Prof. Somyos Junnapiya

ABSTRACT

This thesis proposes to use the multi linear chirp technique (MLC) for solving the collision problem in frequency hopping-code division multiple access (FH-CDMA). The effect of frequency code collision is data error at collide position because the receiver can't estimate the user's data. The multi linear chirp technique is a solution for system improvement. The performance comparison between frequency shift keying FH-CDMA and multi linear chirp FH-CDMA systems is presented in this thesis. Both system simulations in Additive White Gaussian Noise (AWGN) channel and multi path fading channel have been carried out .Matlab program is used for simulation and performance analysis of both systems.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาในการแก้ปัญหาต่างๆ เกี่ยวกับงานวิจัยจาก รศ.สมยศ จุณณะปิยะ ซึ่งเป็นผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณดร.พิเชษฐ ม่วงนวล ที่ช่วยให้คำปรึกษา คำแนะนำและให้ข้อมูลต่างๆ ในบางจุดที่ผู้วิจัยติดปัญหาบางอย่าง ซึ่งเป็นผู้มีส่วนช่วยเป็นอย่างมากทำให้ผู้วิจัยเข้าใจในปัญหานั้น

ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ บิดา-มารดา ของข้าพเจ้า ที่ให้โอกาสและให้กำลังใจแก่ข้าพเจ้ามาโดยตลอด และขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ทุกคนที่เป็นกำลังใจให้ด้วยดีเสมอมา ประโยชน์อันใดที่เกิดจากงานวิจัยนี้ย่อมเป็นผลมาจากความกรุณาของท่านดังกล่าวข้างต้น ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งเป็นอย่างยิ่ง จึงใคร่ขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

สมยศ หารรษาสุขสิน

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	1
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	2
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ.....	4
2.1 หลักการของระบบ CDMA.....	4
2.1.1 บทนำ.....	4
2.1.1.1 เทคนิคการมัลติเพล็กซ์.....	4
2.1.1.2 การสื่อสารสเปกตรัมและคุณสมบัติ.....	7
2.1.1.3 ชนิดของการสื่อสารสเปกตรัม.....	11
2.1.2 การสื่อสารระบบไคเร็กซ์ีแควนซ์สเปกตรัม.....	13
2.1.2.1 วงจรภาคส่งของระบบไคเร็กซ์ีแควนซ์สเปกตรัมที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK.....	14
2.1.2.2 วงจรภาครับของระบบไคเร็กซ์ีแควนซ์สเปกตรัมที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK.....	14
2.1.2.3 คุณสมบัติของระบบไคเร็กซ์ีแควนซ์ซีดีเอ็มเอ.....	15
2.1.3 การสื่อสารระบบพีริแควนซ์ฮอปปีงสเปกตรัม.....	17
2.1.3.1 พีริแควนซ์ฮอปปีงสเปกตรัมแบบเข้าร่วมนัย.....	17
2.1.3.2 พีริแควนซ์ฮอปปีงสเปกตรัมแบบเข้าไม่ร่วมนัย.....	19

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.1.3.3 ฟรีควนซีฮอปปีงสเปคตรัมแบบเร็วไม่ร่วมนัย.....	21
2.1.4 รหัส PN (Pseudorandom Noise Sequence).....	22
2.1.4.1 รหัส m-sequence.....	22
2.1.4.2 รหัส Gold Sequence.....	24
2.2 ทฤษฎีของเทคนิคเซฟเชิงเส้น.....	27
2.2.1 สัญญาณในระบบเรดาร์.....	27
2.2.1.1 สัญญาณพัลส์คลื่นต่อเนื่อง.....	28
2.2.1.2 สัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น.....	30
2.2.1.3 สัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้น.....	33
2.2.1.4 สัญญาณวี-เอ็ฟเอ็ม.....	35
2.3 ทฤษฎีการจางหายบนช่องสัญญาณ.....	37
2.3.1 ช่องสัญญาณรบกวนขาว (AWGN).....	37
2.3.2 ปราบกฏการณ์คอปเปลอร์ซีฟต์.....	37
2.3.3 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบ Rayleigh.....	39
2.3.4 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบ Rician.....	42
2.3.5 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบ Nakagami.....	42
2.3.6 แบบจำลองช่องสัญญาณมัลติพาท.....	43
2.3.6.1 แบบจำลองของ Jakes.....	44
2.3.7 ผลกระทบของดีเลย์สเปรด.....	47
บทที่ 3 การออกแบบและการทำแบบจำลองระบบ MLC-FH-CDMA.....	52
3.1 การออกแบบระบบ MLC-FH-CDMA.....	52
3.1.1 การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น.....	52
3.1.1.1 เทคนิคเซฟเชิงเส้น.....	52
3.1.1.2 เทคนิคเซฟหลายความถี่เชิงเส้น (MLC).....	55
3.1.2 การปรับปรุงระบบฟรีควนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอด้วยการมอดูเลต แบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น.....	62
3.1.2.1 ระบบฟรีควนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอด้วยและปัญหาการชนความถี่	62

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.1.2.2 การปรับปรุงระบบฟรีควอนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอ.....	66
บทที่ 4 ผลการจำลองแบบการทำงานของระบบ.....	70
4.1 สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA.....	70
4.2 การเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างระบบ MLC-FH-CDMA กับ FSK-FH-CDMA.....	73
4.2.1 ผลของการเพิ่มค่าผลคูณเวลา-ความถี่ (Time-Bandwidth Product).....	73
4.2.2 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ	77
4.2.3 ผลของการปรับค่าอัตราขยายการประมวลผล.....	80
4.2.4 การพิจารณาระบบบนช่องสัญญาณมัลติพาท.....	86
บทที่ 5 สรุปผลการวิเคราะห์.....	93
เอกสารอ้างอิง.....	95
ภาคผนวก.....	96
ก. โปรแกรม.....	97
ข. การเผยแพร่งานวิจัย.....	128
ประวัติผู้เขียน.....	130

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่.....	5
2.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา.....	6
2.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส.....	6
2.4 การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM.....	7
2.5 หลักการของการสื่อสารแบบสเปกตรัม.....	9
(ก) แสดงการสร้างสัญญาณสเปกตรัมของผู้ใช้ 2 คนจากสัญญาณข้อมูลเดิมที่เป็นสัญญาณแบนด์แคบ	
(ข) แสดงการส่งสัญญาณสเปกตรัมของผู้ใช้ทั้ง 2 คนในเวลาเดียวกัน	
(ค) แสดงการคี่สเปก (Despread) ที่ภาครับ โดยมีเพียงสัญญาณของผู้ใช้คนที่ 1 เท่านั้นที่กลับคืนมา	
2.6 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของการสื่อสารแบบสเปกตรัม.....	10
2.7 ตัวอย่างการทำสเปกตรัม.....	13
(ก) รูปสัญญาณของผู้ใช้หมายเลข 1 ณ วงจรภาคส่ง	
(ข) รูปสัญญาณของผู้ใช้หมายเลข 2 ณ วงจรภาคส่ง	
(ค) รูปสัญญาณของผู้ใช้หมายเลข 3 ณ วงจรภาคส่ง	
(ง) รูปสัญญาณที่เกิดขึ้น ณ วงจรภาครับ	
2.8 วงจรภาคส่งของระบบไคเร็กซ์ควอนสเปกตรัมที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK.....	14
2.9 วงจรภาครับของระบบไคเร็กซ์ควอนสเปกตรัมที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK.....	14
2.10 (ก) ภาคส่งของระบบพีรีควอนซีฮอปปีงสเปกตรัม.....	18
(ข) ภาครับของระบบพีรีควอนซีฮอปปีงสเปกตรัม	
2.11 การมอดูเลตแบบไม่ร่วมนัยหรือไม่ก็ความแตกต่างแบบร่วมนัย.....	20
2.12 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรสร้างรหัส m-sequence	22
2.13 ค่าอัตราสัมพันธ์ของรหัสเอ็ม.....	24
2.14 ค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสเอ็ม.....	25
2.15 โครงสร้างทั่วไปของวงจรสร้างรหัสเอ็ม.....	26
2.16 แสดงสัญญาณพัลส์คลื่นต่อเนื่อง(CW) ในแกนความถี่กับเวลา.....	28
2.17 แสดงสัญญาณคลื่นต่อเนื่อง (CW).....	29
(ก) รูปสัญญาณทางเวลา	
(ข) สเปกตรัมของสัญญาณ	

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.18 แสดงสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น(LFM)ในแกนความถี่กับเวลา.....	31
2.19 แสดงสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น(LFM).....	32
(ก) รูปสัญญาณทางเวลา(Down Chirp)	
(ข) สเปกตรัมของสัญญาณ	
2.20 สัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้นในทางความถี่.....	33
2.21 แสดงสัญญาณวี-เอ็ฟเอ็มในทางความถี่-เวลา.....	36
(ก) สัญญาณวี-เอ็ฟเอ็มแบบง่าย(Simple V-FM)	
(ข) สัญญาณวี-เอ็ฟเอ็มแบบซับซ้อน(Complex V-FM)	
2.22 คุณสมบัติของช่องสัญญาณรบกวนขาว.....	37
2.23 ปฏิกิริยาการคอปเปอเรชันที่เก็จจากการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ภาคร็บ.....	38
2.24 โครงสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณมัลติพาตามแบบของ Jakes.....	44
2.25 สเปกตรัมความถี่ของออัสซิเลเตอรั่ สำหรับกรณี $N_0 = 8$ และ $N = 34$	45
2.26 ตัวอย่างแสดงการส่งผ่านสัญญาณอิมพัลส์ผ่านช่องสัญญาณมัลติพา.....	49
2.27 ตัวอย่างฟังก์ชันผลคอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมัลติพา.....	50
3.1 แสดงสัญญาณเช็พเชิงเส้น (Linear chirp)	53
(ก) แกนเวลา-ความถี่	
(ข) แกนเวลา-แอมพลิจูด	
3.2 แสดงสัญญาณเช็พหลายความถี่เชิงเส้น(MLC) ในแกนเวลา.....	58
3.3 แสดงสัญญาณเช็พหลายความถี่เชิงเส้น(MLC) ในแกนเวลา.....	62
3.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ BFSK.....	63
(ก) ภาคส่ง (Transmitter)	
(ข) ภาครับ (Receiver)	
(ค) วงจร BFSK คีมอดูเลเตอรั่	
3.5 แสดงสัญญาณของระบบ BFSKในแกนความถี่และเวลาพร้อม.....	65
แสดงปัญหาการกระโคคซ้อนทับกันของรหัสความถี่ของผู้ใช้ A และ B	
3.6 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ MLC-FH-CDMA	68
(ก) ภาคส่ง (Transmitter)	
(ข) ภาครับ (Receiver)	
(ค) วงจรเทคนิคเช็พหลายความถี่เชิงเส้นคีมอดูเลเตอรั่ โดยที่ m ค็ือลำดับของผู้ใช้	

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.7 แสดงสัญญาณของระบบ MLC-FH-CDMA ในแกนความถี่และเวลาพร้อม.....	69
แสดงการแก้ปัญหาการกระโดดซ้อนทับกันของรหัสความถี่ของผู้ใช้ A และ B	
4.1 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อ.....	71
สัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMAกรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 1 ผู้ใช้	
4.2 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อ.....	72
สัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMAกรณีมีจำนวนผู้ใช้ในเท่ากับ 5, 10, 15, 20 และ 25 ผู้ใช้ เมื่อมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5	
4.3 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อ.....	74
สัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMAเปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีค่าผลคูณเวลา- ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้	
4.4 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณ.....	75
ต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 ผู้ใช้	
4.5 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณ.....	76
ต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMAเปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 20 ผู้ใช้	
4.6 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณ.....	77
ต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5, 10 และ 20 ผู้ใช้ เมื่อมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3	
4.7 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณ.....	78
ต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5, 10 และ 20 ผู้ใช้ เมื่อมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5	
4.8 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณ.....	79
ต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5, 10 และ 20 ผู้ใช้ เมื่อมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 7	

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.9 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณ.....80 ต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA กรณีมีค่าอัตราขยายการประมวลผล เท่ากับ 8, 16, 32 และ 64 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้	
4.10 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณ.....81 ต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 8 และ 16 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้	
4.11 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณ.....82 ต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 32 และ 64 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้	
4.12 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณ.....83 ต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA กรณีมีค่าอัตราขยายการประมวลผล เท่ากับ 8, 16, 32 และ 64 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 ผู้ใช้	
4.13 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณ.....84 ต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 8 และ 16 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 ผู้ใช้	
4.14 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณ.....85 ต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 8 และ 16 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 ผู้ใช้	
4.15 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณ.....87 ต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านและไม่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาท กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 ผู้ใช้	
4.16 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณ.....88 ต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านและไม่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาท กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 15 ผู้ใช้	
4.17 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณ.....89 ต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านและไม่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาท กรณีมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 และ 15 ผู้ใช้ เมื่อค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5	

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.18 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณ.....90 ต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อจำนวนผู้ใช้ ในระบบเท่ากับ 10 ผู้ใช้	
4.19 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณ.....91 ต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อจำนวนผู้ใช้ ในระบบเท่ากับ 15 ผู้ใช้	
4.20 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณ.....92 ต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ กรณีมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 และ 15 ผู้ใช้ เมื่อค่าผล คูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5	

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การสื่อสารระบบ CDMA เป็นระบบที่มีพื้นฐานมาจากหลักการสื่อสารสเปกตรัมแพร่ (Spread Spectrum Communication) ซึ่งในยุคแรกนั้นมีจุดมุ่งหมายเพื่อนำมาใช้ในการสื่อสารของวงการทหาร เพราะมีคุณสมบัติที่มีการรักษาความปลอดภัยของข้อมูลจากตรวจจับสูง (Low Probability of Intercept) ด้านทานการส่งสัญญาณรบกวนจากข้าศึกได้ดี (Anti Jamming Signal) ใช้กำลังในการส่งต่ำ และทนต่อสัญญาณรบกวนแบบต่างๆ ได้ดี [2] ในปัจจุบันได้มีการนำมาใช้อย่างแพร่หลายในระบบการสื่อสารไร้สาย ข้อดี ของระบบ CDMA เมื่อเปรียบเทียบกับ TDMA หรือ FDMA จะมีความจุของระบบมากกว่าและมีอัตราการรับส่งข้อมูลที่สูงขึ้นกว่าระบบเดิม (Frequency Division Multiple Access และ Time Division Multiple Access : FDMA และ TDMA) โดยระบบ CDMA ที่นิยมใช้มี 3 แบบ คือ ระบบ DS-SS-SSMA ระบบ FH-SS-SSMA และระบบ TH-SS-SSMA แต่ระบบ DS-SS-SSMA และระบบ FH-SS-SSMA จะเป็นที่นิยม โดยทั้งสองระบบนี้จะใช้รหัส PN (Pseudorandom Noise Code) เป็นส่วนสำคัญเหมือนกัน โดยจะแตกต่างกันที่ระบบ DS-SS-SSMA จะเข้ารหัสกับสัญญาณข้อมูลโดยตรง แต่ระบบ FH-SS-SSMA จะใช้รหัส PN ในการควบคุมการเปลี่ยนหรือกระโดดความถี่ของสัญญาณข้อมูล

ปัญหาอย่างหนึ่งที่เกิดขึ้นบ่อยครั้งในการสื่อสารระบบฟรีควอนซิมคือ ปัญหาการชนกันของผู้ใช้คือ การชนความถี่ (Collision)[10] ซึ่งมีสาเหตุมาจากค่ารหัสบางช่วงในชุดรหัส PN ของสองผู้ใช้เกิดบังเอิญมีค่าเท่ากัน จึงทำให้ ณ ช่วงเวลานั้นมีการส่งแรงแรงความถี่เดียวกันขึ้นมาใช้งาน จึงไม่สามารถตรวจจับได้ว่าข้อมูลไหนเป็นของผู้ใช้รายใด ผลที่เกิดขึ้นคือมีความน่าจะเป็นอย่างมากที่จะเกิดการผิดพลาดของข้อมูลที่รับได้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะมุ่งเน้นวิจัยเกี่ยวกับ โครงสร้างและผลกระทบต่างๆ ที่มีต่อสมรรถนะของระบบ CDMA โดยเฉพาะระบบฟรีควอนซิมคือเพื่อให้นำมาวิเคราะห์หาวิธีการปรับปรุงสมรรถนะของระบบให้ดียิ่งขึ้น

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ในการสื่อสารระบบฟรีควอนซิมคือ นั้นมีปัจจัยอยู่หลายอย่างด้วยกันที่จะก่อให้เกิดความน่าจะเป็นในการเกิดความผิดพลาดของข้อมูลที่ภากรับ ซึ่งปัญหาการชนความถี่ นั้น

เป็นปัญหาที่มีอิทธิพลกับระบบนี้มาก เพราะเป็นเหตุการณ์ที่เกิดขึ้นอยู่ตลอดเวลาในระบบฟรีควอนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอ ที่มีการส่งสัญญาณไปยังปลายทาง ถึงแม้ว่าช่องสัญญาณจะมีคุณภาพที่ดีมากขึ้น ก็ยังไม่สามารถลดปัญหานี้ได้ดีเท่าที่ควร ด้วยเหตุนี้จึงมีความพยายามจะหาวิธีการที่สามารถแก้ไขปัญหานี้โดยตรงได้แล้ว นั่นหมายความว่าสมรรถนะของระบบฟรีควอนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอ น่าจะดีขึ้นได้

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

เทคนิคการเซฟเชิงเส้น (Linear Chirp Technique) เป็นเทคนิคที่มีคุณสมบัติที่น่าสนใจ คือ ช่วยลดปัญหาการแทรกสอดเนื่องจากการเข้าถึงหลายทาง (Multi Access Interference : MAI) และยังสามารถลดผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดแบบอื่นๆ ได้อีกด้วย (Interference Rejection) โดยแนวคิดหลักของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือ เมื่อนำเทคนิคเซฟเชิงเส้นมาประยุกต์ใช้ในการสร้างการมอดูเลตแบบใหม่ให้มีลักษณะเป็นเซฟหลายความถี่เชิงเส้น (Multi Linear Chirp : MLC) แล้วนำไปใช้แทนการมอดูเลตแบบเดิมในระบบฟรีควอนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอ ก็จะสามารถแก้ไขปัญหาการชนความถี่ได้ เพราะการมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้นมีคุณสมบัติทำให้สัญญาณของแต่ละผู้ใช้มีลักษณะทางความถี่ที่แตกต่างกัน จึงทำให้ที่ภาครับยังสามารถแยกแยะสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ได้ถึงแม้ว่าจะเกิดปัญหาการชนความถี่ในระบบฟรีควอนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอก็ตาม เพราะฉะนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้นำเทคนิคการมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น เข้ามาแก้ปัญหาข้างต้นของระบบ ฟรีควอนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอ

1.5 ขอบเขตการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีขอบเขตการวิจัยดังต่อไปนี้

- ศึกษาค้นคว้าวิธีการออกแบบเทคนิคมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้นจากเทคนิคการสร้างสัญญาณเซฟเชิงเส้น เพื่อใช้ในการแก้ปัญหการชนความถี่ในระบบฟรีควอนซีฮอปปีง ซีดีเอ็มเอ
- ทำการจำลองแบบการของระบบฟรีควอนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบเดิม และการมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น เพื่อหาค่าอัตราการผิดพลาดของข้อมูล มาทำกราฟแสดงการเปรียบเทียบกัน ซึ่งจะทำการศึกษาในสองแนวทางได้แก่ผลของระบบฟรีควอนซี ฮอปปีงซีดีเอ็มเอแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้นบนสภาวะเงื่อนไขต่างๆ และเปรียบเทียบระบบทั้งสองในแต่ละสภาวะ
- ทำการจำลองแบบช่องสัญญาณรบกวนขาว (AWGN) และช่องสัญญาณการจางหายมัลติพาทเพื่อหาค่าอัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้จากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณนั้น

- สรุปผลการศึกษาศมรรถนะของระบบทั้งสองในเงื่อนไขสถานะต่างๆ

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีขั้นตอนการศึกษาดังต่อไปนี้

- เริ่มจากการศึกษาหลักการทํางานและปัญหาของระบบฟรีควอนตัมฮอปปีงซีดีเอ็มเอ
- ศึกษาคุณสมบัติของเทคนิคซีพเชิงเส้นที่จะนำมาพัฒนาเป็นการมอดูเลตแบบซีพหลายความถี่เชิงเส้น
- ทำการออกแบบระบบฟรีควอนตัมฮอปปีงซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบซีพหลายความถี่เชิงเส้น
- ทำการจำลองการทํางานของระบบฟรีควอนตัมฮอปปีงซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบเดิมและใช้การมอดูเลตแบบใหม่ที่นำเสนอซึ่งมีปัญหาคารรณความถี่เกิดขึ้นเหมือนกันด้วยโปรแกรม Matlab
- ทำการจำลองแบบช่องสัญญาณรบกวนขาว (AWGN) และช่องสัญญาณการจางหายมัลติพาทเพื่อใช้ในการทดสอบสมรรถนะของทั้งสองระบบด้วยโปรแกรม Matlab
- สรุปและวิเคราะห์ผลที่ได้จากการจำลองการทํางานของระบบ

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

บทนี้ของในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึง ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานที่เกี่ยวข้องในงานวิจัย ซึ่งเนื้อหาประกอบด้วยทฤษฎีหลัก 3 ส่วนคือ หลักการของระบบ CDMA (Code Division Multiple Access) ทฤษฎีของเทคนิคเชิพเชิงเส้น (Linear Chirp) และทฤษฎีการจางหายบนช่องสัญญาณ โดยเนื้อหาทั้งหมดนี้เป็นสิ่งสำคัญสำหรับการศึกษา และการปรับปรุงระบบ CDMA ที่นำเสนอ

2.1 หลักการของระบบ CDMA

2.1.1 บทนำ

ในหัวข้อแรกนี้เราจะกล่าวถึงหลักการของการทำสเปกตรัมกระจาย (Spread Spectrum) ซึ่งเป็นพื้นฐานที่สำคัญสำหรับการใช้งานในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ CDMA (Code Division Multiple Access) การทำสเปกตรัมกระจาย ในยุคแรกๆนั้นมักมุ่งหมายเพื่อนำมาใช้ในงานในวงการทหาร สำหรับป้องกันการรบกวนของข้าศึกต่อการรับส่งสัญญาณ (Enemy Jamming) หากแต่ปัจจุบันวิธีการนี้ได้นำมาใช้ประโยชน์ในระบบสื่อสารข้อมูลแบบไร้สาย โดยประโยชน์สำคัญที่ได้จากวิธีนี้คือสามารถเพิ่มความจุของระบบหรืออัตราการรับส่งข้อมูลให้สูงขึ้น ซึ่งในทางทฤษฎีแล้วมีความเป็นไปได้ที่จะเพิ่มอัตราการรับส่งข้อมูลให้สูงกว่าระบบที่มีการใช้งานกันอย่างแพร่หลายในขณะนี้คือ FDMA (Frequency Division Multiple Access) และ TDMA (Time Division Multiple Access) นอกจากนี้ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่อาศัยเทคโนโลยี CDMA ยังมีข้อดีอื่นๆที่น่าสนใจและเป็นประโยชน์ในทางปฏิบัติ ดังนั้นในตอนต้นนี้จะขอกกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของการมัลติเพล็กซ์ ก่อน

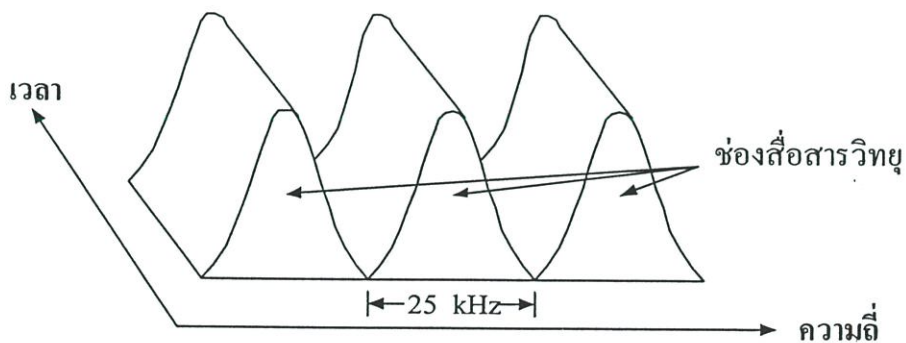
2.1.1.1 เทคนิคการมัลติเพล็กซ์

ในระบบการสื่อสารนั้น มักจะมีความจำเป็นที่จะต้องทำการจัดส่งสัญญาณต่างๆ หลายสัญญาณรวมกันไปในตัวกลางหรือสายส่งสัญญาณเดียวกัน โดยที่จะต้องสามารถที่จะทำการแยกสัญญาณแต่ละสัญญาณที่ส่งรวมกันมานั้นออกจากกันได้ทางด้านเครื่องรับ วิธีการรวมสัญญาณเข้าด้วยกันดังกล่าวมีชื่อว่าการมัลติเพล็กซ์ (Multiplexing) สัญญาณ และวิธีการจัดแยกสัญญาณเหล่านั้นมีชื่อว่า การดีมัลติเพล็กซ์ (Demultiplexing) สัญญาณ ในยุคที่ผ่านมามีการมัลติเพล็กซ์สัญญาณที่รู้จักกันทั่วไปมีอยู่ 3 แบบคือ การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (Frequency Division Multiplexing) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา (Time Division Multiplexing) และการ

มัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส (Code Division Multiplexing) ในปัจจุบันการมัลติเพล็กซ์สัญญาณอีกแบบหนึ่งที่กำลังเป็นที่สนใจของกลุ่มนักวิจัยคือการมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ซึ่งเป็นการมัลติเพล็กซ์ที่ทำให้สามารถใช้งานความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพและรองรับการส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูง พื้นฐานของการมัลติเพล็กซ์แบบต่าง ๆ มีรายละเอียดดังหัวข้อต่อไปนี้

1) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่หรือ FDM (Frequency Division Multiplexing) วิธีการนี้จะอาศัยการมอดูเลตสัญญาณมาช่วยในการย้ายสเปกตรัมของสัญญาณที่ต้องการจะส่งแต่ละสัญญาณรวมกันไปในนั้นให้เลื่อนไปอยู่ในย่านความถี่ที่ไม่ซ้อนทับกันดังแสดงในรูปที่ 2.1 ทั้งนี้เพื่อให้การใช้สเปกตรัม (Spectrum) ของแต่ละสัญญาณนั้นเกิดการรบกวนซึ่งกันและกันในแกนความถี่ โดยสามารถเลือกใช้คลื่นพาห้ที่มีความถี่เหมาะสมมาทำการมอดูเลตสัญญาณต่าง ๆ ที่ต้องการจะส่งรวมกันแต่ละสัญญาณ เพื่อให้สเปกตรัม ของสัญญาณที่เกิดขึ้นจากการมอดูเลตนั้นแยกเป็นอิสระต่อกันและกัน ในแกนความถี่ ทำให้สามารถส่งสัญญาณเหล่านี้รวมกันไปในช่องสัญญาณเดียวกันได้ และเมื่อเราให้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านมาแยกสัญญาณที่รับได้ทางด้านเครื่องรับอย่างเหมาะสมแล้วจะสามารถแยกสัญญาณเหล่านั้นออกจากกันได้ และเมื่อนำสัญญาณที่แยกออกมานี้ไปทำการดีมอดูเลต ก็จะได้ข้อมูลหรือข่าวสารกลับคืนมา ส่วนมากการมัลติเพล็กซ์แบบ FDM จะนิยมใช้กับการส่งสัญญาณข้อมูลแบบอนาลอก เช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคแรก ๆ

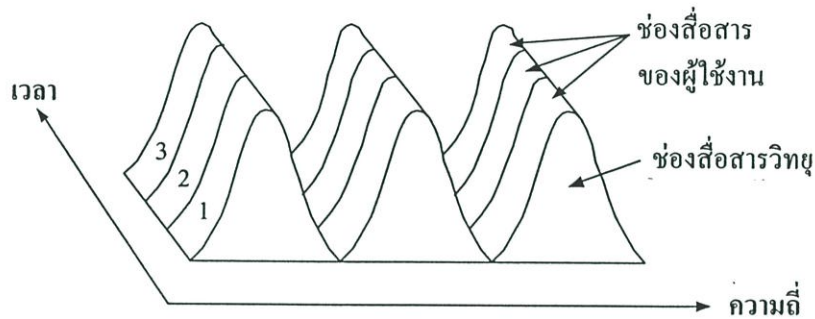


รูปที่ 2.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่

2) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลาหรือ TDM (Time Division Multiplexing) เป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์แบบหนึ่ง ที่ทำให้สามารถส่งสัญญาณข้อมูลจำนวนมากกว่าหนึ่งสัญญาณไปในช่อง

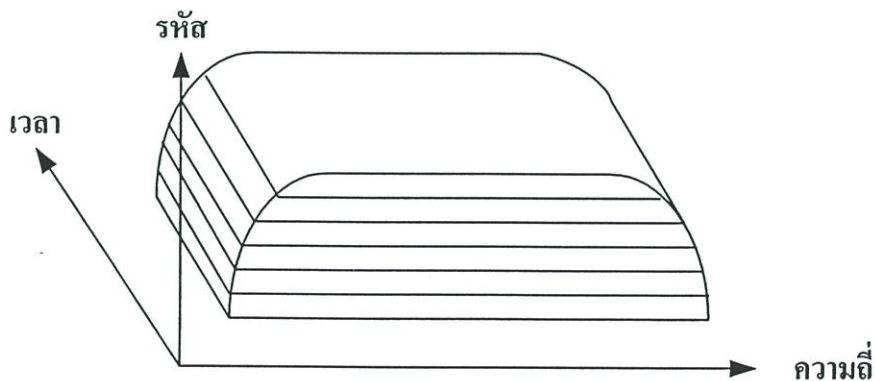
การสื่อสารช่องเดียว โดยอาศัยการแบ่งช่วงเวลา (Time Slot) ในการส่งสัญญาณ ซึ่งสัญญาณข้อมูลแต่ละสัญญาณจะทำการมอดูเลตที่ความถี่เดียวกันแต่ส่งคนละช่วงเวลา จึงทำให้สามารถใช้ช่องสัญญาณช่องเดียวสื่อสารกันได้ดังแสดงในรูปที่ 2.2 ระบบการมัลติเพล็กซ์นี้นิยมใช้กับการส่งสัญญาณข้อมูลแบบดิจิทัล แต่บางครั้งก็พบได้ในระบบอนาลอก เนื่องจากว่าขั้นตอนการแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล (A/D) และดิจิทัลเป็นอนาลอก (D/A) นั้นมีกระบวนการที่ไม่ยุ่งยากนัก



รูปที่ 2.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา

3) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส

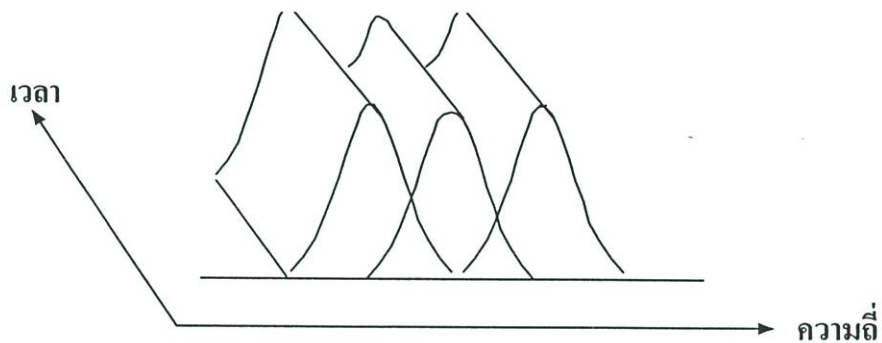
การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัสหรือ CDM (Code Division Multiplexing) เป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์ที่อาศัยการแบ่งช่องสัญญาณโดยการกำหนดรหัสดังแสดงในรูปที่ 2.3 ทำให้สามารถทำการสื่อสารกันได้โดยใช้ความถี่เดียวกันพร้อม ๆ กันหลายช่องสัญญาณเป็นเทคนิคที่ทำให้มีความจุของช่องสัญญาณสูง แต่เมื่อมีการสื่อสารกันมาก ๆ จะทำให้คุณภาพของสัญญาณต่ำลงอันเนื่องมาจากเกิดการแทรกสอด (Interference) ระหว่างผู้ใช้ด้วยกันเอง



รูปที่ 2.3 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส

4) การมัลติเพล็กซ์แบบ โอเอฟดีเอ็ม

การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM (Orthogonal Division Multiplexing) เป็นเทคนิคที่ทำให้สามารถส่งผ่านข้อมูลด้วยความเร็วสูง โดยอาศัยหลักการการส่งผ่านแบบหลายคลื่นพาห์ (Multi-Carrier) อีกทั้งยังใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพเพราะแต่ละคลื่นพาห์ย่อยที่ใช้ในการส่งสัญญาณจะมีสเปกตรัมที่เหลื่อมกันโดยมีคุณสมบัติของการตั้งฉาก (Orthogonal Properties) ซึ่งกันและกันระหว่างคลื่นพาห์ย่อยดังแสดงในรูปที่ 2.4 การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM เป็นเทคนิคที่คาดกันว่าจะนำมาใช้ในการสื่อสารไร้สายยุคที่ 4



รูปที่ 2.4 การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM

2.1.1.2 การสื่อสารสเปกตรัมและคุณสมบัติ

การสื่อสารสเปกตรัม จะทำการเข้ารหัสสัญญาณข่าวสารด้วยสัญญาณรหัสที่มีความเป็นอิสระไม่ขึ้นกับสัญญาณข้อมูลและมีความกว้างของสเปกตรัมมากกว่าสัญญาณข้อมูลมาก การทำเช่นนี้จะเป็นผลทำให้กำลังของสัญญาณข้อมูลมีการแผ่กว้างออกไปตลอดช่วงของแบนด์วิธของสัญญาณสเปกตรัมนั้น เป็นผลทำให้สัญญาณสเปกตรัม มีความหนาแน่น (Density) ของกำลังงานลดลง อัตราส่วนของแบนด์วิธของสัญญาณสเปกตรัม ต่อแบนด์วิธของสัญญาณข้อมูลจะถูกเรียกว่า อัตราขยายการประมวลผล (Processing Gain : G_p) ของระบบสเปกตรัม

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

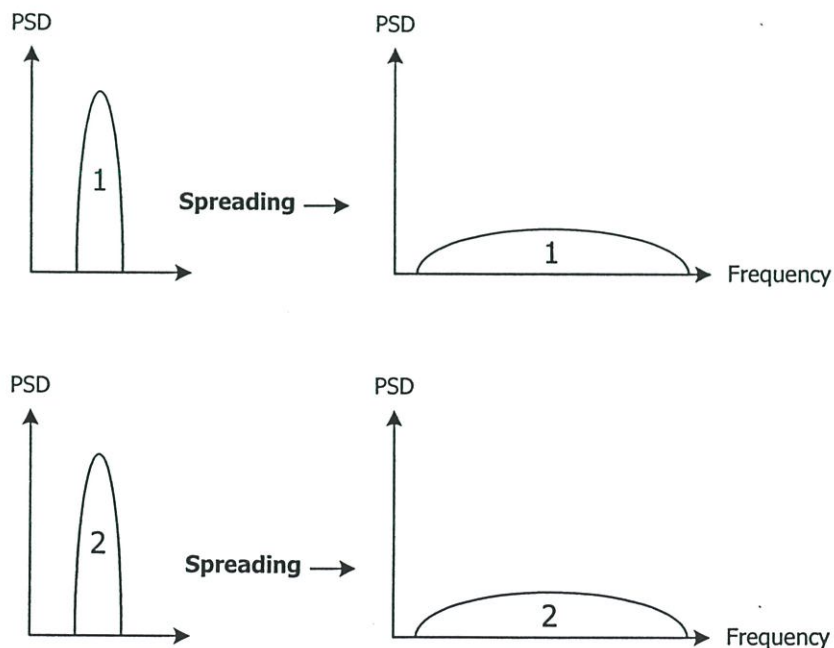
โดยที่ W คือ แบนด์วิธของการส่งสัญญาณ
 B_i คือ แบนด์วิธของสัญญาณข้อมูล

เครื่องรับจะทำอัตสหสัมพันธ์ (Auto-Correlation) สัญญาณที่รับได้ด้วยสัญญาณรหัสที่เหมือนกับทางด้านส่ง ซึ่งถูกสร้างขึ้นอย่างเข้าจังหวะกับรหัสของสัญญาณที่รับได้ เพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมา แสดงว่าเครื่องรับจะต้องรู้สัญญาณรหัสที่ถูกใช้ในด้านส่ง

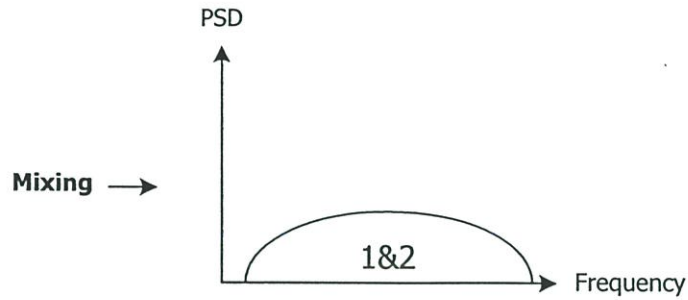
เนื่องจากการเข้ารหัสทำให้แบนด์วิธของสัญญาณข้อมูลมีขนาดใหญ่ขึ้นมาก ดังนั้น สเปกตรัม จึงมีคุณสมบัติหลายประการที่แตกต่างจากคุณสมบัติของสัญญาณแบนด์แคบ (Narrowband) คุณสมบัติที่สำคัญของการใช้เทคนิคสเปกตรัม มีดังนี้

1) ความสามารถสูงในการเข้าถึง (Multiple Access Capability)

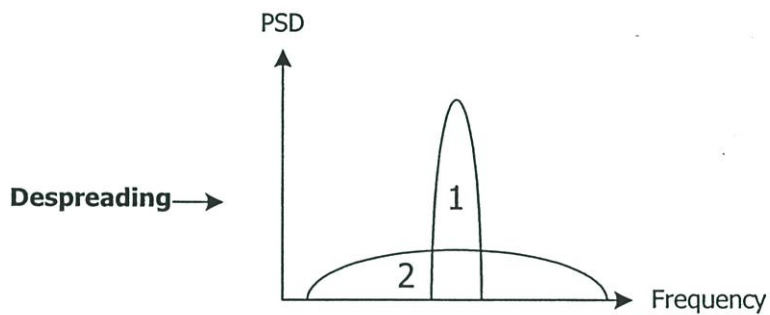
ถ้ามีผู้ใช้หลายๆคนทำการส่งสัญญาณสเปกตรัม ในเวลาเดียวกัน เครื่องรับยังคงสามารถแยกความแตกต่างระหว่างผู้ใช้แต่ละคนได้ โดยการให้ผู้ใช้แต่ละคนใช้รหัส ซึ่งมีค่าสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-Correlation) ที่ต่ำระดับหนึ่ง ระหว่างรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการกับรหัสของผู้ใช้อื่นๆ ดังนั้นเมื่อทำอัตสหสัมพันธ์ (Auto-correlation) สัญญาณที่รับได้ด้วยรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการ ก็จะเป็นการดีสเปรด (Despread) สัญญาณของผู้ใช้คนดังกล่าวกลับคืนมา ในขณะที่สัญญาณสเปกตรัม ของจากผู้ใช้อื่นๆ จะยังคงมีลักษณะเหมือนเดิม ด้วยเหตุนี้ภายในแบนด์วิธของสัญญาณข้อมูลจะมีกำลังของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการมากกว่ากำลังของสัญญาณแทรกสอด (Interfering power) จากผู้ใช้อื่นๆ ดังนั้นจึงสามารถทำการตรวจจับสัญญาณที่ต้องการออกมาได้ แสดงดังรูปที่ 2.5



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.5 หลักการของการการสื่อสารแบบสเปรดสเปคตรัม

- (ก) แสดงการสร้างสัญญาณสเปรดสเปคตรัม ของผู้ใช้ 2 คนจากสัญญาณข้อมูลเดิมที่เป็นสัญญาณแบนด์แคบ
- (ข) แสดงการส่งสัญญาณสเปรดสเปคตรัม ของผู้ใช้ทั้ง 2 คนในเวลาเดียวกัน
- (ค) แสดงการดีสเปรด (Despread) ที่ภาครับ โดยมีเพียงสัญญาณของผู้ใช้คนที่ 1 เท่านั้นที่กลับคืนมา

2) การป้องกันสัญญาณแทรกสอดแบบหลายวิถี (Multipath interference)

สำหรับช่องสัญญาณวิทยุ นั้นเส้นทางเดินของสัญญาณระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับไม่ได้มีเพียงเส้นทางเดียว เนื่องมาจากการสะท้อนและการหักเห ทำให้สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับมาจากเส้นต่างๆกัน สัญญาณจากเส้นทางต่างๆนั้นเป็นสัญญาณที่ถูกส่งออกมาจากเครื่องส่งเหมือนกัน แต่จะมีความแตกต่างกันทางแอมพลิจูดและเฟส การรวมสัญญาณเหล่านี้เข้าด้วยกันที่เครื่องรับนั้นจะ

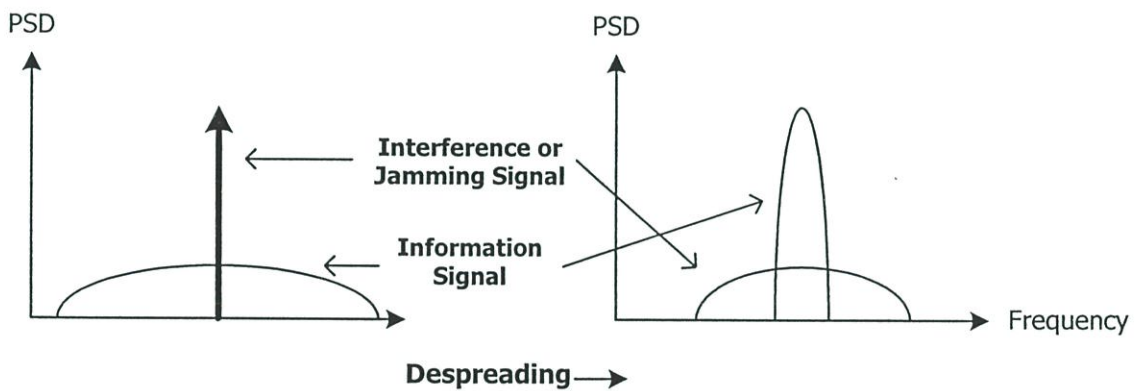
เป็นการรวมแบบเสริมกันที่บางความถี่และหักล้างกันที่ความถี่อื่นๆ ซึ่งการทำสเปกตรัมสามารถแก้ปัญหาเกี่ยวกับสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทางนี้ได้

3) ความเป็นส่วนตัว (Privacy)

สัญญาณที่ถูกส่งออกไปสามารถจะถูกดักจับ และ ได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมาเมื่อเครื่องรับรู้รหัสเดียวกันเท่านั้น จึงทำให้มีความเป็นส่วนตัวของแต่ละผู้ใช้สูง

4) การกำจัดสัญญาณแทรกสอด (Interference rejection)

การทำสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-Correlation) ของสัญญาณรหัสด้วยสัญญาณแบนด์แคบ (Interference Signal) จะทำให้แถบความถี่ของสัญญาณนั้นแผ่ออก นั่นคือจะทำให้สัญญาณแทรกสอดที่อยู่ในแถบความถี่ของสัญญาณข้อมูล มีกำลังงานลดลง แสดงดังรูปที่ 2.6 สัญญาณสเปกตรัม ซึ่งถูกรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดแบนด์แคบ จะถูกดักจับที่เครื่องรับ ส่งผลให้ความถี่ของสัญญาณแทรกสอดนั้นแผ่กว้างขึ้น ทำให้สัญญาณแทรกสอดดังกล่าวปรากฏเป็นสัญญาณรบกวนพื้นหลัง (Background Noise) เมื่อเทียบกับสัญญาณข้อมูล



รูปที่ 2.6 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของการสื่อสารแบบสเปกตรัม

5) ความสามารถในการป้องกันการแทรกแซงจากผู้อื่น (Anti Jamming Capability)

โดยเฉพาะอย่างยิ่งการแทรกแซงแบนด์แคบ (Narrowband Jamming) คุณสมบัตินี้คล้ายกับการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพียงสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นในกรณีนี้เป็นไปโดยเจตนาให้เกิดแก่ระบบ จากคุณสมบัติข้อนี้และข้อถัดไปทำให้การทำสเปกตรัมเป็นที่น่าสนใจสำหรับการประยุกต์ใช้งานทางทหาร

6) ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ (Low Probability of Intercept)

เนื่องจากสัญญาณสเปกตรัม มีความหนาแน่นของกำลังงานที่ต่ำจึงทำให้เป็นการยากที่จะถูกตรวจจับ

2.1.1.3 ชนิดของการสื่อสารสเปกตรัม

วิธีการทำสเปกตรัม สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 วิธีหลัก คือ

- ไคเร็กซ์เซวเนซส์สเปกตรัม (Direct Sequence Spread Spectrum : DSSS)
- ฟรีควเอนซีสฮอปปีงสเปกตรัม (Frequency Hopping Spread Spectrum : FHSS)

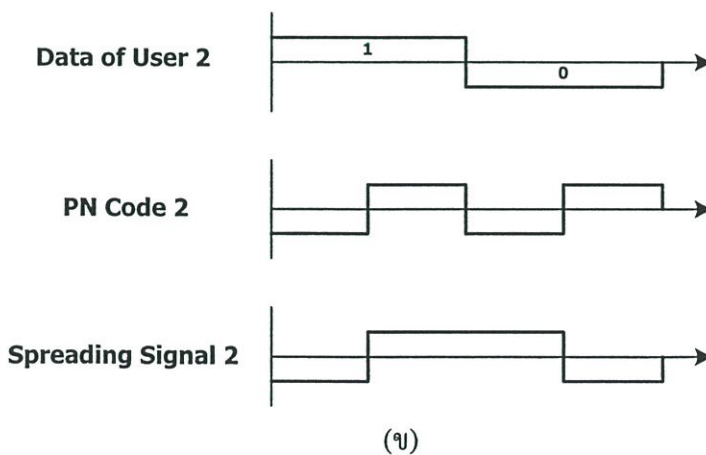
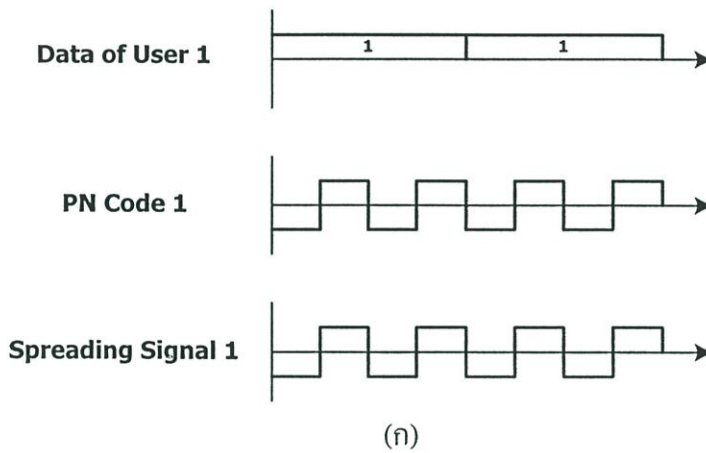
ทั้งสองวิธีมีความแตกต่างกันโดยหลักการ หากแต่ว่าทั้งคู่อาศัยรหัสชนิดเดียวกัน ที่มีชื่อเรียกว่า รหัส PN (Pseudorandom Noise) เป็นส่วนสำคัญ ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่เราจะต้องเข้าใจถึงแนวทางการสร้างและคุณลักษณะของรหัส PN ด้วย

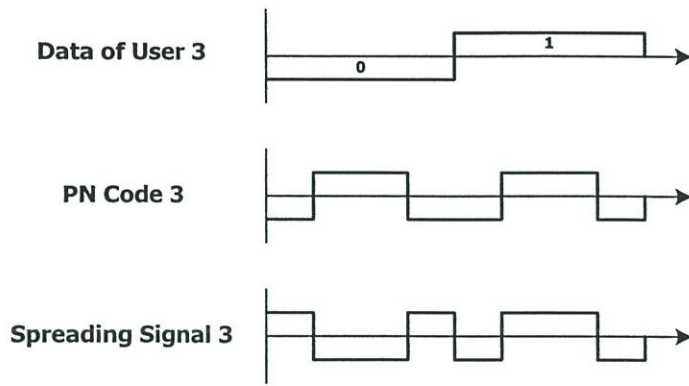
2.1.2 การสื่อสารระบบไคเร็กซ์เซวเนซส์สเปกตรัม

ในส่วนแรกนี้เราจะอธิบายถึงหลักการพื้นฐานของวิธีการสเปกตรัมแบบ ไคเร็กซ์เซวเนซส์เพื่อการใช้งานในระบบ CDMA (Code Division Multiple Access) โดยเราจะยกตัวอย่างง่าย ๆ สำหรับใช้ในการบรรยายถึงกรรมวิธีการทำสเปกตรัมในแต่ละขั้นตอน สมมติว่าในระบบที่เราสนใจมีจำนวนผู้ใช้ทั้งหมด 3 คน ซึ่งแต่ละคนก็จะได้รับชุดรหัส PN ที่แตกต่างกัน ก่อนที่ผู้ใช้แต่ละคนจะส่งข้อมูลออกจะนำบิตข้อมูลเหล่านั้นไปทำสเปกตรัมโดยการนำบิตข้อมูลไปคูณกับชุดรหัส PN ของตนเองซึ่งจะทำให้อัตราบิตมีขนาดสูงขึ้น (หมายเหตุ : โดยทั่วไปอัตราบิตหลักจากการทำสเปกตรัมแล้วจะเรียกว่า อัตราชิป (Chip Rate)) ดังที่แสดงในรูปที่ 2.7 ซึ่งในตัวอย่างนี้อัตราชิป มีขนาดเพิ่มขึ้นเป็น 4 เท่าตัวของอัตราบิตข้อมูลของผู้ใช้ สำหรับตัวอย่างนี้เราสมมติให้ผู้ใช้หมายเลข 1, 2 และ 3 ต้องการส่งข้อมูล 11, 10 และ 01 ตามลำดับ สัญญาณที่ผ่านการสเปกตรัมแล้วจะมีลักษณะดังที่แสดงในรูปที่ 2.7 สังเกตว่าสัญญาณ 1 จะแทนด้วยแรงดันเป็น 1 และสัญญาณ 0 จะแทนด้วยสัญญาณเป็น -1 สัญญาณที่ทำการสเปกตรัมแล้วทั้ง 3 สัญญาณนี้จะถูกส่งออกไปพร้อมกันบนคลื่นความถี่เดียวกัน นั้นหมายความว่าที่ภาครับจะได้รับสัญญาณที่เป็นผลรวมของ 3 สัญญาณรวมกันซึ่งดูเหมือนว่าสัญญาณเหล่านี้รบกวนซึ่งกันและกันอยู่และยากต่อการแยกแยะออกมา รูปที่ 2.7 ประกอบ

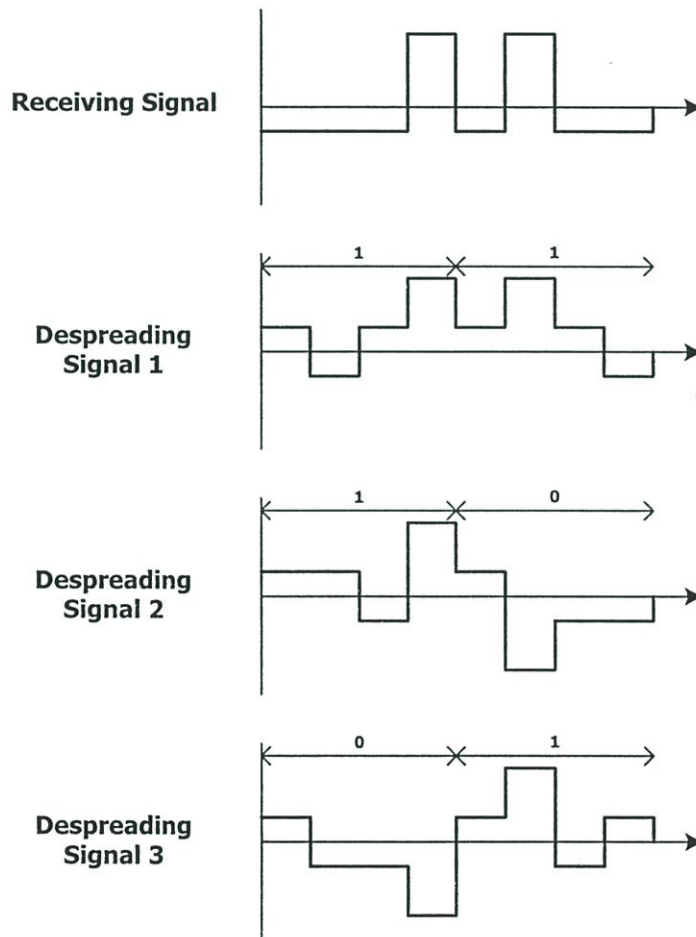
สำหรับขั้นตอนในการแยกสัญญาณของแต่ละคนออกมานั้น ก็สามารถทำได้โดยการนำชุดรหัส PN ของผู้ใช้แต่ละคนไปคูณกับสัญญาณที่รับได้และทำการบวกผลคูณเหล่านั้นทีละ 4 ชิปหรือเท่ากับความยาวของหนึ่งบิตข้อมูลนั่นเอง ค่าที่คำนวณได้เหล่านี้จะนำไปใช้ในการตัดสินใจต่อไป ยกตัวอย่างเช่น ถ้าเรานำรหัสของผู้ใช้หมายเลข 1 ไปคูณกับสัญญาณรวม จะได้ผลรวมของผลคูณออกมาเป็น 4 สำหรับข้อมูลทั้งสองบิต ในขณะที่ถ้าผู้ใช้หมายเลข 2 กระทำการในลักษณะเดียวกันจะได้ผลออกมาเป็น 4 และ -4 ในขั้นตอนการตัดสินใจบิตให้กระทำการนี้คือ ถ้าผลลัพธ์ที่ออกมามีค่าเท่ากับ 4 แสดงว่าบิตข้อมูลที่ส่งออกมามีค่าเป็น 1 และถ้าผลลัพธ์ที่ได้เป็น -4 แสดงว่าบิตข้อมูลนั้นมีค่าเป็น 0

สังเกตว่าการที่ผู้ใช้แต่ละคนสามารถจะดึงสัญญาณข้อมูลของตนเอง ออกจากสัญญาณรวมได้ก็เพราะว่า เมื่อนำรหัส PN ของผู้ใช้คนหนึ่ง ไปคูณกับส่วนสัญญาณที่สเปรคออกโดยผู้ใช้อีกคนหนึ่ง เช่นถ้าเราสุทธรหัส PN ของผู้ใช้หมายเลข 1 ไปคูณกับส่วนของสัญญาณที่สเปรคออกโดยผู้ใช้หมายเลข 2 จะพบว่าค่าผลรวมของการคูณในทุก ๆ 4 บิตจะได้ค่าที่เป็น 0 หหมด ซึ่งจริง ๆ และถ้าหากทำการทดสอบกับทุกกรณีจะได้ผลที่เหมือนกันคือค่าผลรวมที่ได้มีค่าเป็น 0 เสมอ ตัวอย่างนี้แสดงให้เห็นว่าสัญญาณที่สเปรคออกด้วยสุทธรหัส PN ชุดหนึ่งจะไม่สามารถดึงสเปรคออกด้วยสุทธรหัส PN ชุดอื่น ซึ่งทำให้สามารถส่งสัญญาณของผู้ใช้หลาย ๆ คนลงบนคลื่นพาห้ความถี่เดียวกันได้ สังกัดว่าจุดสำคัญของการทำสเปรคสเปกตรัมก็คือการเลือกสุทธรหัสที่มีคุณสมบัติพิเศษดังที่อธิบายไว้ในเบื้องต้นนั่นเอง





(ค)

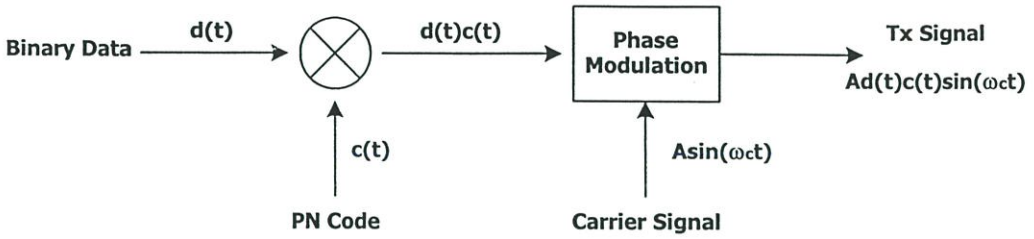


(ง)

รูปที่ 2.7 ตัวอย่างการทำสเปรดสเปกตรัม

- (ก) รูปสัญญาณของผู้ใช้หมายเลข 1 ณ วงจรภาคส่ง
- (ข) รูปสัญญาณของผู้ใช้หมายเลข 2 ณ วงจรภาคส่ง
- (ค) รูปสัญญาณของผู้ใช้หมายเลข 3 ณ วงจรภาคส่ง
- (ง) รูปสัญญาณที่เกิดขึ้น ณ วงจรภาครับ

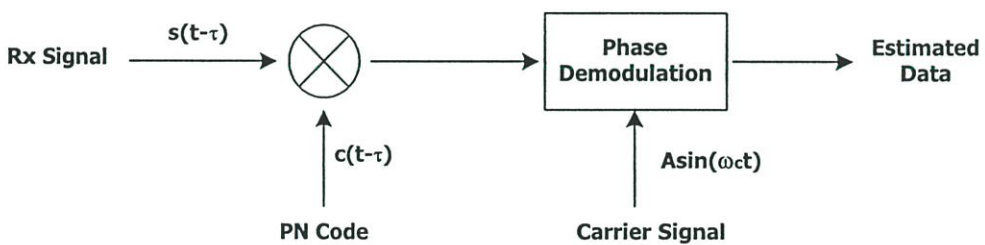
2.1.2.1 วงจรภาคส่งของระบบโคเร็คซีแควนสเปรคสเปกตรัมที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK



รูปที่ 2.8 วงจรภาคส่งของระบบโคเร็คซีแควนสเปรคสเปกตรัมที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK

วงจรภาคส่งของระบบโคเร็คซีแควนสเปรคสเปกตรัมที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying) ประกอบด้วย 2 ส่วนสำคัญคือ วงจรคูณสัญญาณข้อมูลกับรหัส PN และส่วนของวงจรมอดูเลเตอร์แบบ BPSK ดังแสดงในรูปที่ 2.8 สัญญาณขาเข้า $d(t)$ ซึ่งมีอัตราของบิตข้อมูลที่ต่ำโดยให้สัญญาณนี้มีคาบเวลาเป็น T ถูกนำไปคูณกับรหัส PN $c(t)$ ที่มีคาบเวลาของหนึ่งชิปเท่ากับ T_c สั้นกว่า T มาก ขั้นตอนนี้เรียกว่าการสเปรคสเปกตรัมของสัญญาณข้อมูลจากเดิมที่มีอัตราของบิตข้อมูลที่ต่ำซึ่งใช้แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณขนาดเล็กในการส่งมาเป็นข้อมูลที่มีอัตราของบิตข้อมูลที่สูงซึ่งหมายความว่าต้องใช้แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณในการส่งที่ใหญ่ขึ้นมากด้วย จากนั้นก็นำสัญญาณ $d(t)c(t)$ ที่ได้ขึ้นไปทำการมอดูเลตแบบ BPSK โดยใช้คลื่นพาห้ความถี่สูง

2.1.2.2 วงจรภาครับของระบบโคเร็คซีแควนสเปรคสเปกตรัมที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK



รูปที่ 2.9 วงจรภาครับของระบบโคเร็คซีแควนสเปรคสเปกตรัมที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK

วงจรนี้ใช้ในการดึงสัญญาณข้อมูล $d(t)$ ออกมาจากสัญญาณ RF ที่รับได้ซึ่งโดยปกติแล้วสัญญาณนี้จะมีการประวิงเวลาเนื่องการแพร่ของสัญญาณ (Propagation delay) ดังนั้นสัญญาณที่รับได้สามารถเขียนในรูป

$$s(t - \tau) = d(t - \tau)c(t - \tau)\sin(\omega_c(t - \tau)) \quad (2.1)$$

โดย τ คือ Delay Time

สัญญาณ $s(t - \tau)$ นี้ถูกนำไปคูณกับ PN ชุดเดียวกันกับที่ใช้ในภาคส่ง หากแต่ว่าวงจรภาครับต้องสามารถประมาณหาค่าหนึ่งช่วงเวลาให้ใกล้เคียงกับค่า τ มากที่สุด ผลที่ได้จากการคูณของสัญญาณทั้งสองคือ

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

ทั้งนี้เพราะ $c(t - \tau)c(t - \tau) = 1$ ณ ที่เวลาใด ๆ

ขั้นตอนนี้คือ การดีสเพรคของสัญญาณข้อมูลที่ต้องการออกมา จากนั้น เมื่อนำสัญญาณนี้ไปเข้าวงจรดีมอดูเลเตอร์แบบ BPSK ก็จะได้สัญญาณข้อมูลกลับคืนมา ในวงจรดีมอดูเลเตอร์ประกอบด้วย 2 ส่วนหลักคือ วงจรคูณและวงจรอินทิเกรเตอร์ สัญญาณที่ได้หลังจากผ่านวงจรคูณแล้วสามารถแสดงได้ดังนี้

$$d(t - \tau)A\sin(\omega_c(t - \tau))\sin(\omega_c(t - \tau)) = d(t - \tau)A\{\cos(2\omega_c(t - \tau))\} / 2 \quad (2.3)$$

เมื่อนำสัญญาณเข้าวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ทำการอินทิเกรตใหม่ทุก ๆ คาบเวลา T ซึ่งโดยปกติแล้วจะมีช่วงเวลายาวกว่าคาบเวลา T_c มาก ดังนั้นสัญญาณ $\sin(2\omega_c(t - \tau))$ เมื่อถูกอินทิเกรตแล้วก็จะมีค่าใกล้ศูนย์มาก เพราะฉะนั้นสัญญาณที่เหลือจากวงจรอินทิเกรตจึงมีเพียงสัญญาณ $d(t - \tau)$ ซึ่งเมื่อนำมาเข้าวงจรเปรียบเทียบแล้วก็จะได้ข้อมูลเดิมที่มีค่าเป็น 0 และ 1 กลับคืนมา หมายเหตุ : ขั้นตอนการคูณรหัส PN กับส่วนของวงจรดีมอดูเลเตอร์สามารถนำมาสลับกันได้ โดยที่ยังคงได้ผลลัพธ์เหมือนกัน จากตัวอย่างนี้จะเห็นว่าถ้าหากภาครับไม่รู้ชุดรหัส PN ที่ใช้ภาคส่งก็จะไม่สามารถแยกสัญญาณข้อมูลออกมา

2.1.2.3 คุณสมบัติของระบบไคเร็คซีแควนซีดีเอ็มเอ

คุณสมบัติการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมเปกตรัม โดยการจัดลำดับแบบไคเร็คซีแควนซีดีเอ็มเอ[2]

1) ความสามารถในการเข้าถึงหลายทาง

ถ้ามีผู้ใช้หลายคนส่งสัญญาณในเวลาเดียวกันจะทำให้มีสัญญาณสเปกตรัมเปกตรัมหลายสัญญาณที่มีความทับซ้อนกัน(overlap) ในทางเวลาและความถี่ ที่เครื่องรับจะใช้การดีมอดูเลตแบบร่วม นัยเพื่อจำกัดผลของการมอดูเลตและรหัสออกไป กระบวนการดังกล่าวเป็นการรวม

กำลังงานของผู้ใช้ที่ต้องการดีเทคให้อยู่ในช่วงแบนวิดท์ของข้อมูล ถ้าค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการและรหัสของผู้ใช้อื่นมีค่าน้อย การดีเทคแบบร่วมนัยจะทำให้มีกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดในแบนวิดท์นั้นมีค่าเล็กน้อยเท่านั้น

2) การป้องกันการแทรกสอดแบบหลายเส้นทาง

ถ้าลำดับรหัสมีฟังก์ชันสหสัมพันธ์ตามอุดมคติแล้ว ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ที่อยู่ภายนอกช่วง $[-T_c, T_c]$ มีค่าเป็นศูนย์ เมื่อ T_c เป็นคาบเวลาของชิพ แสดงว่าถ้าทำการรับสัญญาณที่ต้องการซึ่งถูกหน่วงเวลาไปมากกว่า $2T_c$ และการใช้คีมอคูเลตแบบร่วมนัยจะทำให้สัญญาณที่ถูกหน่วงไปถูกมองว่าเป็นสัญญาณแทรกสอด และมีกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดนี้อยู่ในช่วงแบนวิดท์ของข้อมูลเพียงเล็กน้อย

3) การกำจัดสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ

การดีเทคแบบร่วมนัยที่เครื่องรับทำได้โดยการคูณสัญญาณที่รับได้กับรหัสที่ถูกสร้างขึ้นที่ทางด้านรับ ซึ่งจะเหมือนกับการคูณสัญญาณแถบแคบด้วยลำดับของรหัสแบนด์กว้างที่เครื่องส่ง ทำให้สเปกตรัมของสัญญาณแบนด์แคบมีการแผ่สเปกตรัมกว้างออกไป กำลังของสัญญาณแถบแคบซึ่งอยู่ในช่วงแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลมีค่าลดลงด้วยอัตราเท่ากับอัตราขยายการประมวลผล

4) ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณมีค่าต่ำ

เนื่องจากสัญญาณโคเรลซีเควนั้นจะใช้แบนวิดท์ของสัญญาณทั้งหมดตลอดเวลา ทำให้มีกำลังส่งต่อความถี่มีค่าต่ำมาก จึงเป็นการยากที่จะทำการดีเทคสัญญาณนี้ นอกจากคุณสมบัติข้างต้นแล้วระบบโคเรลซีเควนซีดีเอ็มเอ ยังมีคุณสมบัติเฉพาะอื่นๆ อีก ซึ่งสามารถแยกเป็นข้อดีและข้อเสียได้ดังนี้

ข้อดีของระบบโคเรลซีเควนซีดีเอ็มเอ

- 1) การเข้ารหัสสัญญาณสามารถทำได้ง่ายโดยใช้กระบวนการคูณแบบธรรมดา
- 2) วงจรสังเคราะห์ความถี่ทำได้ง่ายเนื่องจากใช้คลื่นพาห้เพียงความถี่เดียว
- 3) การคีมอคูเลตสัญญาณแบบสเปกตรัมใช้แบบร่วมนัยได้
- 4) ไม่จำเป็นต้องมีการซิงโครไนซ์ระหว่างผู้ใช้แต่ละคน

ข้อเสียของระบบโคเรลซีเควนซีดีเอ็มเอ

1) การซิงโครไนซ์ระหว่างรหัสของสัญญาณที่ได้รับกับสัญญาณรหัสที่สร้างขึ้นทางด้านรับทำได้ยากและการซิงโครไนซ์นี้จะต้องเกิดขึ้นภายในช่วงคาบเวลาของชิพ

2) การที่รหัสที่สร้างขึ้นต้องซิงโครไนซ์กันในช่วงคาบเวลาของชิพทำให้ขนาดของแบนวิดท์ถูกจำกัดในช่วง 10 – 20 MHz

3) กำลังของสัญญาณจากผู้ใช้ที่อยู่ใกล้กับสถานีฐานจะมีค่ามากกว่ากำลังงานของสัญญาณของผู้ใช้ที่อยู่ไกลออกไปมาก เนื่องจากผู้ใช้แต่ละคนจะส่งสัญญาณ โดยใช้แบนวิดท์ที่มีทั้งหมด ดังนั้น

ผู้ใช้ที่อยู่ใกล้กับสถานีฐาน จะทำให้ค่าการแทรกสอดต่อผู้ใช้ที่อยู่ไกลมีค่ามาก ทำให้ไม่สามารถทำการรับสัญญาณจากผู้ใช้ที่ไกลจากสถานีฐานได้ ผลกระทบที่เกิดคืออิทธิพลของความไกล ข ใกล้เคียง ของสัญญาณ (Near – far Effect) นี้สามารถแก้ไขได้โดยการใช้การควบคุมกำลังงาน (Power Control) จะทำให้สถานีฐานรับสัญญาณจากผู้ใช้ทุกคนด้วยกำลังงานเฉลี่ยเท่ากัน ในทางปฏิบัติกระบวนการควบคุมกำลังงานสามารถทำได้ยาก

2.1.3 การสื่อสารระบบฟรีแควนซีฮอปปีงสเปกตรัม

วิธีที่สองสำหรับการทำสเปกตรัมกับสัญญาณข้อมูลคือการเปลี่ยนความถี่ในแต่ละคาบเวลา โดยในทุกความถี่ที่เปลี่ยนจะเป็นความถี่ที่ถูกเลือกออกมาจากช่วงความถี่ 2^k เท่าของย่านความถี่สัญญาณข้อมูลที่ถูกมอดูเลตแล้ว

รหัส PN ในระยะนี้จะไม่ใช้การนำไปคูณกับสัญญาณข้อมูลโดยตรง แต่รหัส PN จะถูกใช้ในการควบคุมการเปลี่ยนแปลงของความถี่พาห้ โดยสัญญาณที่ถูกส่งออกจะมีลักษณะเปลี่ยนความถี่จากความถี่หนึ่งไปสู่ความถี่ตัดไป การทำสเปกตรัมแบบนี้จึงถูกเรียกว่า การกระโดดความถี่ (Frequency Hopping Spread Spectrum) ส่วนในภาครับ สัญญาณที่รับได้จะถูกถอดออกมาโดยใช้สัญญาณที่มีการกระโดดความถี่อย่างสอดคล้องกับรหัส PN ที่เหมือนกันในภาคส่ง

2.1.3.1 ฟรีแควนซีฮอปปีงสเปกตรัมแบบซ้าร่วมนัย

ถึงแม้ว่าโดยส่วนมากของการทำฟรีแควนซีฮอปปีงสเปกตรัมจะเป็นแบบร่วมนัยแต่ตามทฤษฎีแล้วสเปกตรัมแบบร่วมนัยก็ยังเป็นระบบต้นแบบที่น่าสนใจสำหรับการศึกษาดังตัวอย่างในรูปที่ 2.10 สิ่งที่ออกมาจากตัวสังเคราะห์ความถี่คือ ลำดับของความถี่สัญญาณที่ใช้ในคาบเวลา T_c ดังนั้นจะเขียนความสัมพันธ์ของ $h_T(t)$ ได้ดังนี้[3]

$$h_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} 2p(t - nT_c) \cos(\omega_n t + \varphi_n) \quad (2.4)$$

โดย

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

ω_n คือ ความถี่เชิงมุม

φ_n คือ เฟส

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

ความถี่เชิงมุม ω_n ได้มาจากช่วงความถี่ $2K$ เท่าของย่านความถี่สัญญาณข้อมูลจะใช้ PN Code 1 บิตต่อ 1 ช่วงเวลาที่สัญญาณเปลี่ยน แต่ฟรีแควนซีฮอปปีงสเปกตรัม จะใช้ PN Code

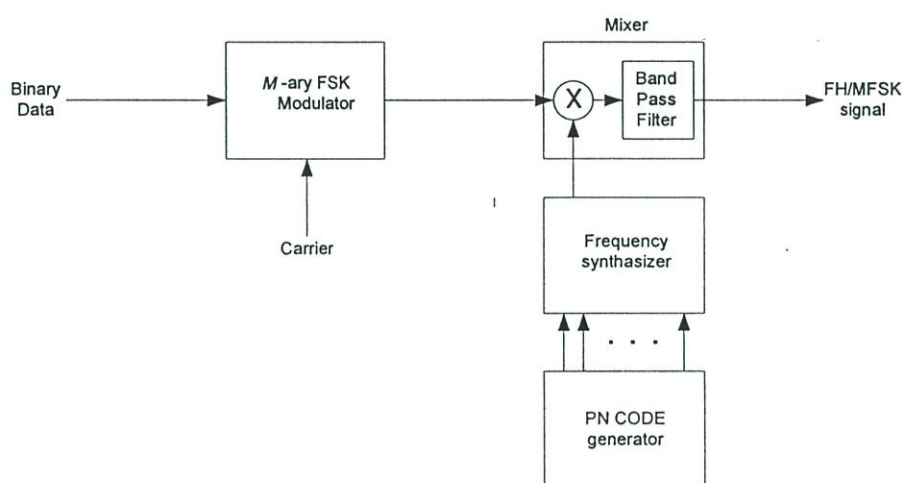
K บิตต่อ 1 ช่วงเวลาที่สัญญาณเปลี่ยน สัญญาณที่ถูกส่งคือ สัญญาณข้อมูลที่ผ่านมาตัวอักษณเวอ์เตอร์ แล้วเป็นสัญญาณที่มีความถี่ใหม่ $(\omega_o + \omega_n)$ ทุกๆ ช่วง ฟรีควนซีฮอปปีงชีพ

$$S_T(t) = \left[S_d(t) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} 2p(t - nT_C) \cos(\omega_n t + \varphi_n) \right] \quad (2.5)$$

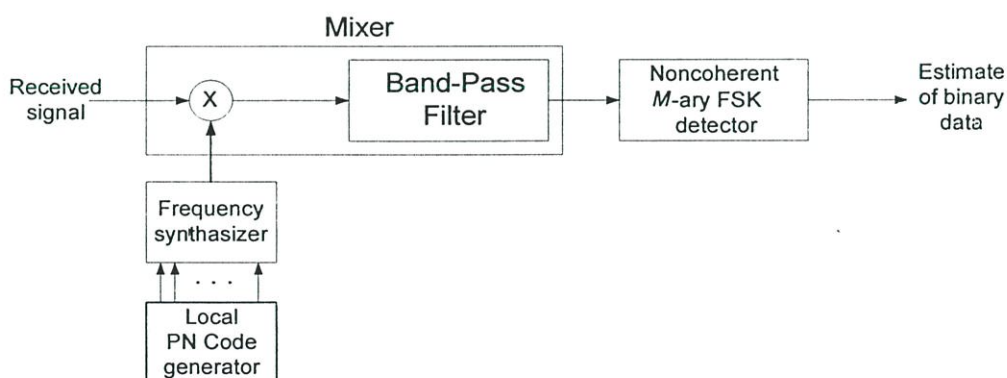
โดย

$S_T(t)$ = สัญญาณส่ง

$S_d(t)$ = สัญญาณมอดูเลตข้อมูล



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.10 (ก) ภาคส่งของระบบฟรีควนซีฮอปปีงสเปรดสเปคตรัม

(ข) ภาครับของระบบฟรีควนซีฮอปปีงสเปรดสเปคตรัม

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 ซึ่งถ้าสัญญาณนั้นมีคาบเวลาที่ยาวพอก็จะมีผลกระทบของข้อมูลน้อยลง

2.1.3.2 ฟรีคววนซีฮอปปีงสเปกตรัมแบบซ้ำไม่ร่วมนัย

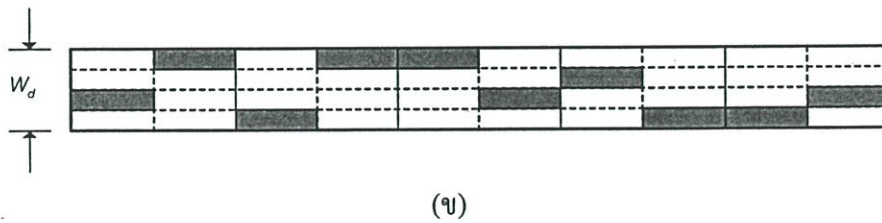
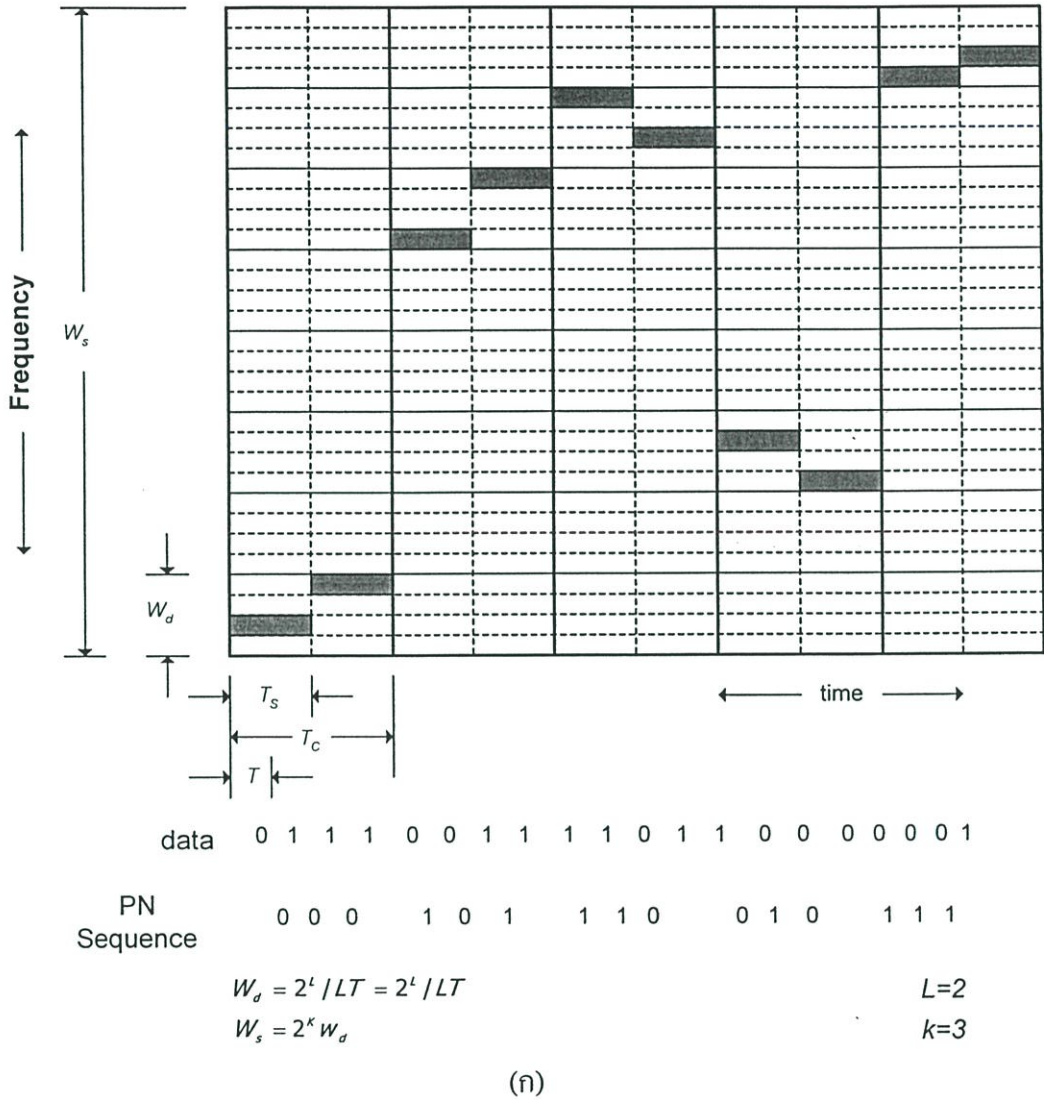
ในทางปฏิบัตินั้น เป็นการยากที่จะทำให้ภาคสังเคราะห์ความถี่แบบร่วมนัยสามารถทำการโคดแทรกคิงได้ดี โคนส่วนมากระบบฟรีคววนซีฮอปปีงสเปกตรัมจะใช้การมอดูเลตแบบไม่ร่วมนัยหรือไม่ก็ความแตกต่างแบบร่วมนัยซึ่งการทำงานของระบบจะไม่เปลี่ยนไปจาก รูปที่ 2.11 อย่างไรก็ตามการกู่เฟสของคลื่นพาห้ในขั้นตอนการคิมอดูเลตที่ภาครับนั้นสามารถทำได้อย่างถูกต้องโดยไม่ยาก

เทคนิคการมอดูเลตที่ใช้ในระบบฟรีคววนซีฮอปปีงสเปกตรัม คือ เอ็ม-อารีย์ฟรีคววนซีซีฟคีย์อิง (M-ary Frequency shift keying) ยกตัวอย่างเช่นส่วนของมอดูเลตจะปล่อยสัญญาณ 1 ความถี่ที่อยู่ในช่วง 2^L ความถี่ใน โดยทุกๆ คาบเวลา LT วินาที โดย T คือ คาบเวลาของหนึ่งบิตข้อมูล, L คือ จำนวนบิตใน 1 สัญลักษณ์

โดยปกติแล้วความถี่เหล่านี้จะต้องมีช่วงห่างกันเพียงพอที่จะทำให้สัญญาณที่ส่งออกมานั้นมีคุณสมบัติตั้งฉากซึ่งหมายความว่าความถี่แต่ละชั้นของข้อมูลที่ได้จากการมอดูเลตจะต้องห่างกันอย่างน้อย $1/LT$ และสเปกตรัมของสัญญาณที่ออกมาจากการมอดูเลต จะมีช่วงกว้างประมาณ $2^L/LT$ ถัดจากนี้ในแต่ละคาบเวลา T_C สัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตจะถูกย้ายความถี่ไปสู่ความถี่ใหม่โดยส่วนของการกระโดดความถี่ เมื่อ $T_C \geq LT$ ระบบนี้จะถูกเรียกว่าการกระโดดความถี่แบบซ้ำโดยสัญญาณที่ไ้จากระบบนี้จะแสดงดังรูปที่ 2 ซึ่งจะเห็นว่าความถี่ของสัญญาณที่ส่งมีการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใดแล้วเป็นไปตามเงื่อนไข $L=2$ $K=3$ โดยในแต่ละคาบเวลา $2T = (T_C)$ จะบรรจุบิตข้อมูลไว้ 2 บิตและตัวมอดูเลตจะสร้างสัญญาณ 1 ความถี่สำหรับ 2 บิตนั้นขึ้นมาโดยเลือกออกมาจากกลุ่มความถี่ 4 ค่า หลังจากนั้นความถี่นี้จะถูกแปลงไปเป็นความถี่ซึ่งถูกเลือกออกมาจากการกระโดดความถี่ 8 ค่าโดยส่วนฟรีคววนซีฮอปปีงสเปกตรัม คือเอ็ม จากตัวอย่างที่แสดง ความถี่ใหม่นี้จะถูกเปลี่ยนทุกๆ ช่วงเวลา 2 สัญลักษณ์ หรือ 4 บิตข้อมูลของข้อมูลที่ส่ง

ในภาครับสัญญาณที่เข้ามาจะถูกแปลงความถี่ลงมาโดยใช้ฮอสมัลติเพลกซ์ซึ่งสร้างสัญญาณที่มีลำดับของความถี่ดังนี้ $0, 5W_p, 6W_p, 2W_d, 7W_d, \dots$ และสัญญาณที่ได้ออกมาจะมีความถี่อยู่ใน

ย่านความถี่ W_d ทั้งหมดดังแสดงในรูป 2.11x สัญญาณนี้สามารถนำไปคิโมดูเลตโดยใช้วิธีของ เอ็ม-อาร์เอย์พีรีแควนซีซีฟคีย์อิงแบบร่วมนัย



รูปที่ 2.11 แสดงความสัมพันธ์ทางเวลา- ความถี่ของระบบพีรีแควนซีซีฟคีย์อิงสเปกตรัมแบบซ้ำ

(ก) สัญญาณส่ง

(ข) สัญญาณคิโมดูเลตที่ภาครับ

โคนพื้นฐานแล้วการประเมินค่าอัตราการขยายการประมวลผลของระบบฟรีคววนซีฮอปปีงสเปคสเปคตรัมสามารถทำได้โดยพิจารณาที่สัญญาณรบกวน (noise jammer) โดยปกติแล้วภาครับจะได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวน (jammer) ในย่านความถี่ W_d ทำให้มีค่า อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ $E_b/N_j = E_b W_s/J$ โดยที่ J คือกำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน (Average Jammer Noise) แต่เมื่อมีการกระโดดความถี่แล้วสัญญาณรบกวนจะต้องมีทั้งหมด 2^k ย่านความถี่ จึงจะสามารถส่งผลกระทบต่อภาครับได้เหมือนเดิม นั่นหมายความว่าสัญญาณรบกวนต้องการกำลังส่งรวมมากขึ้นกว่าเดิม 2^k เท่าด้วยและสามารถอธิบายค่าอัตราการขยายการประมวลผลได้ดังนี้

$$G_p = \frac{W_s}{W_d} = 2^k \quad (2.6)$$

2.1.3.3 ฟรีคววนซีฮอปปีงสเปคสเปคตรัมแบบเร็วไม่ร่วมนัย

ความแตกต่างระหว่างฟรีคววนซีฮอปปีงสเปคสเปคตรัมแบบเร็วกับฟรีคววนซีฮอปปีงสเปคสเปคตรัมแบบช้า คือระบบฟรีคววนซีฮอปปีงสเปคสเปคตรัมแบบเร็วจะมีการกระโดดความถี่ช้ากว่าอัตราการเปลี่ยนของ สัญลักษณ์ แต่ในระบบฟรีคววนซีฮอปปีงสเปคสเปคตรัมแบบเร็ว จะมีการกระโดดความถี่หลายครั้งใน 1 สัญลักษณ์ สิ่งที่คิดที่แสดงให้เห็นเมื่อ ฟรีคววนซีฮอปปีงสเปคสเปคตรัมแบบเร็วถูกใช้คือทุกๆ สัญลักษณ์ที่ถูกส่งจะมีอัตราขยายในความถี่ต่างๆ ที่ดี นี่ก็คือสิ่งดีสำหรับสิ่งแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวน ในย่านความถี่ต่างๆ

การแทนสัญญาณส่งสำหรับระบบฟรีคววนซีฮอปปีงสเปคสเปคตรัมแบบเร็ว สัญญาณที่ออกมาจากมอดูเลตแบบเอ็ม-อาเรย์ฟรีคววนซีซีพีซีอีจิง จะมีความถี่ 1 ค่าจากความถี่ 2^k ค่าและที่ความถี่นี้ (1สัญลักษณ์) จะถูกแบ่งย่อยออกเป็น k ชิปของสัญญาณที่ได้จากตัวมอดูเลตแบบเอ็ม-อาเรย์ฟรีคววนซีซีพีซีอีจิงที่แตกต่างกันออกไป เมื่อคาบเวลาของชิป (T_c) มีค่าน้อยกว่าคาบเวลาของสัญลักษณ์ แล้วช่วงห่างความถี่น้อยสุดสำหรับคุณสมบัติสัญญาณตั้งฉากคือ $1/T_c = K/LT$ ที่ภาครับ จะทำการดีสเปคเหมือนกันในหัวข้อก่อน

ในระบบฟรีคววนซีฮอปปีงสเปคสเปคตรัมแบบเร็ว ภาคคีมอดูเลตทำงานแยกกันได้หลายโหมค โดยในแต่ละโหมคจะทำการเลือกความถี่ที่ถูกต้องออกมา 1 ค่าบนทุกๆ ชิปของการกระโดดความถี่ แล้วจะนำความถี่ที่ถูกออกมาจากการทุกๆ ช่วง k ชิป ไปผ่านภาคคีมอดูเลตเพื่อทำการประเมินข้อมูลที่ถูกต้อง Mode จะคำนวณความน่าจะเป็นจริงของสัญญาณแต่ละสัญลักษณ์ที่ถูกส่งให้เหมาะสมเพื่อให้ได้ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของข้อมูลน้อยที่สุด ในแต่ละโหมคที่เป็นไปได้จะทำงานแตกต่างกัน ในระบบสเปคสเปคตรัมผู้ออกแบบจะต้อง เลือกโหมคการทำงานที่แก้ปัญหาที่ดีที่สุด ฟรีคววนซีฮอปปีงแบบเร็วเป็นเทคนิคที่ให้ผลดีสำหรับกรณีสิ่งแวดล้อมที่เป็น

สัญญาณจางหาย และสัญญาณรบกวน (Portiab Band Jamming) ซึ่งเดิมจะแก้ปัญหาด้วยวิธีรหัสแก้ไขความผิดพลาด

2.1.3.4 คุณสมบัติของระบบ FH-CDMA

1) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง

ในกรณีของการกระโดดแบบเร็วข้อมูลจำนวน 1 บิตจะถูกส่งในเวลาที่แตกต่างกันหลายความถี่ ถ้าแถบความถี่ส่วนใหญ่ถูกใช้งาน โดยผู้ใช้เดียวกันกำลังงานของสัญญาณที่รับได้จะมากกว่ากำลังงานของสัญญาณแทรกสอดและจะรับสัญญาณได้ถูกต้อง

ในกรณีของการกระโดดแบบช้าข้อมูลหลายบิตจะถูกส่งในเวลาที่เดียวกันต่ำพอ สัญญาณของผู้ใช้งานที่ต้องการจะรับได้อย่างไม่ถูกต้องหากเกิดมีสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้งานที่ส่งในช่วงเวลาดังกล่าว การใช้รหัสแก้ไขความผิดพลาด (Error – correcting code) จะทำให้ได้ข้อมูลที่ถูกต้องกลับคืนมา

2) การแทรกสอดแบบหลายวิถี

ในกรณีการกระโดดแบบเร็ว ความถี่คลื่นพาห์จะเปลี่ยนหลายครั้งในช่วง 1 บิต ดังนั้นสัญญาณจะถูกมอดูเลตและถูกส่งไปบนความถี่คลื่นพาห์หลายความถี่ ผลของการแทรกสอดหลายวิถีจะแตกต่างกันในความถี่คลื่นพาห์ที่ต่างกัน 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

4) ความน่าจะเป็นของการถูกค้ำจับของสัญญาณมีค่าต่ำ (LPI)

ความยากในการรับสัญญาณของระบบ FH ไม่ได้ขึ้นอยู่กับกำลังส่งที่ต่ำเหมือนในระบบ 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 มีความน่าจะเป็นที่ผู้ใช้งานต่างคนจะใช้ช่วงความถี่เดียวกันมีค่าต่ำ นั่นคือถ้าผู้ใช้งานที่ไกลจากสถานีฐานส่งข้อมูลมาและที่สถานีฐานได้รับพร้อมกันสัญญาณของผู้ใช้งานที่ใกล้กับสถานีฐานส่งมา แต่โอกาสที่จะเกิดในช่วงความถี่เดียวกันและในเวลาเดียวกันต่ำ นั่นคือจะลดผลของความใกล้-ไกล (near-far effect)

ข้อเสียของระบบ FH-CDMA

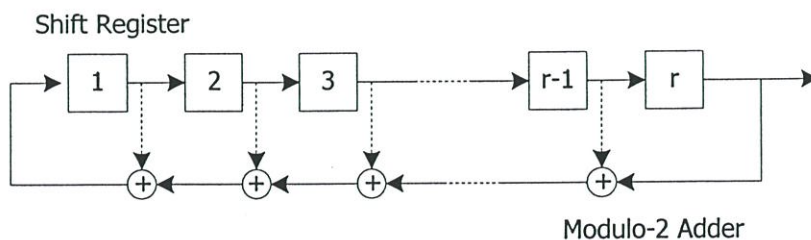
- 1) ต้องใช้การสังเคราะห์ความถี่ที่มีความซับซ้อนสูง
- 2) การใช้การคิ่มอูเลตแบบโคฮีเรนซ์ทำได้ยากเนื่องจากมีปัญหาที่ต้องรักษาความสัมพันธ์ของเฟสในช่วงการกระโดด

2.1.4 รหัส PN (Pseudorandom Noise Sequence)

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

2.1.4.1 รหัส m-sequence

รหัส m-sequence (maximum-length-sequence) เป็นรหัสที่สร้างขึ้นจากชิฟต์รีจิสเตอร์จำนวนหนึ่งที่มาต่อเชื่อมกันแบบอนุกรมโดยที่มีการป้อนกลับของสัญญาณจากชิฟต์รีจิสเตอร์อย่างน้อย 2 ตำแหน่งกลับไปยังที่ขาเข้าของชิฟต์รีจิสเตอร์ตัวแรก จากรูปที่ 2.12 ประกอบ จากรูปเส้นประหมายถึงในวงจรสามารถมีการป้อนกลับค่าของชิฟต์รีจิสเตอร์ ณ ตำแหน่งดังกล่าว และโดยทั่วไปจำนวนและตำแหน่งของการป้อนกลับจะมีบทบาทสำคัญในการกำหนดผลของลำดับสัญญาณ PN ที่ได้



รูปที่ 2.12 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

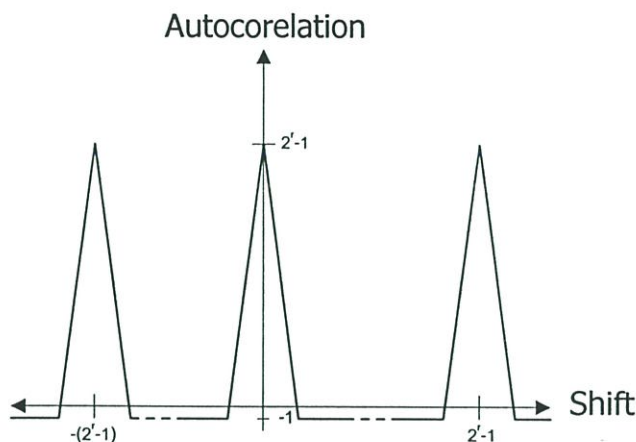
คุณสมบัติข้อที่ 2 ภายในลำดับสัญญาณแต่ละชุดจะมีช่วงของชิพที่มีค่าเป็นศูนย์หรือหนึ่งต่อเนื่องกันจำนวนหนึ่ง ส่วนที่ต่อเนื่องกันนี้จะเรียกว่า รัน (run) โดยความยาวของแต่ละรันจะมีขนาดที่แตกต่างกันไป สำหรับรหัสเอ็ม-ซีเควนจะมีคุณสมบัติของรันที่พิเศษคือ จะมีรันของศูนย์และหนึ่งขนาด p ชิปเกิดขึ้นในลำดับสัญญาณทั้งสิ้น $2^{r-(p+2)}$ 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 อตสหสัมพันธ์ของชุดรหัสเอ็ม-ซีเควน จะมีค่าเท่ากับ -1 เสมอ หากมีการเลื่อนของชุดรหัสทั้งสองชุดที่เหมือนกันทุกประการให้มีขนาดห่างกันมากกว่า ± 1 ชิป แต่ถ้าหากการเลื่อนชุดรหัสทั้งสองอยู่ในช่วง 0 ± 1 ค่าของอัตสหสัมพันธ์จะแปรเปลี่ยนไปตามระยะเลื่อนไปของชุดรหัสทั้งสองอย่างเชิงเส้นโดยจะมีค่าอยู่ระหว่าง -1 ถึง $2^r - 1$ คูรูปที่ 2.x2 ประกอบ หมายเหตุ ในการหาค่าอัตสหสัมพันธ์สามารถกระทำได้โดยนำค่าของชิพจากลำดับสัญญาณ 2 ชุดที่ตำแหน่งเดียวกันมาคูณกันแล้วนำผลคูณที่ได้ของแต่ละตำแหน่งมาอินทิเกรตรวมกันทั้งหมด ผลที่ได้ก็คือค่าอัตสหสัมพันธ์ทั้งนี้ในการคูณกันนั้นจะกำหนดให้ใช้ -1 แทนชิพที่มีค่าเป็นศูนย์ และ 1 แทนชิพที่มีค่าเป็นหนึ่ง ในการหาค่าอัตสหสัมพันธ์นั้นจะต้องใช้ลำดับสัญญาณ 2 ชุดเหมือนกัน แต่อาจมีการเลื่อนชิพของลำดับสัญญาณชุดหนึ่งให้ต่างจากลำดับสัญญาณของอีกชุดหนึ่งด้วยระยะทางต่าง ๆ ตามต้องการ

คุณสมบัติข้อที่ 4 เมื่อนำรหัสเอ็ม-ซีเควน ชุดหนึ่งมาบวกแบบมอดูโล 2 กับชุดเดิมที่มีการเลื่อนชิปไป จะได้ชุดรหัสชุดใหม่ที่มีคุณลักษณะเดียวกันกับรหัสชุดเดิม แต่มีการเลื่อนของชิปไปด้วยจำนวนที่แตกต่างจากรหัสเริ่มต้นทั้งสองชุด

คุณสมบัติข้อที่ 5 หากพิจารณาค่าของชิพตรีจิสเตอร์แต่ละตัว ณ จังหวะเวลาใดเวลาหนึ่ง จะพบว่าค่าหรือสถานะของชิพตรีจิสเตอร์เหล่านี้จะมีรูปแบบที่แตกต่างไปจากที่จังหวะเวลาอื่น ๆ ทั้งหมดเมื่อพิจารณาภายในช่วงเวลา 1 คาบของลำดับสัญญาณ นั่นคือรูปแบบสถานะของชิพตรีจิสเตอร์เหล่านี้จะไม่มีเกิดการซ้ำภายใน 1 คาบสัญญาณ อีกทั้งจะไม่เกิดกรณีที่สถานะของ ชิพตรีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าเป็นศูนย์หมด เพราะในสถานะดังกล่าววงจร ชิพตรีจิสเตอร์จะไม่สามารถสร้าง

ลำดับสัญญาณขึ้นได้ ดังนั้นในการสร้างลำดับสัญญาณนั้นจะต้องแน่ใจว่าค่าตั้งต้นของชิฟต์รีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าที่ไม่เป็นศูนย์พร้อมกันหมด



รูปที่ 2.13 ค่าอัตสหสัมพันธ์ของรหัสเอ็ม-ซีแควนที่มีการเลื่อนไปของชิฟต์ค่าต่าง ๆ

จากรูป 2.13 แบบและลักษณะการเกิดของรันที่ได้กล่าวมาข้างต้นนั้น ได้มีการพิสูจน์และพบว่ารหัสประเภทนี้มีคุณสมบัติที่เหมือนกับสัญญาณสุ่มจริง ๆ ทั้งที่รหัสเอ็ม-ซีแควนเป็นสัญญาณที่มีลักษณะเป็นคาบก็จะมีรูปแบบที่ซ้ำเดิมเมื่อครบรอบหนึ่งคาบ

คุณสมบัติอัตสหสัมพันธ์ที่เป็นระบบของรหัสเอ็ม-ซีแควนก็มีประโยชน์อย่างมากกับระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ CDMA เพราะลำดับสัญญาณชุดหนึ่งที่มีคาบยาวมากเพียงพอสามารถนำมาใช้ในการระบุหมายเลขประจำตัวของสถานีฐานได้เป็นจำนวนมากโดยอาศัยการเลื่อนชิฟของลำดับสัญญาณไปด้วยจำนวนที่แตกต่างกัน เช่น ในมาตรฐานระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM (IS-95) ใช้ชิฟต์รีจิสเตอร์จำนวน 15 ตัว ในการสร้างรหัสที่มีคาบความยาวเท่ากับ $2^{15} - 1$ หรือ 32,768 ชิฟต์ สถานีฐานแต่ละแห่งจะใช้วงจรสร้างรหัสแบบเดียวกันแต่จะมีการเลื่อนชิฟของลำดับสัญญาณออกไปทีละ 64 ชิฟต์ เพราะฉะนั้นรหัสที่แตกต่างกันสำหรับการใช้งานได้ทั้งหมด $32,768/64 = 512$ ชุดสำหรับใช้ระบุหมายเลขประจำตัวของสถานีฐานได้มากถึง 512 แห่ง

2.1.4.2 รหัส Gold Sequence

ในส่วนที่ผ่านมาได้กล่าวถึงรายละเอียดและคุณลักษณะของรหัสเอ็ม-ซีแควนซึ่งเป็นรหัสที่จัดว่ามีความสำคัญมากกับการประยุกต์ใช้งานในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบที่อาศัยเทคนิคการทำสเปรดสเปกตรัมเหตุผลสำคัญที่มีการเลือกใช้ใช้งานรหัสเอ็ม-ซีแควนซึ่งในทางปฏิบัติเพราะเป็นรหัสที่มีคุณสมบัติอัตสหสัมพันธ์ที่สมบูรณ์แบบตรงตามต้องการ กล่าวคืออัตสหสัมพันธ์ของรหัสเอ็ม-ซีแควนมีเพียง 2 ค่า คือ มีค่าสูงมาก (เท่ากับ $2^r - 1$ โดย r คือจำนวนชิฟต์รีจิสเตอร์ในวงจร)

เมื่อไม่มีการเลื่อนลำดับชิพของรหัส และมีค่าเท่ากับ -1 สำหรับรูปแบบการเลื่อนลำดับชิพค่าอื่น ๆ ทั้งหมด

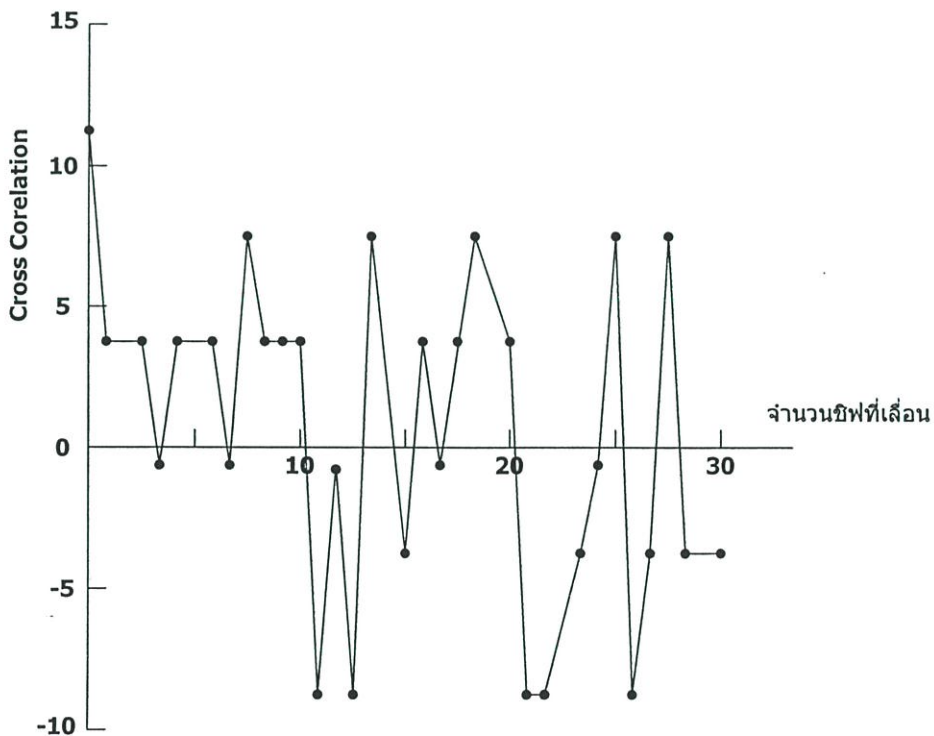
อย่างไรก็ตามถ้านำรหัสเอ็ม-ซีแควน 2 ชุดที่มีความยาวเท่ากันแต่มีค่าลำดับของชิพที่แตกต่างกันมาทดสอบเพื่อหาค่าสหสัมพันธ์ระหว่างกันกลับพบว่ามีได้มีคุณสมบัติที่เรียบง่ายเหมือนกับกรณีคุณสมบัติในเชิงอตสหสัมพันธ์แต่อย่างใด พิจารณาตัวอย่างการหาสหสัมพันธ์ระหว่างรหัสเอ็ม-ซีแควนที่กำเนิดจากพหุนามตัวกำเนิด $x^5+x^4+x^2+x+1$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

1111101100111000011010100100010

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

1111101000100101011000011100110

ทั้งนี้ในการกำเนิดได้กำหนดค่าตั้งต้นของชิพตรีจิสเตอร์ทุกตัวเป็น 1 ทั้งหมด จากนั้นให้นำลำดับชิพทั้งสองมาหาค่าสหสัมพันธ์ข้ามสำหรับการเลื่อนชิพที่ค่าต่าง ๆ ตั้งแต่ 0-30 จะได้ผลดังแสดงในรูปที่ 2.14 จากกราฟสังเกตว่าค่าสหสัมพันธ์ระหว่างลำดับชิพทั้งสองมีค่าค่อนข้างสูง โดยเฉพาะในกรณีที่ไม่มี การเลื่อนชิพระหว่างกันเลย คือมีค่าเท่ากับ 11

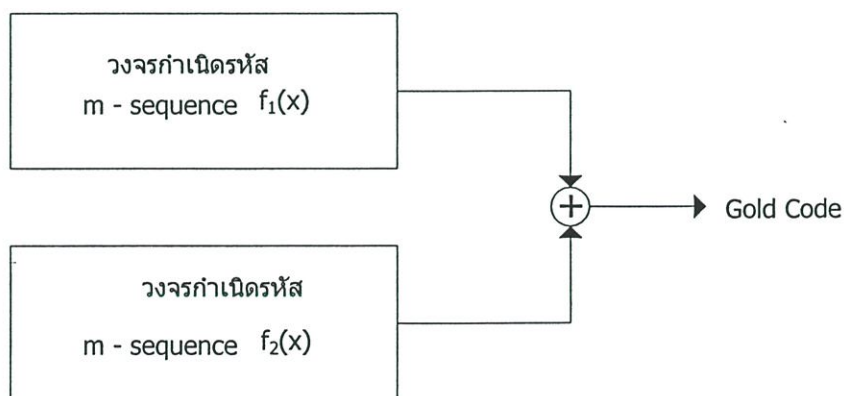


รูปที่ 2.14 ค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสเอ็ม-ซีแควน 2 ชุด

ด้วยเหตุนี้หากเราจะนำรหัสเอ็ม-ซีเควนมาใช้งาน โดยจัดสรรพหุนามตัวกำเนิดที่แตกต่างไปสำหรับเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่แต่ละตัว อาจจะก่อให้เกิดปัญหาขึ้นกับการเข้าจังหวะสัญญาณได้บ่อยครั้งและส่งผลกระทบต่อระบบไม่สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

การทำสเปกตรัมในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ CDMA จึงมีได้อาศัยวิธีการดังกล่าวตามมาตรฐาน IS-95 เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ทุกตัวจะใช้วงจรถูกกำเนิดรหัสเอ็ม-ซีเควนชุดเดียวกัน แต่จะอาศัยการเลื่อนชิปไปด้วยจำนวนที่แตกต่างกันหรือกล่าวว่ามีการใช้ค่าออฟเซตที่ต่างกัน และอาศัยคุณสมบัติออสซิลเลชันของรหัสเอ็ม-ซีเควนในการแยกแยะผู้ใช้แต่ละรายแทน ระบบที่อาศัยการทำงานในลักษณะนี้จะต้องมีกรรมวิธีการควบคุมค่าออฟเซตให้ถูกต้องตลอดเวลา เนื่องจากสภาพแวดล้อมและลักษณะการใช้งานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งจัดว่ายังไม่ซับซ้อนมากนัก เพราะในหลายองค์ประกอบของระบบเราสามารถควบคุมได้ ฉะนั้นในทางปฏิบัติเราสามารถดูแลและจัดการกับปัญหาดังกล่าวนี้ได้

อย่างไรก็ตาม การใช้งานสเปกตรัมในระบบสื่อสารเฉพาะกิจบางอย่าง เช่น ระบบสื่อสารเคลื่อนที่ของวงการทหาร องค์ประกอบของระบบหลายส่วนขาดการควบคุม อีกทั้งความต้องการใช้งานระบบก็มีความยุ่งยากซับซ้อนมากกว่าระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่มาก ทำให้การใช้วงจรถูกกำเนิดรหัสเอ็ม-ซีเควนเพียงชุดเดียวและอาศัยค่าออฟเซตที่ต่างกันไม่สามารถใช้กับสภาพแวดล้อมดังกล่าวได้อย่างมีประสิทธิภาพ ด้วยเหตุนี้ ความต้องการในการพัฒนารหัสชนิดใหม่ที่คุณสมบัติสลับพันซ์ที่ดีกว่ารหัสเอ็ม-ซีเควนจึงเป็นสิ่งจำเป็น และในราวปี ค.ศ.1967 Robert Gold ได้พัฒนารหัสชนิดใหม่ขึ้นซึ่งในภายหลังเป็นที่รู้จักกันทั่วไปในชื่อ รหัสโกลด์ (Gold code) รหัสแบบใหม่นี้สร้างขึ้นจากวงจรถูกกำเนิดรหัสเอ็ม-ซีเควน 2 ชุดที่มีความยาวเท่ากันแต่สร้างขึ้นจากพหุนามตัวกำเนิดที่ต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.15 จากรูปจะเห็นว่าโครงสร้างของรหัสโกลด์ประกอบขึ้นจากการนำลำดับชิปของรหัสเอ็ม-ซีเควนที่กำเนิดจากพหุนามตัวกำเนิด $f_1(x)$ และ $f_2(x)$ มาบวกกันแบบมอดุโล 2 ทีละชิป และผลลัพธ์ที่ได้ก็คือ ลำดับของชิปของรหัสโกลด์ตามต้องการ



รูปที่ 2.15 โครงสร้างทั่วไปของวงจรถูกสร้างรหัสเอ็ม-ซีเควน

จุดที่น่าสนใจของรหัสโกลด์คือ สามารถใช้กำเนิดลำดับชิปรูปแบบต่าง ๆ ได้มากมาย หาเปรียบเทียบกับรหัสเอ็ม-ซีแควนที่ใช้ Shift Register ทั้งหมด r ตัวเท่ากัน กรณีรหัสเอ็ม-ซีแควนจะให้ลำดับชิปที่มีคาบความยาวเท่ากับ $P = 2^r - 1$ และมีชุดรหัสเอ็ม-ซีแควนที่แตกต่างกันได้ทั้งหมดเท่ากับจำนวนพหุนามพรีมิทีฟซึ่งสามารถหาได้จากสมการ 9.9 เช่น สำหรับ $r = 9$ จะมีรหัสเอ็ม-ซีแควนได้เท่ากับ 48 ชุด ตัวอย่างสำหรับ r ค่าอื่น ๆ ได้ในตารางที่ 9.2 ส่วนกรณีของรหัสโกลด์เมื่อใช้ ชิฟต์รีจิสเตอร์ทั้งหมด r ตัวในแต่ละบล็อก จะสามารถให้ลำดับชิปที่มีคาบความยาวเท่ากับ $P = 2^r - 1$ เท่ากับกรณีรหัสเอ็ม-ซีแควนแต่จะมีชุดรหัสโกลด์ที่แตกต่างกันได้มากถึง $2^r + 1$ ชุด เช่น สำหรับ $r = 9$ จะมีรหัสโกลด์อยู่จำนวน 513 ชุด ซึ่งมากกว่ากรณีของรหัสเอ็ม-ซีแควนมาก นอกจากนี้ถ้านำลำดับชิปที่ได้จากรหัสโกลด์คู่ใดคู่หนึ่งมาพิจารณาในเชิงอรรถสัมพันธ์ข้ามพบว่า เราสามารถทราบค่าขอบเขตสูงสุดได้ ซึ่งในประเด็นนี้จะได้กล่าวถึงในลำดับต่อไป

2.2 ทฤษฎีของเทคนิคชีพเชิงเส้น

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

2.2.1 สัญญาณในระบบเรดาร์

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

กำลังเชิงสเปกตรัม (Power Spectrum) ของสัญญาณใดๆ สามารถหาได้จากการแปลงฟูเรียร์ (Fourier transform) ของฟังก์ชันอรรถสัมพันธ์ (Autocorrelation Function) ของสัญญาณนั้นๆ ซึ่งฟังก์ชันอรรถสัมพันธ์ของสัญญาณยังมีผลต่อความแม่นยำในการใช้งานด้วย นั่นคือกราฟอรรถสัมพันธ์ที่แคบจะทำให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณกว้าง ซึ่งเป็นผลให้มีความแม่นยำที่ดี โดยที่แบนด์วิดท์และฟังก์ชันอรรถสัมพันธ์จะขึ้นอยู่กับรูปแบบการมอดูเลตของสัญญาณ ไซน์ที่อยู่ภายในพัลส์นั่นเอง

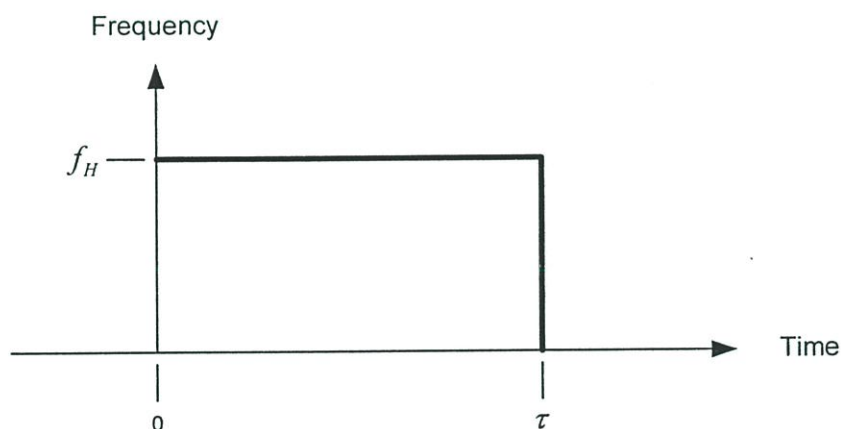
ลักษณะโดยทั่วไปของสัญญาณพัลส์ จะแสดงดังสมการนี้

$$v_{TX}(t) = [u(0) - u(\tau)]A_T \cos[\phi_T(t) + \phi_{T0}] \quad (2.7)$$

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

ความสัมพันธ์นี้แสดงให้เห็นว่าสัญญาณแต่ละชนิดจะมีความแตกต่างกันที่ฟังก์ชันของเฟส $\phi_T(t)$ ในเกือบทุกๆกรณีเฟสของสัญญาณที่ส่งจะมีเท่ากับศูนย์และจะถูกกำหนดค่าเฟสอ้างอิงของระบบไว้

2.2.1.2 สัญญาณพัลส์คลื่นต่อเนื่อง



รูปที่ 2.16 แสดงสัญญาณพัลส์คลื่นต่อเนื่อง(CW) ในแกนความถี่กับเวลา

โดยปกติแล้วสัญญาณเรดาร์แบบคลื่นต่อเนื่อง (Continuous wave: CW) จะมีสัญญาณไซน์ (sinusoid) บรรจุอยู่ในช่วงเวลาของพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งจะมีความถี่คงที่ตลอดช่วงเวลาของพัลส์ ดังแสดงในรูปที่ 2.16 และ 2.17 โดยจะแสดงสัญญาณในโดเมนเวลา ดังรูปที่ 2.17 และแสดงสเปกตรัม

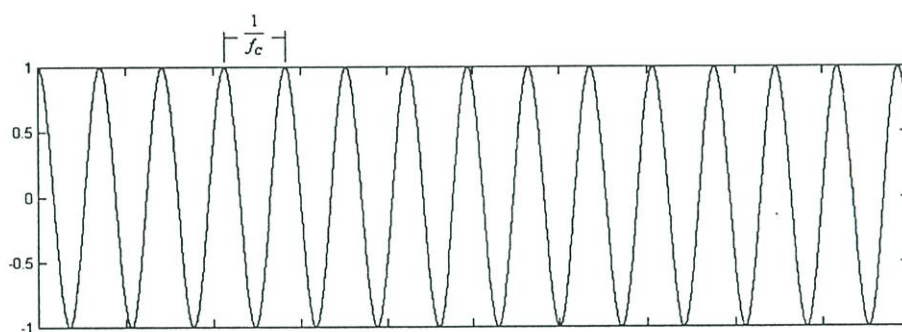
ของสัญญาณในรูปที่ 2.17 จากสมการที่ 2.7 เรากำหนดความถี่ให้เป็นความถี่คงที่ f_0 ซึ่งจะมีผลโดยตรงกับเทอมของเฟสในสมการโดยสามารถแสดงสัมพันธ์ระหว่างเฟสและความถี่ ได้ดังนี้

$$\phi(t) = \int \omega(t) dt \quad (2.8)$$

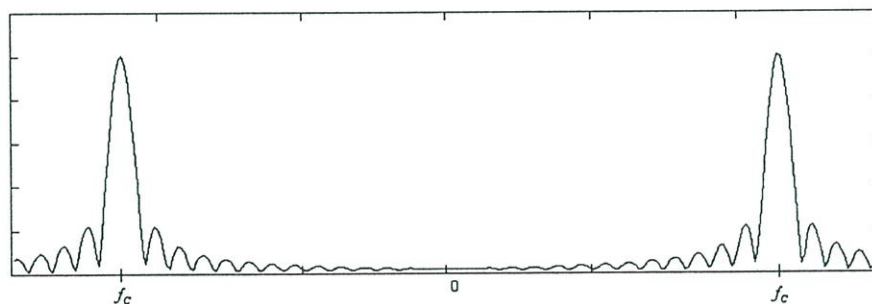
$$\omega(t) = 2\pi f(t) \quad (2.9)$$

$$f(t) = f_0$$

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



(a)



(b)

รูปที่ 2.17 แสดงสัญญาณคลื่นต่อเนื่อง (CW)

(a) รูปสัญญาณทางเวลา

(b) สเปกตรัมของสัญญาณ

จากสมการที่ 2.8 เรานำไปประยุกต์ในสมการที่ 2.7 จะสามารถสร้างสัญญาณที่มีเฟสดังนี้

$$\phi_{cw}(t) = 2\pi f_0 t \quad (2.10)$$

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

แบนด์วิธของสัญญาณเรดาร์แบบกลืนต่อเนื่องจะขึ้นอยู่กับ ความกว้างพัลส์ซึ่งมีผลต่อการตรวจจับและความแม่นยำของสัญญาณ โดยสเปกตรัมจะเป็นไปตามเงื่อนไขดังนี้

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

$$\text{Sinc}(X) = \frac{\text{Sin}(\pi X)}{(\pi X)} \quad (2.11)$$

$$E(f) = \frac{\text{Sin}[\pi(f - f_0)\tau]}{[\pi(f - f_0)\tau]} \quad (2.12)$$

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

- ความถี่กลาง (f_0) บนสเปกตรัมคือ ความถี่ของสัญญาณชาชนันในพัลส์
- แอมพลิจูดของสเปกตรัม จะเป็นสัดส่วนกับพื้นที่ใต้เอนVELOPE ของสัญญาณในโดเมนเวลา และแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณในโดเมนเวลาก็เป็นสัดส่วนกับพื้นที่ใต้สเปกตรัมด้วย
- แบนด์วิธของแมทซ์ฟิลเตอร์ (Matched filter) จะสัมพันธ์กับความกว้างพัลส์

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

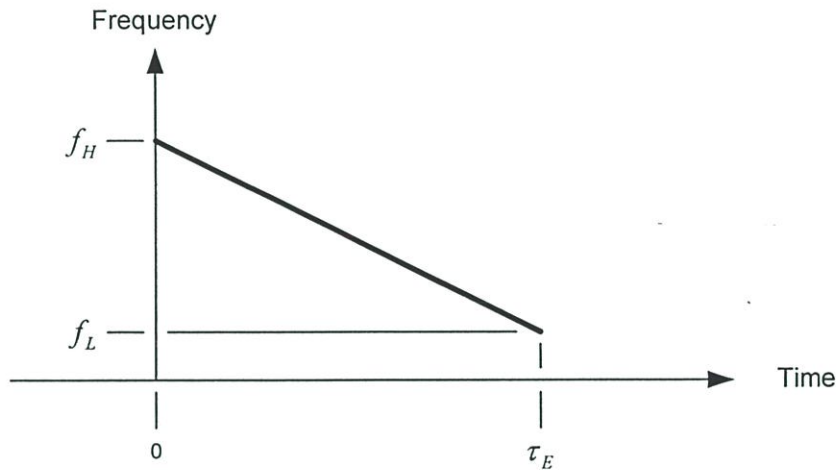
$$B\tau \approx 1$$

โดยที่ B คือ แบนด์วิธของแมทซ์ฟิลเตอร์ของสัญญาณ

2.2.1.2 สัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น

สัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น (Linear frequency modulation : LFM) เป็นสัญญาณที่ใช้ในงานด้านเรดาร์อีกชนิดหนึ่ง ซึ่งตัวสัญญาณจะมีลักษณะกวาดความถี่ไปตลอดช่วงของพัลส์ ที่ถูกเรียกชื่อเช่นนี้เพราะสัญญาณในแกนความถี่กับเวลา จะมีลักษณะเป็นเส้นตรงไปตามแนวพัลส์ที่ส่ง ดังแสดงในรูปที่ 2.18 นอกจากนั้นสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้นยังรู้จักกันในอีกชื่อหนึ่งว่า สัญญาณเชิพ (Chirp)

signal) และเราจะเรียกสัญญาณในรูปที่ 2.18 ว่า เชีพลง(Down chirp) เพราะมีลักษณะกวาดความถี่ลงตามเวลา ในทางตรงกันข้ามถ้าสัญญาณมีลักษณะกวาดความถี่จากต่ำไปหาความถี่สูงแล้วเราจะเรียกว่าเชีพขึ้น(Up chirp) ทั้งสัญญาณที่มีการมอดูเลตชนิดนี้และชนิดอื่น ๆ นั้นความของแบนด์วิดท์จะขึ้นอยู่กับชนิดของการมอดูเลตไม่ใช่ความกว้างของพัลส์ นั่นคือเราสามารถมอดูเลตสัญญาณที่มีลักษณะแบนด์วิดท์ที่กว้างไปพร้อมกับมีพัลส์ที่กว้างได้



รูปที่ 2.18 แสดงสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น(LFM)ในแกนความถี่กับเวลา

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

$$\frac{df_{LFM}(t)}{dt} = \frac{(f_B - f_F)}{\tau_E} \quad (2.13)$$

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

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

f_B คือ ความถี่ที่จุดเริ่มต้นในพัลส์

f_F คือ ความถี่ที่จุดสิ้นสุดในพัลส์

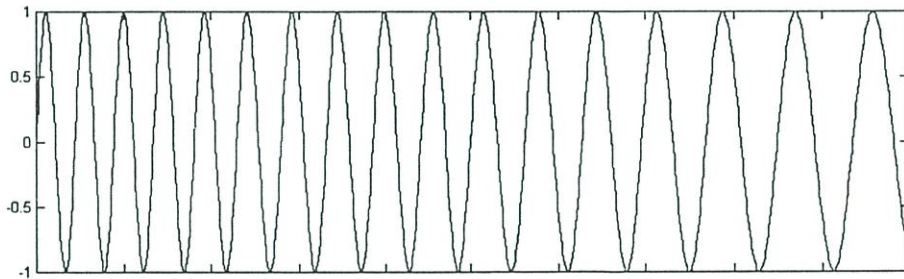
τ_E คือ ความเวลาของพัลส์

ในรูปที่ 2.19 และ 2.20 จะเป็นสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้นแบบเซฟลง(Down chirp) ซึ่งมีความถี่เริ่มต้นเป็นความถี่สูง(f_H) และมีความถี่สิ้นสุดเป็นความถี่ต่ำ(f_L) โดยความถี่ชั่วขณะที่อยู่ในพัลส์จะมีค่าเท่ากับผลการอินทิเกรต(Integration) ของสมการที่ 2.13 ซึ่งค่าคงที่(Constant) ที่ได้จากการอินทิเกรตจะเท่ากับค่าความถี่เริ่มต้นนั่นเอง ดังแสดงความสัมพันธ์ดังนี้

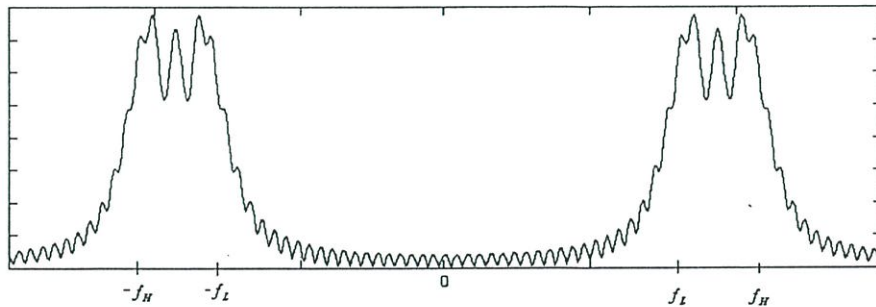
$$f_{LFM}(t) = \left[\frac{(f_B - f_F)}{\tau_E} \right] t + f_B \quad (2.14)$$

จากสมการที่ 2.8 และ 2.9 เราสามารถสร้างสมการเฟสของสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น(LFM) ได้ดังนี้

$$\phi_{LFM}(t) = \frac{\pi(f_B - f_F)}{\tau_E} t^2 + 2\pi f_B t + \phi_{T0} \quad (2.15)$$



(a)



(b)

รูปที่ 2.19 แสดงสัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น(LFM)

(ก) รูปสัญญาณทางเวลา(Down Chirp)

(ข) สเปกตรัมของสัญญาณ

สัญญาณเอ็ฟเอ็มเชิงเส้น (LFM) และสเปกตรัมที่ถูกคำนวณออกมาและคุณลักษณะของสเปกตรัมของสัญญาณ จะเป็นไปตามเงื่อนไข

- เอนเวโลปของสเปกตรัมจะไม่ลักษณะเป็นสี่เหลี่ยม(Rectangular) และลักษณะของพื้นที่ผลคูณของความกว้างพัลส์และแบนด์วิดท์(Pulsewidth-Bandwidth product หรือ Time-Bandwidth product) จะเป็นสี่เหลี่ยม
- ความถี่กลาง(f_0) บนสเปกตรัมของสัญญาณจะอยู่ระหว่างความถี่สูงและความถี่ต่ำ นั่นคือ

$$f_0 = \frac{(f_H + f_L)}{2} \quad (2.16)$$

โดยที่ f_H คือ ความถี่สูงของการกวาดความถี่ในพัลส์
 f_L คือ ความถี่สูงของการกวาดความถี่ในพัลส์

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

$$\tau_E B \gg 1 \quad (2.17)$$

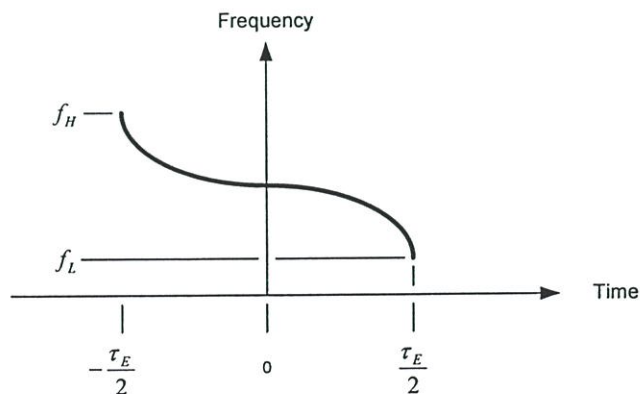
$$\tau_C B \approx 1 \quad (2.18)$$

$$B \approx f_H - f_L \quad (2.19)$$

$$\tau_C \approx \frac{1}{B} \quad (2.20)$$

โดยที่ τ_C คือ คาบเวลาของพัลส์บีบอัด

2.2.1.2 สัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้น



รูปที่ 2.20 สัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้นในทางความถี่-เวลา

สัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้น(Non-Linear frequency modulation : NLFM) จะลักษณะกวาดความถี่ไปตลอดพัลส์ แต่ไม่เป็นฟังก์ชันเชิงเส้นตามเวลา โดยจะมีสัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้นที่แตกต่างกันอยู่มากมายซึ่งทุกๆแบบจะมีความสัมพันธ์ของความถี่-เวลา และลักษณะของสเปคตรัมที่เฉพาะตัวในแต่ละสัญญาณ ตัวอย่างลักษณะความสัมพันธ์ความถี่-เวลารูปแบบหนึ่งจะแสดงในรูปที่ 2.20 กราฟสัญญาณทางความถี่-เวลานี้เป็นสมการกำลังสองแบบไม่สมมาตร(Non-Symmetrical quadratic) ซึ่งมีลักษณะเป็นกราฟพาราโบลา (Parabola) ที่แยกออกเป็นช่วงแรกและช่วงหลัง ดังแสดงในสมการที่ 2.21 โดยสัญญาณจะเป็นแบบเชิงพลง ในเทอมแรกของสมการจะเป็นความถี่ช่วงครึ่งแรกของพัลส์และเทอมที่สองของสมการจะเป็นความถี่ช่วงครึ่งหลังของพัลส์

$$f_{NLQ}(t) = + \left\{ \left[u\left(\frac{-\tau_E}{2}\right) - u(0) \right] \frac{4(f_B - f_0)}{\tau_E^2} t^2 + f_0 \right\} + \left\{ \left[u(0) - u\left(\frac{\tau_E}{2}\right) \right] \frac{4(f_F - f_0)}{\tau_E^2} t^2 + f_0 \right\} \quad (2.21)$$

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

ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เริ่มต้น ความถี่กลางและความถี่สิ้นสุดของสมการข้างต้นสามารถอธิบายได้ดังนี้

$$f_0 = \frac{(f_B - f_F)}{2} \quad (2.22)$$

คุณประโยชน์อีกอย่างหนึ่งของสัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้น(NLFM) คือ จะถูกนำไปใช้ในกระบวนการบีบอัดพัลส์(Pulse compression) ซึ่งสัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้นจะมีผลโดยตรงสำหรับการประมวลสัญญาณแบบนี้

สเปคตรัมของสัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้น(NLFM) จะขึ้นอยู่กับคุณลักษณะทางความถี่-เวลา ซึ่งสเปคตรัมของสัญญาณเอ็ฟเอ็มไม่เชิงเส้นจะเป็นไปตามเงื่อนไขต่อไปนี้

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

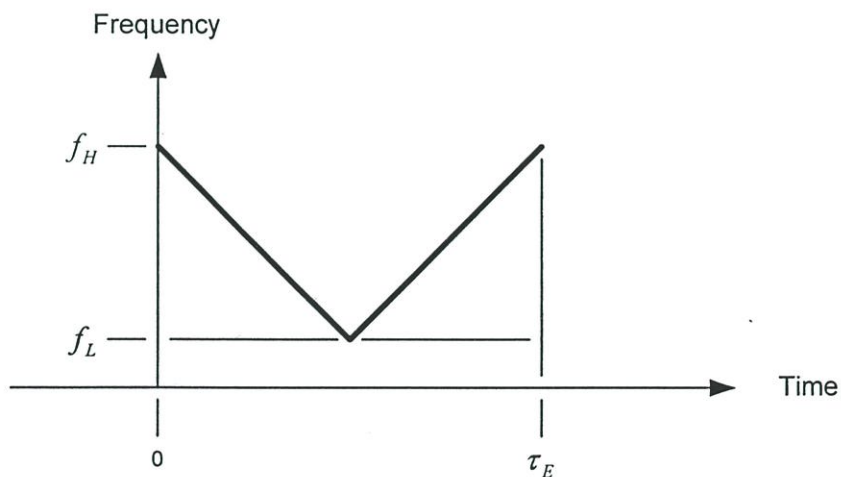
$$\tau_c B \gg 1 \quad (2.23)$$

$$B < f_H - f_L \quad (2.24)$$

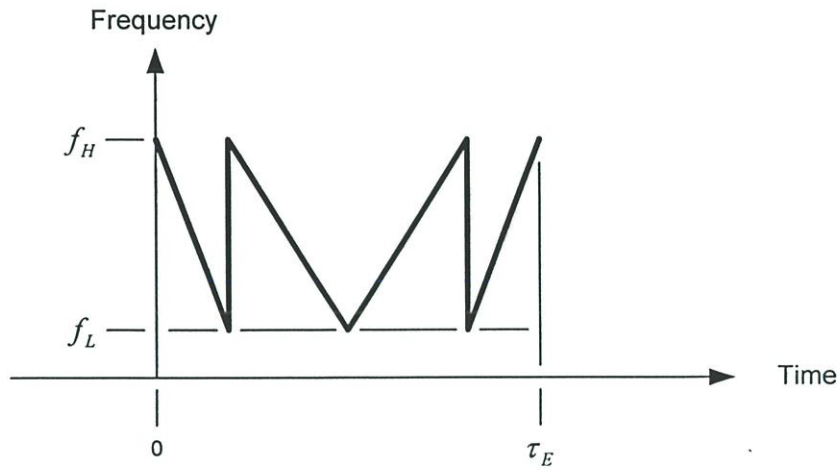
$$\tau_c \approx \frac{1}{B} \quad (2.25)$$

2.2.1.4 สัญญาณวี-เอฟเอ็ม

สัญญาณวี-เอฟเอ็ม(V-FM) จะประกอบด้วยความถี่กวาดที่กวาดไปยังทิศทางหนึ่งสำหรับช่วงแรกของพัลส์ และกวาดไปยังอีกทิศทางหนึ่งในช่วงถัดไปของพัลส์ การกวาดความถี่อาจไม่จำเป็นอาจไม่จำเป็นต้องมีลักษณะฟังก์ชันเชิงเส้นเสมอไปก็ได้ โดยในที่นี้จะแยกสัญญาณวี-เอฟเอ็มเป็น 2 ชนิด คือ สัญญาณวี-เอฟเอ็มแบบง่าย(Simple V-FM) และแบบซับซ้อน(Complex V-FM) ดังแสดงในรูป 2.21



(a)



(b)

รูปที่ 2.21 แสดงสัญญาณวี-เอฟเอ็มในทางความถี่-เวลา

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

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

สเปกตรัมของสัญญาณวี-เอฟเอ็มแบบง่าย จะเหมือนกับสเปกตรัมของแสดงสัญญาณเอฟเอ็มเชิงเส้นในรูปที่ 2.21 และเป็นไปตามเงื่อนไขต่อไปนี้

- เอนเวโลปของสเปกตรัมจะมีลักษณะคล้ายรูปสี่เหลี่ยมถ้าการกวาดความถี่เป็นฟังก์ชันเชิงเส้นตามเวลา และลักษณะเอนเวโลปของสเปกตรัมยังเปลี่ยนแปลงไปตามลักษณะการกวาดความถี่ด้วย
- ความถี่กลางของสเปกตรัม(f_0) จะอยู่ระหว่างความสูงสุดและต่ำสุด ถ้าการกวาดความถี่เป็นแบบเชิงเส้น

$$f_0 = \frac{(f_H - f_L)}{2} \quad (\text{Linear sweep}) \quad (2.26)$$

- แบนด์วิดท์ของเมทซ์ฟิลเตอร์จะไม่ขึ้นกับความกว้างของพัลส์ แต่จะสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ของการกวาดความถี่และฟังก์ชันความถี่กับเวลา

$$\tau_E B \gg 1 \quad (2.27)$$

$$B \approx f_H - f_L \quad (\text{Linear sweep}) \quad (2.28)$$

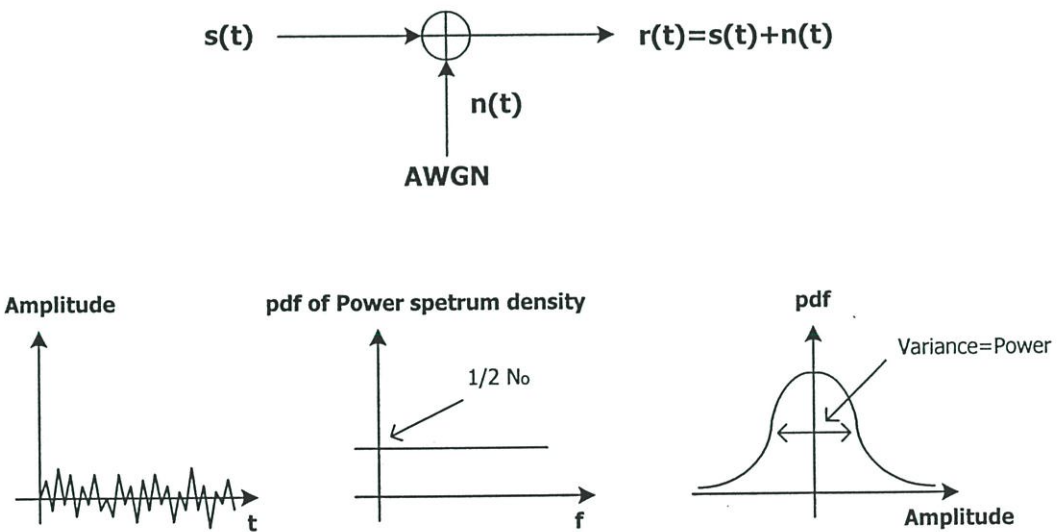
$$\tau_C \approx \frac{1}{B} \quad (2.29)$$

2.3 ทฤษฎีการจางหายบนช่องสัญญาณ

2.3.1 ช่องสัญญาณรบกวนขาว (AWGN)

จากรูปที่ 2.22 สัญญาณรบกวนในระบบสื่อสารนั้นส่วนมากจะจำลองให้เป็นแบบช่องสัญญาณรบกวนขาว ซึ่งมีความหนาแน่นสเปกตรัมเป็นแบบยูนิฟอร์ม (Uniform Spectrum Density) และแอมพลิจูดมีการแจกแจงแบบเกาส์ (Gaussian Distribution) โดยปกติแล้วสัญญาณรบกวนทางอุณหภูมิจาน (Thermal Noise) และสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า (Electrical Noise) ที่เกิดจากการขยายสัญญาณนั้นจะมีคุณสมบัติของสัญญาณรบกวนขาว ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถจำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ได้ ซึ่งฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability Density Function) ของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN สามารถแสดงได้ตามสมการที่ 2.30

$$\Phi_{nn}(f) = \frac{1}{2} N_0 \quad (2.30)$$

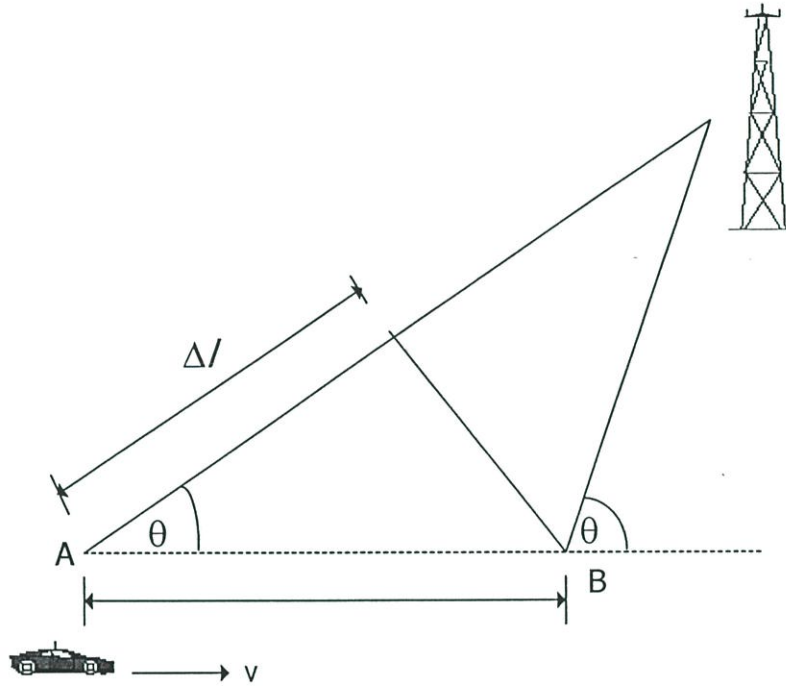


รูปที่ 2.22 คุณสมบัติของช่องสัญญาณรบกวนขาว

2.3.2 ปราบปรามการผิดเพี้ยนของสัญญาณ

ปรากฏการณ์การผิดเพี้ยนของสัญญาณเกิดจากการที่อุปกรณ์ภาครับสัญญาณมีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วในระดับหนึ่ง ซึ่งมีผลทำให้สัญญาณที่รับได้มีความถี่ที่เปลี่ยนไปจากความถี่ของสัญญาณที่ส่งออกจากต้นกำเนิด ปรากฏการณ์ที่กล่าวถึงนี้พบเห็นได้บ่อยครั้งในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เช่น

การใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่ภายในรถยนต์ส่วนตัวหรือรถไฟฟ้าที่มีการเคลื่อนที่ เราสามารถคำนวณค่าของความถี่ที่เปลี่ยนไปได้ดังนี้ พิจารณาอุปกรณ์โทรศัพท์ในรถคันหนึ่งซึ่งมีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วคงที่ v ระหว่างจุด A และ B เป็นระยะทางเท่ากับ d ในการคำนวณนี้เราสมมติว่าแหล่งกำเนิดสัญญาณของสถานีฐานอยู่ห่างไกลออกไป จนทำให้เส้นทางการเดินทางของคลื่นทั้งสองที่ไปยังตำแหน่ง A และ B แทบจะตีคู่ขนานกันไป ดังรูปที่ 2.23 ประกอบ



รูปที่ 2.23 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชีพต์ที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ภาครับ

จากรูปที่ 2.23 จะเห็นว่าความแตกต่างของระยะทางที่คลื่นใช้การเดินทางจากแหล่งกำเนิดไปยังจุด A และ B มีค่าเท่ากับ $\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta$ เมื่อ Δt คือ เวลาที่ใช้ในการเคลื่อนที่จากจุด A ไปยังจุด B และสมมติว่า θ ที่จุด A และ B มีค่าเท่ากัน (เนื่องจากถือว่าแหล่งกำเนิดอยู่ไกลมาก ซึ่งจะประมาณได้ว่าคลื่นเดินทางมาขนานกัน) ดังนั้นจะสามารถหาการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณที่รับได้เนื่องจากระยะทางที่ต่างกันได้จาก

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t \cos \theta}{\lambda} \quad (2.31)$$

จะได้ว่าความถี่ที่เคลื่อนไปหรือดอปเปลอร์ชีพต์ f_d มีค่าเท่ากับ

$$f_i = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (2.32)$$

$$= \frac{v \cos\theta}{\lambda}$$

หรือจะเขียนในรูปที่กระชับได้เป็น

$$f_i = f_d \cos\theta \quad (2.33)$$

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

จากสมการที่ 2.32 จะเห็นได้ว่า คอปเปอเรอร์ชิฟต์ขึ้นอยู่กับความเร็วในการเคลื่อนที่ของโทรศัพท์เคลื่อนที่ และมุมระหว่างทิศทางการเคลื่อนที่ของโทรศัพท์เคลื่อนที่เทียบกับทิศทางที่คลื่นเดินทางมาถึง สังเกตว่า ถ้าโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีการเคลื่อนที่เข้าหาแหล่งกำเนิด จะได้ว่า θ เท่ากับ 0 และคอปเปอเรอร์ชิฟต์มีค่าเป็นบวก (ความถี่เพิ่มขึ้น) แต่ถ้าโทรศัพท์เคลื่อนที่เคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดจะได้ว่า θ เท่ากับ 180 และ คอปเปอเรอร์ชิฟต์มีค่าเป็นลบ (ความถี่ลดลง)

2.3.3 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบ Rayleigh

โดยทั่วไปการใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่ของผู้ใช้ มักอยู่สูงจากพื้นผิวไม่เกิน 3 เมตร ดังนั้นสัญญาณที่ส่งผ่านจะเกิดการสะท้อนกับพื้นดินหรือสิ่งต่างๆ รอบข้างอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ ซึ่งการสะท้อนของคลื่นเหล่านี้ส่งผลให้สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับประกอบด้วยสัญญาณที่แพร่มาจากภาคส่งมากกว่าหนึ่งทิศทางและโดยทั่วไปแล้วสัญญาณเหล่านี้มักจะเดินทางมาถึงภาครับด้วยเวลาที่แตกต่างกัน และมีขนาดที่แตกต่างกันด้วยเมื่อสัญญาณเหล่านี้มารวมเข้าด้วยกัน จะได้สัญญาณที่มีแอมพลิจูดแปรเปลี่ยนอย่างมาก ปัญหานี้มีชื่อเรียกว่า มัลติพาทเฟดดิ้งไม่เพียงเท่านั้นถ้าเราพิจารณาเพิ่มเติมถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นเมื่อนำปัญหาของคอปเปอเรอร์ชิฟต์มาคิดประกอบด้วย กล่าวคือจะรวมเอาผลกระทบของคอปเปอเรอร์ชิฟต์ที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ภาครับสัญญาณมาพิจารณาร่วมด้วย

พิจารณาการส่งผ่านสัญญาณไซนูซอยด์ความถี่เดียว f_0 ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ a เมื่อนำมาแสดงในรูปของเอกซ์โพเนนเชียลเชิงซ้อนจะได้เป็น

$$s(t) = a \exp(j2\pi f_0 t) \quad (2.34)$$

สัญญาณนี้เมื่อได้รับการส่งบนช่องสัญญาณมัลติพาธ ภาครับจะได้รับสัญญาณนี้จากหลายทิศทาง โดยมีแอมพลิจูดและเฟสที่เปลี่ยนแปลงแตกต่างกันไป เมื่อนำสัญญาณส่วนต่าง ๆ เหล่านี้มาบวกรวมกันจะได้เป็น

$$r(t) = \sum_{i=1}^n a_i \exp\{j[2\pi(f_0 + f_d \cos\theta_i)t + \phi_i]\} \quad (2.35)$$

ในสมการได้สมมติว่ามีสัญญาณที่รับได้ทั้งหมด n เส้นทาง แต่ละเส้นทางมีแอมพลิจูดเท่ากับ a_i มีค่าเฟสเท่ากับ ϕ_i และค่าดอปเปลอร์ชิฟต์เท่ากับ $f_d \cos\theta_i$ ซึ่งเป็นค่าที่ขึ้นกับทิศทาง การมาถึงของสัญญาณเทียบกับทิศทางเคลื่อนที่ของอุปกรณ์รับสัญญาณ (θ_i) และค่าดอปเปลอร์ชิฟต์สูงสุดคือ $f_d = \frac{v}{\lambda}$ เมื่อจัดรูปสัญญาณใหม่จะได้

$$r(t) = \exp(j2\pi f_0 t) \sum_{i=1}^n a_i \exp(j[2\pi f_d \cos\theta_i t + \phi_i]) \quad (2.36)$$

ถ้าหากเราจะจัดสัญญาณที่ได้นี้ให้อยู่ในรูป

$$r(t) = r \exp[j(2\pi f_0 t + \phi)] \quad (2.37)$$

จะได้ว่า

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

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

เราสามารถเขียนความสัมพันธ์นี้ให้กระชับขึ้นในรูปของตัวแปร x และ y ดังนี้

$$r \exp(j\phi) = x + jy \quad (2.39)$$

โดย

$$x = \sum_{i=1}^n a_i \cos(2\pi f_d \cos\theta_i t + \phi_i) \quad \text{และ} \quad y = \sum_{i=1}^n a_i \sin(2\pi f_d \cos\theta_i t + \phi_i) \quad (2.40)$$

สำหรับความสัมพันธ์ระหว่าง r และ x, y ก็สามารถแสดงได้ดังนี้

$$r^2 = x^2 + y^2 \quad (2.41)$$

$$x = r \cos \phi \quad (2.42)$$

$$y = r \sin \phi \quad (2.43)$$

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

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}\right] \quad (2.44)$$

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

$$p(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_y^2}} \exp\left[-\frac{y^2}{2\sigma_y^2}\right] \quad (2.45)$$

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 ϕ การแปลงที่ว่านี้เป็นเรื่องที่ไม่ยากนัก ฉะนั้น

เราจึงสามารถสรุปได้ว่า แอมพลิจูดของสัญญาณ r เป็นตัวแปรแรนดอมที่มีการกระจายแบบ Rayleigh (Rayleigh distribution) ดังนี้

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & r \geq 0 \\ 0 & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (2.46)$$

โดยที่ σ คือแรงดัน rms ของสัญญาณก่อนกระบวนการเอนVELOปีเทกชัน และ σ^2 คือกำลังเฉลี่ยทางเวลาของสัญญาณก่อนกระบวนการเอนVELOปีเทกชันเช่นกัน ส่วนเฟสของสัญญาณเป็นตัวแปรแรนดอมที่มีการกระจายแบบยูนิฟอร์มที่มีค่าอยู่ระหว่าง $-\pi$ ถึง π ดังนี้

$$p(\phi) = \frac{1}{2\pi} \quad -\pi \leq \phi \leq \pi \quad (2.47)$$

2.3.4 การแจกแจงบนช่องสัญญาณแบบ Rician

เป็นแบบจำลองการแจกแจงบนช่องสัญญาณที่เหมาะสมกับสภาวะแวดล้อมในเมืองซึ่งประกอบด้วยพารามิเตอร์ 2 ค่าและมีค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังสมการ

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2 - a^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left[\frac{ar}{\sigma^2}\right] \quad \text{เมื่อ } \beta \geq 0 \quad (2.48)$$

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

2.3.5 การแจกแจงบนช่องสัญญาณแบบ Nakagami

เป็นแบบจำลองการแจกแจงบนช่องสัญญาณที่ได้มาจากการทดลองและสามารถอธิบายปรากฏการณ์ของการเฟดดิ้งในบริเวณอื่นๆ ได้ดี เอาต์พุตของสัญญาณด้านรับจะเป็นผลบวกทางเวกเตอร์ของขนาดของสัญญาณ (signal strength) แบบจำลอง Nakagami ไม่ได้อธิบายรายละเอียดทางปัญหาด้านเฟส อย่างไรก็ตามแบบจำลอง Nakagami ยังสามารถอธิบายแบบจำลองอื่นๆ ได้คืออีกด้วย สามารถแสดงค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังสมการ 2.49

$$p_{r_1}(r) = 2 \left(\frac{m_1}{\Omega_1} \right)^{m_1} \frac{r^{2m_1-1}}{\Gamma(m_1)} \exp \left[-\frac{m_1}{\Omega_1} r^2 \right] \quad \text{เมื่อ } r \geq 0 \quad (2.49)$$

$$m_1 = \frac{\Omega_1^2}{E[(r_1^2 - \Omega_1^2)^2]} \geq 0.5 \quad (2.50)$$

โดยจุดเด่นของแบบจำลอง Nakagami คือ

(ก) เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลองและสอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในชนบทและเมืองใหญ่

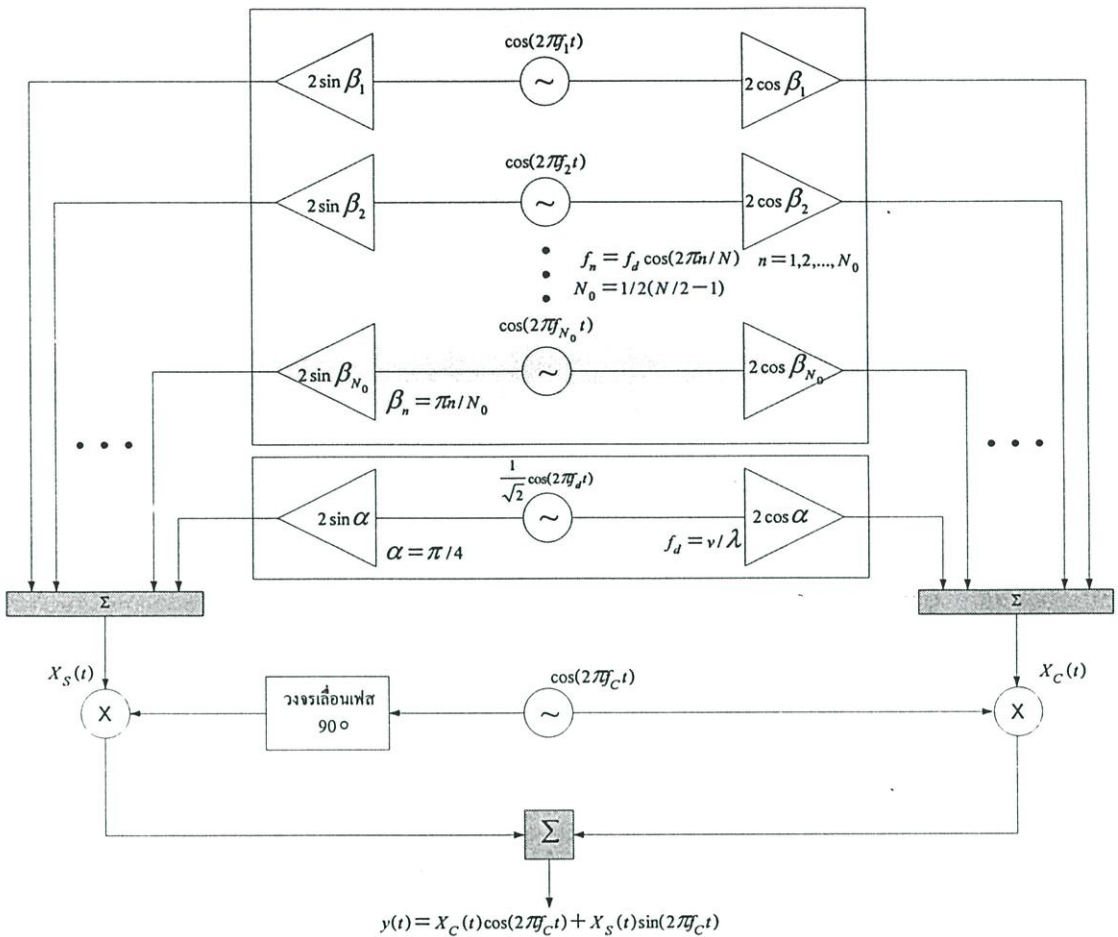
(ข) เป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับการแจกแจงของแอมพลิจูด (amplitude distribution)

ซึ่งแสดงด้วยตัวแปรเสริมเฟดคิง (m) ต่างๆ ดังนี้

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

2.3.6 แบบจำลองช่องสัญญาณมัลติพาท

ในการศึกษาพัฒนาและวิจัยระบบสื่อสารสัญญาณไร้สาย เรามักอาศัยโปรแกรมจำลองระบบด้วยคอมพิวเตอร์เพื่อทดสอบสมรรถนะของระบบที่สนใจ ในส่วนของช่องสัญญาณก็เช่นกัน จำเป็นต้องมีการพัฒนาแบบจำลองที่สามารถนำมาใช้งานได้จริง ในลำดับต่อไปนี้จะกล่าวถึงวิธีการสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณมัลติพาทเพื่อใช้สำหรับการเขียน โปรแกรมจำลองด้วยระบบคอมพิวเตอร์



รูปที่ 2.24 โครงสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณมัลติพาตามแบบของ Jakes

2.3.6.1 แบบจำลองของ Jakes

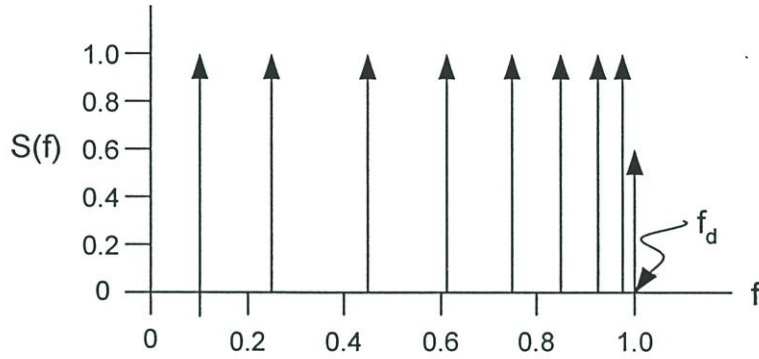
สำหรับวิธีการของ Jakes นั้นอาศัยโครงสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณมัลติพาตามในรูปที่ 2.25 พิจารณาจากรูปจะเห็นว่าแบบจำลองประกอบด้วยวงจรรอสซซิเลเตอร์ความถี่จำนวน N_0 ชุด ที่มีค่าความถี่เท่ากับค่าคอปเพลอร์ชิฟต์ค่าต่างๆ กัน และวงจรรอสซซิเลเตอร์อีกหนึ่งตัวที่ความถี่คอปเพลอร์ชิฟต์สูงสุด f_d องค์ประกอบความถี่ทั้งหมดนี้มีหน้าที่จำลองสัญญาณความถี่ที่เลื่อนไปจากความถี่คลื่นพาห้ f_0 สังเกตว่าองค์ประกอบความถี่ของวงจรรอสซซิเลเตอร์ N_0 ชุด จะกำหนดให้มีแอมพลิจูดเป็น 1 ทั้งหมด ส่วนองค์ประกอบความถี่ตัวสุดท้ายที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ $1/\sqrt{2}$ สำหรับค่าความถี่ของออสซิลเลเตอร์แต่ละตัวกำหนดให้มีค่าเท่ากับ

$$f_n = f_d \cos(2\pi n / N) \quad \text{สำหรับ } n = 1, 2, \dots, N_0 \quad (2.51)$$

โดย $f_d = \frac{v}{\lambda}$ ซึ่งเป็นค่าคอปเพลอร์ชิฟต์สูงสุด

และ N มีความสัมพันธ์กับ N_0 ดังนี้คือ $N_0 = \frac{1}{2} \left(\frac{N}{2} - 1 \right)$ โดยมีข้อกำหนดอีกด้วยว่า $N/2$ เป็นจำนวนเต็มคือ

เมื่อนำองค์ประกอบความถี่ทั้งหมดที่ใช้มาวัดเป็นตัวอย่างรูปสเปกตรัมความถี่จะมีลักษณะดังรูปที่ 2.25 ในรูปเป็นกรณีที่กำหนดให้ $N_0 = 8$ และ $N = 34$



รูปที่ 2.25 สเปกตรัมความถี่ของออสซิลเลเตอร์ สำหรับกรณี $N_0 = 8$ และ $N = 34$

สำหรับค่าของเฟส β_n จะได้รับการกำหนดให้มีคุณลักษณะที่ใกล้เคียงกับสภาพที่ต้องการคือ ให้เฟสเป็นการกระจายแบบยูนิฟอร์มระหว่าง $0 - 2\pi$ คือมีความน่าจะเป็นในการเกิดของเฟสแต่ละค่าเท่าๆ กันกับ $1/2\pi$ ดังนั้น β_n จึงกำหนดให้มีค่าเท่ากับ $\pi n / N_0$ สำหรับ $n = 1, 2, \dots, N_0$

จากรูปที่ 2.24 ไม่ยากนักที่จะแสดงให้เห็นว่า $X_C(t)$ และ $X_S(t)$ มีค่าเท่ากับ

$$X_C(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \cos \beta_n \cos(2\pi f_n t) + \sqrt{2} \cos \alpha \cos(2\pi f_d t) \quad (2.52)$$

$$X_S(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin \beta_n \cos(2\pi f_n t) + \sqrt{2} \sin \alpha \cos(2\pi f_d t) \quad (2.53)$$

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

จากสมการ 2.53 และ 2.54 เราสามารถคำนวณหาค่า $\langle x_C^2 \rangle$, $\langle x_S^2 \rangle$ และ $\langle x_C x_S \rangle$ ได้ดังนี้

$$\langle x_C^2 \rangle = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \cos^2 \beta_n + \cos^2 \alpha$$

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

จากความสัมพันธ์ที่ได้นี้ เราสามารถกำหนดค่า β_n และ α ที่เหมาะสมเพื่อให้เงื่อนไขทั้งสองข้อที่กล่าวถึงข้างต้นเป็นจริงได้

2.3.7 ผลกระทบของดีเลย์สเปรด

จากที่ได้อธิบายมาตั้งแต่ต้นแล้วว่า เส้นทางการแพร่กระจายของสัญญาณระหว่างเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่และสถานีฐานมีได้หลายทิศทาง และสัญญาณแต่ละส่วนมักจะส่งผ่านในเส้นทางที่มีระยะทางไม่เท่ากัน สัญญาณบางส่วนอาจจะเดินทางเป็นเส้นตรงระหว่างภาคส่งและภาครับ (line of sight : LOS) สัญญาณส่วนนี้มักจะเดินทางถึงภาครับได้เร็ว ในขณะที่สัญญาณส่วนอื่นที่มีการตกกระทบพื้นผิวของวัตถุและเกิดการสะท้อนหลายครั้งกว่าจะเดินทางถึงภาครับสัญญาณมักจะใช้เวลาการแพร่กระจายที่ยาวนานกว่า ความล่าช้าในการเดินทางของสัญญาณแต่ละส่วนก่อให้เกิดปัญหาที่เรียกว่า ดีเลย์สเปรด (Delay Spread) ขึ้น นั่นคือสัญญาณแต่ละส่วนใช้เวลาเดินทางถึงจุดหมายไม่เท่ากัน

การวิเคราะห์คุณลักษณะของช่องสัญญาณในหัวข้อก่อนหน้าทั้งหมดยังไม่ได้มีการนำปัญหาของดีเลย์สเปรด มาคิดแต่อย่างใด เพราะเป็นแบบจำลองช่องสัญญาณที่ทำการวิเคราะห์ภายใต้สมมติฐานที่ว่าคลื่นสัญญาณของแต่ละเส้นทางเดินทางถึงภาครับพร้อมกัน หรือในเวลาที่ไม่ใกล้เคียงกันมาก อย่างไรก็ตาม ในสภาพความเป็นจริงคลื่นสัญญาณที่รับได้ย่อมจะมาถึงภาครับไม่พร้อมกัน และแน่นอนว่าเวลาการมาถึงของสัญญาณที่แตกต่างกันย่อมจะส่งผลกระทบต่อคุณลักษณะของสัญญาณที่รับได้ โดยทั่วไปผลกระทบของดีเลย์สเปรด จะมีมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งเมื่อเปรียบเทียบกับส่วนกลับของค่าความแตกต่างของเวลาการมาถึงระหว่างคลื่นสัญญาณแต่ละเส้นทาง กล่าวคือ ถ้าสัญญาณที่ส่งมีแบนด์วิดท์ที่แคบมากเมื่อเทียบกับส่วนกลับของความแตกต่างของเวลาการมาถึง เราสามารถละทิ้งผลกระทบของดีเลย์สเปรดได้ แต่หากสัญญาณที่ส่งมีแบนด์วิดท์ที่สูงมากขึ้น ในการวิเคราะห์แบบจำลองช่องสัญญาณ มัลติพาธ จำเป็นที่เราจะต้องนำปัญหาของดีเลย์สเปรด มาร่วมคิดด้วย

พิจารณาตัวอย่างการส่งผ่านสัญญาณในพื้นที่การใช้งานบริเวณแคบ ๆ เช่น ในอาคาร สำนักงานทั่วไปดีเลย์สเปรด มีค่าประมาณไม่เกิน 1 us หากมีการใช้งานระบบสื่อสารดิจิทัลย่านความถี่ 900 MHz ที่อัตราส่งเท่ากับ 200 kbps การส่งบิตข้อมูลหนึ่งบิตจะใช้เวลานาน 5 us นั้นหมายความว่าในการส่งบิตข้อมูลแต่ละบิตส่วนท้ายของบิตนั้นจะไปทับซ้อนกับส่วนต้นของบิตถัดไปอยู่ถึง 20% หากพื้นที่การให้บริการครอบคลุมบริเวณที่กว้างขึ้น เช่น ในบริเวณชานเมือง หรือในชนบทดีเลย์สเปรด ก็จะมีค่ามากขึ้น ปัญหาการทับซ้อนกันของสัญญาณระหว่างบิต หรือสัญลักษณ์ก็จะรุนแรงมากขึ้น ฉะนั้นในสถานการณ์เช่นนี้หากต้องการลดผลกระทบของการซ้อนทับกันของบิต หรือสัญลักษณ์ที่ติดกันก็จำเป็นต้องชะลอการส่งบิตแต่ละบิตให้ห่างกันมากขึ้น ซึ่งหมายถึงการลดอัตราการส่งบิตข้อมูลนั่นเอง จากที่กล่าวมาจะเห็นว่าการรบกวนกันของสัญลักษณ์ที่เกิดจากปัญหามัลติพาท เกิดขึ้น และเป็นปัญหาที่มีความสำคัญต้องนำมาพิจารณาประกอบในการออกแบบวงจรภาครับสัญญาณ เช่น หากไม่ต้องการลดอัตราการส่งลงก็อาจจะต้องมีการนำวงจรปรับรูปสัญญาณที่เรียกว่า Equalizer มาช่วยแก้ปัญหาเหล่านี้

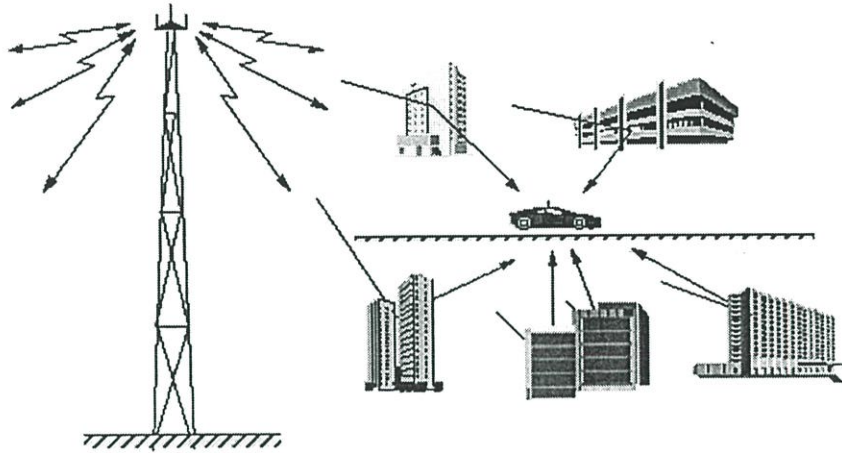
ในการทดสอบช่องสัญญาณระหว่างภาครับและภาคส่งที่กำลังใช้งานว่ามีคุณลักษณะในเชิงของดีเลย์สเปรด อย่างไรสามารถทำได้โดยให้ภาคส่งกำเนิดสัญญาณอิมพัลส์ $a_0\delta(t)$ ออก และภาครับตรวจจับการมาถึงของสัญญาณดังกล่าว พิจารณาสถานการณ์ตัวอย่างการส่งสัญญาณจากสถานีฐานไปยังเครื่องรับโทรศัพท์ในรถยนต์ในรูปที่ 2.26 (ก) จากรูปจะเห็นว่าคลื่นสัญญาณเคลื่อนที่ไปยังภาครับจำนวน 3 เส้นทาง โดยที่แต่ละเส้นทางมีระยะทางความยาวไม่เท่ากัน ฉะนั้นสัญญาณอิมพัลส์ของแต่ละเส้นทางจึงเดินทางถึงจุดหมายไม่พร้อมกัน และโดยทั่วไปแอมพลิจูดของสัญญาณของแต่ละส่วนเมื่อถึงภาครับก็มีขนาดไม่เท่ากันด้วย เหตุการณ์ที่อธิบายนี้ก็คือ ตัวอย่างของมัลติพาท นั่นเอง ถ้าจะแสดงสัญญาณที่รับได้ในรูปของผลรวมของสัญญาณอิมพัลส์ของแต่ละเส้นทางจะได้รูปสัญญาณเป็นดังสมการต่อไปนี้

$$h(\tau) = \sum_{i=1}^n a_i \exp(-j\theta_i) \delta(\tau - \tau_i) \quad (2.54)$$

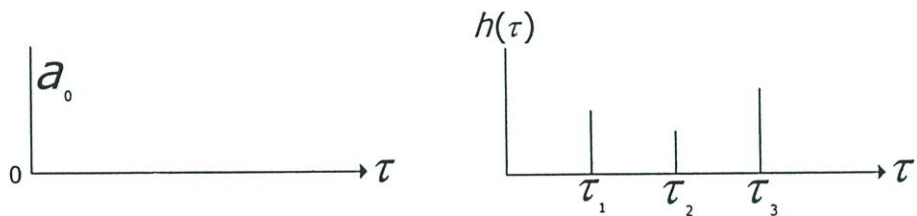
โดย n คือ จำนวนเส้นทางของสัญญาณ a_i
 θ_i คือ แอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณเส้นทางที่ i
 τ_i คือ เวลาประวิงที่เกิดขึ้นของสัญญาณเส้นทางที่ i

โดยทั่วไปสัญญาณที่เดินทางบนเส้นทางที่ไกลกว่าก็จะมีค่าเวลาประวิง τ_i มากกว่า และขนาดของสัญญาณที่รับได้ ณ ภาครับก็จะมีแอมพลิจูด a_i ที่ต่ำกว่าด้วย แต่ในสภาพแวดล้อมบางอย่างเช่นในเมืองใหญ่ พื้นผิวสะท้อนของวัตถุ ตึกสูง หรืออาคารอาจมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันได้

ค่อนข้างมาก ทำให้บางทีคลื่นสัญญาณที่เดินทางไกลแต่ระหว่างทางสะท้อนกับผิวที่มีการสูญเสีย น้อย ก็อาจจะมีแอมพลิจูดที่สูงกว่าคลื่นสัญญาณที่เดินทางระยะสั้น ๆ ได้ ถ้าเผชิญสัญญาณดังกล่าว ต้องกระทบกับพื้นผิวที่มีการดูดซับสัญญาณมาก ดังตัวอย่างที่แสดงในรูปที่ 2.26 (ข) ซึ่งแสดง คุณลักษณะดีเลย์สเปกตรัม ของช่องสัญญาณในสภาพแวดล้อมที่สัญญาณซึ่งเดินทางบนเส้นทางไกล ที่สุดคือเส้นทางที่ 3 อาจมีแอมพลิจูดที่สูงกว่าเส้นทางที่สั้นกว่าดังเช่นเส้นทางที่ 2 ได้



(ก) สภาพทางกายภาพ



(ข) รูปสัญญาณที่ส่งจากสถานีฐานเทียบกับสัญญาณที่รับได้ในรถยนต์

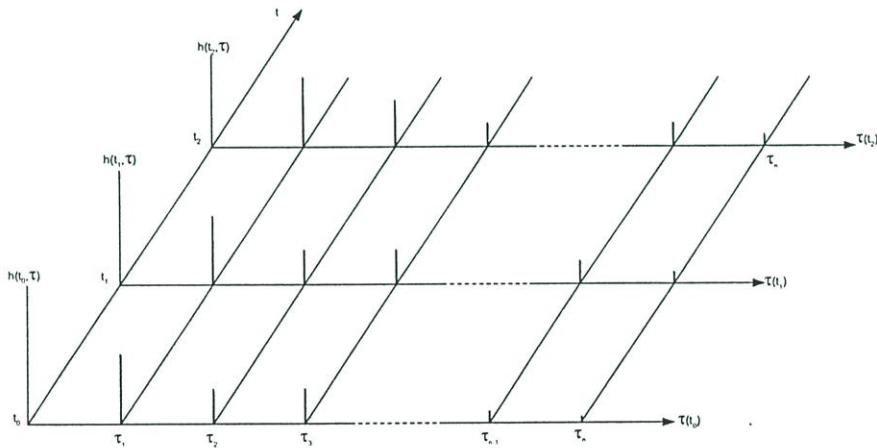
รูปที่ 2.26 ตัวอย่างแสดงการส่งผ่านสัญญาณอิมพัลส์ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาท

นอกจากนี้แล้วหากเราทดสอบส่งสัญญาณอิมพัลส์มากกว่าหนึ่งครั้ง เราจะพบอีกด้วยว่า คุณลักษณะดีเลย์สเปกตรัม ของช่องสัญญาณก็มีได้เหมือนเดิมแต่อย่างไร เพราะสภาพแวดล้อม สามารถเปลี่ยนแปลงได้ตลอดเวลา สืบเนื่องจากการเคลื่อนที่ของผู้ใช้โทรศัพท์เอง หรือเกิดจากการ เคลื่อนไหวของวัตถุรอบข้าง และด้วยคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่มักจะมีการแปรเปลี่ยนไปตาม เวลานี้เอง จึงต้องมีการปรับฟังก์ชันผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่ความสัมพันธ์ใน สมการที่ 2.54 จากเดิม $h(\tau)$ ให้เป็นฟังก์ชันที่ขึ้นกับเวลา t ด้วย ผลที่ได้คือ

$$h(\tau) = \sum_{i=1}^n a_i(t, \tau) \exp[-j\theta_i(t, \tau)] \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (2.55)$$

โดย $a_i(t, \tau)$ คือ ค่าแอมพลิจูดที่เป็นค่าจริงของสัญญาณเส้นทางที่ i
 $\theta_i(t, \tau)$ คือ ค่าของเฟสที่มีการเลื่อนไปจากเดิมเนื่องจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณบนเส้นทางที่ i
 $\tau_i(t)$ คือ ค่าดีเลย์ของเส้นทางที่ i

โดยทั้งสามค่าวัด ณ ที่เวลาที่ t เพื่อให้เราสามารถเห็นภาพได้มากขึ้น จะขอยกตัวอย่างฟังก์ชันผลตอบสนองอิมพัลส์ $h(t, \tau)$ ที่มีการแปรเปลี่ยนตามเวลา t ในรูปของกราฟที่ใช้ระบบสามแกนดังในรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.27 ตัวอย่างฟังก์ชันผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมัลติพาท

จากผลการวัดคุณลักษณะฟังก์ชันผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมัลติพาท เราสามารถนำมาคำนวณเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่เราสนใจได้ดังนี้

ค่าเฉลี่ยของดีเลย์

ค่าพารามิเตอร์แรกที่พิจารณา คือ ค่าเฉลี่ยของดีเลย์ (mean excess delay) ซึ่งนิยามให้มีค่าเท่ากับ

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_i a_i^2 \tau_i}{\sum_i a_i^2} = \frac{\sum_i P(\tau_i) \tau_i}{\sum_i P(\tau_i)} \quad (2.56)$$

โดย $P(\tau_i)$ คือ กำลังของสัญญาณเส้นทางที่ i

สำหรับพารามิเตอร์ที่สองที่จะกล่าวถึงคือ rms delay spread ซึ่งนิยามดังนี้คือ

$$\sigma_\tau = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (2.57)$$

โดย

$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum_i a_i^2 \tau_i^2}{\sum_i a_i^2} = \frac{\sum_i P(\tau_i) \tau_i^2}{\sum_i P(\tau_i)} \quad (2.58)$$

พารามิเตอร์สุดท้ายที่เราให้ความสนใจคือ ค่าตัวเลขสเปรด์สูงสุด (maximum delay spread) หรือ τ_{\max} ซึ่งนิยามให้เป็นค่าตัวเลขสูงสุดวัด ณ จุดที่กำลังของสัญญาณมัลติพาท มีค่าต่ำสุดกว่าค่ากำหนดค่าหนึ่ง

บทที่ 3

การออกแบบและการทำแบบจำลองระบบ MLC-FH-CDMA

ในบทนี้จะกล่าวถึงระบบ MLC-FH-CDMA (Multi Linear Chirp-Frequency Hopping-Code Division Multiple Access) ซึ่งเป็นระบบที่นำเสนอขึ้นเพื่อปรับปรุงสมรรถนะของระบบ FH-CDMA เดิม โดยจะอธิบายถึงแนวคิดในการออกแบบและแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นในระบบ รวมไปถึงการทำแบบจำลองการทำงานของระบบเพื่อทดสอบแนวคิดในการแก้ปัญหาที่ดั่งขึ้นด้วย

3.1 การออกแบบระบบ MLC-FH-CDMA

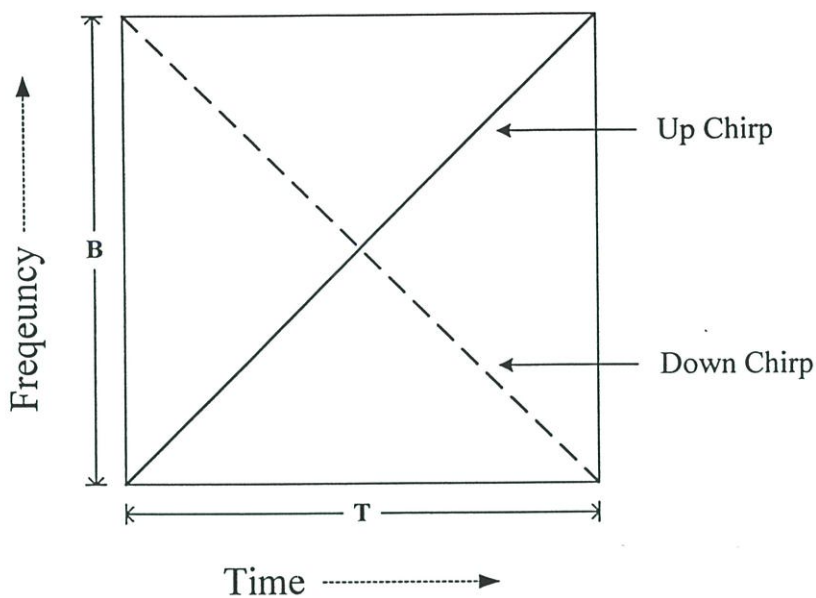
ระบบ MLC-FH-CDMA เป็นระบบที่ใช้แนวคิดในการแก้ปัญหาคารชนความถี่ (Collision Problem) ด้วยการเปลี่ยนวิธีการมอดูเลตไปจากระบบเดิม ให้เป็นการมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น (Multi Linear Chirp Modulation : MLC) โดยการมอดูเลตวิธีนี้มีคุณสมบัติพิเศษที่สามารถแก้ปัญหาข้างต้นได้ ฉะนั้นในหัวข้อนี้จึงจะอธิบายถึงแนวคิดในการสร้างสัญญาณเซฟหลายความถี่เชิงเส้น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

3.1.1 การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น

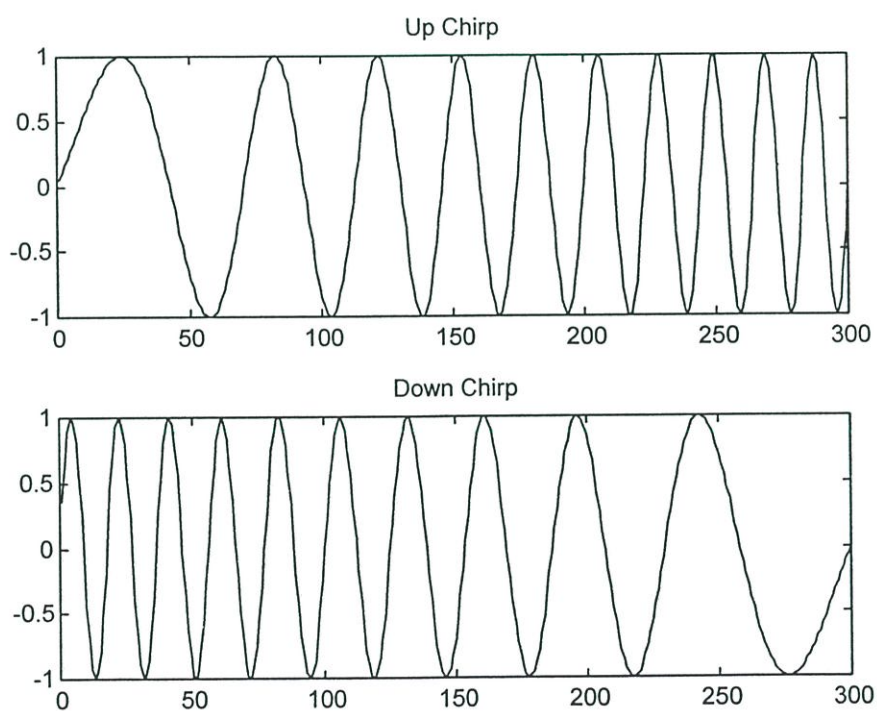
การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น ถูกพัฒนาขึ้นมาจากเทคนิคการสร้างสัญญาณแบบ เซฟเชิงเส้น ซึ่งเป็นพื้นฐานสำคัญ ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงต้องอธิบายถึงเทคนิคเซฟเชิงเส้นก่อนที่จะนำไปสู่เทคนิคการสร้างสัญญาณแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น ซึ่งเป็นแนวคิดสำคัญในระบบนี้

3.1.1.1 เทคนิคเซฟเชิงเส้น

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



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.1 แสดงสัญญาณเชิพเชิงเส้น (Linear chirp)

(ก) แกนเวลา-ความถี่

(ข) แกนเวลา-แอมพลิจูด

ในระบบ FH-CDMA ดังจะกล่าวในหัวข้อถัดไปซึ่งในหัวข้อนี้เราจะอธิบายถึงพื้นฐานของสัญญาณก่อน โดยเราสามารถแสดงขั้นตอนของสมการสัญญาณชีพเชิงเส้น ได้ดังนี้[13]

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

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 เชีฟขึ้น(Up Chirp) และ $\mu < 0$ เรียกว่า เชีฟลง (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)
 φ_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 μ	คือ อัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ต่อคาบเวลา
B	คือ แบนด์วิคท์ของสัญญาณชีพเชิงเส้น
T	คือ คาบเวลาของสัญญาณชีพเชิงเส้น

ซึ่งเราจะเห็นว่า μ ก็คือ ความชันของกราฟสัญญาณในแกนเวลา-ความถี่ (Time-Frequency) นั่นเอง ส่วนในรูปที่ 3.1 (b) จะแสดงรูปร่างของสัญญาณ $s_c(t)$ แบบชีพขึ้น ที่ค่อยๆ เพิ่มความถี่ขึ้นตามเวลา และแบบชีพลง ที่ค่อยๆ ลดความถี่ลงตามเวลา อีกค่าหนึ่งที่มีความสำคัญคือ ค่าผลคูณของเวลา-แบนด์วิคท์ (Time-Bandwidth Product : TB) ซึ่งบ่งบอกถึงการใช้ทรัพยากรทางเวลาและความถี่ของสัญญาณชีพเชิงเส้นที่สร้างขึ้น

3.1.1.2 เทคนิคชีพหลายความถี่เชิงเส้น (MLC)

เมื่อเรานำสัญญาณชีพเชิงเส้นมาทำให้มีอัตราการแปรเปลี่ยนความถี่เชิงเส้นเป็น 2 ระดับ ในหนึ่งคาบเวลากระโดดความถี่ (T_h) ในระบบพรีควอนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอด้วย[12] โดยแบ่งอัตราการแปรเปลี่ยนความถี่เชิงเส้นเป็น 2 ช่วง คือ ช่วงแรกและช่วงหลัง (μ_f, μ_b) ซึ่งสัญญาณที่ได้จากกระบวนการนี้จะมีลักษณะรูปร่างทางแกนเวลา-ความถี่ ได้มากกว่าหนึ่งรูปสัญญาณเพราะเราสามารถกำหนดค่าอัตราส่วน μ_f และ μ_b ให้มีหลายอัตราได้ โดยสัญญาณที่มีค่า μ หลายอัตราทั้งหมดที่ถูกสร้างขึ้นจะมีย่านความถี่อยู่ในช่วงแบนด์วิคท์เดียวกันดังแสดงในรูปที่ 3.2 จะเห็นว่า ถ้านำย่านความถี่ทั้งหมด (W_d) และคาบเวลาทั้งหมด (T_h) มาแบ่งเป็นช่วง ทั้งในทางความถี่และทางเวลา โดยแบ่งออกเป็นจำนวน $M+1$ ช่วง ซึ่งจะได้ช่วงต่างความถี่แต่ละช่วงเท่ากับ Δf และ ช่วงต่างเวลาแต่ละช่วงเท่ากับ T_c โดยค่า Δf และ T_c นี้จะเป็นส่วนสำคัญในการคำนวณหาค่า μ_f และ μ_b ที่อัตราส่วนต่างๆ ซึ่งจะนำไปสู่การสร้างสัญญาณชีพเชิงเส้น ที่มีอัตราการแปรเปลี่ยนความถี่เชิงเส้น 2 ระดับ ทั้งหมดจำนวน M สัญญาณ ดังแสดงรูปสัญญาณทางเวลาในรูปที่ 3.3 ยิ่งไปกว่านั้น เราสามารถนำสัญญาณชีพเชิงเส้นทั้งหมดที่ถูกสร้างขึ้นมาใช้เป็นสัญญาณพาห้(Carrier Signal) ของผู้ใช้ จำนวนเท่ากับ M ผู้ใช้ ได้ เพราะฉะนั้นแต่ละผู้ใช้จะมีสัญญาณชีพเชิงเส้น ประจำตัว ที่ทำให้สัญญาณของแต่ละผู้ใช้ มีความแตกต่างกัน ซึ่งจะสามารถแยกแยะสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ ออกจากกันได้ด้วย ถึงแม้ว่าจะอยู่ในย่านความถี่เดียวกัน โดยเราจะกำหนดให้สัญญาณชีพหลายความถี่เชิงเส้นแบบชีพขึ้นแทนข้อมูล '1' และให้สัญญาณชีพหลายความถี่เชิงเส้นแบบชีพลง แทนข้อมูล '0' ซึ่งสัญญาณชีพหลายความถี่เชิงเส้นสามารถอาศัยพื้นฐานจากสมการที่ 3.4 แล้วสร้างขึ้นได้ตามเงื่อนไขในสมการดังต่อไปนี้

สัญญาณเชิงหลายความถี่เชิงเส้น(MLC) ช่วงแรกของแต่ละผู้ใช้

$$s_{f_1}(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_{ch} - \frac{W_d}{2} \right) t + \mu_{f_m} \pi t^2 \right] \quad (\text{Up Chirp}) \quad (3.6)$$

$$s_{f_0}(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_{ch} + \frac{W_d}{2} \right) t - \mu_{f_m} \pi t^2 \right] \quad (\text{Down Chirp}) \quad (3.7)$$

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 (φ_0) ของ $s_{f_1}(t)$ และ $s_{f_0}(t)$ มีค่าเท่ากับ 0

และ

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

สัญญาณเชิงหลายความถี่เชิงเส้น(MLC) ช่วงหลังของแต่ละผู้ใช้

$$s_{b_1}(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_{ch} + \frac{W_d}{2} - m\Delta f \right) (t - mT_c) + \mu_{b_m} \pi (t - mT_c)^2 \right] \quad (\text{Up Chirp}) \quad (3.9)$$

$$s_{b_0}(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_{ch} - \frac{W_d}{2} + m\Delta f \right) (t - mT_c) - \mu_{b_m} \pi (t - mT_c)^2 \right] \quad (\text{Down Chirp}) \quad (3.10)$$

โดยที่ - เวลา t จะอยู่ในช่วง $mT_c \leq t \leq T_h$

- ความถี่เริ่มต้น f_0 ของ $s_{b_1}(t)$ เท่ากับ $f_{ch} + \frac{W_d}{2} - m\Delta f$

- ความถี่เริ่มต้น f_0 ของ $s_{b_0}(t)$ เท่ากับ $f_{ch} - \frac{W_d}{2} + m\Delta f$

- เฟสเริ่มต้น φ_0 ของ $s_{b_1}(t)$ และ $s_{b_0}(t)$ มีค่าเท่ากับ 0

และ

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

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

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

โดยที่	f_{ch}	คือ ความถี่กลางของแบนด์ความถี่กระโดด
	W_d	คือ แบนด์วิidth์ของความถี่กระโดด (Frequency Hop Band)
	μ_{fm}	คือ อัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ช่วงแรกของผู้ใช้ลำดับที่ m
	μ_{bm}	คือ อัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ช่วงหลังของผู้ใช้ลำดับที่ m
	m	คือ ลำดับของผู้ใช้
	M	คือ จำนวนของผู้ใช้ทั้งหมด
	T_h	คือ คาบเวลาระหว่างกระโดดความถี่ (Hop Bit Duration)
	Δf	คือ ช่วงต่างความถี่ของแต่ละผู้ใช้ (Separation Frequency)
	T_c	คือ ช่วงต่างเวลาของแต่ละผู้ใช้ (Separation Time)

หลังจากนั้นเมื่อเราแทนข้อมูล '1' ด้วยสัญญาณเชิงหลายความถี่เชิงเส้นแบบเชิงพจน์ และแทนข้อมูล '0' ด้วยสัญญาณเชิงหลายความถี่เชิงเส้นแบบเชิงพจน์แล้ว เราสามารถลดรูปสมการที่ 3.6, 3.7, 3.9 และ 3.10 ให้อยู่ในความสัมพันธ์ดังนี้

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

$$0 \leq t \leq mT_c$$

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

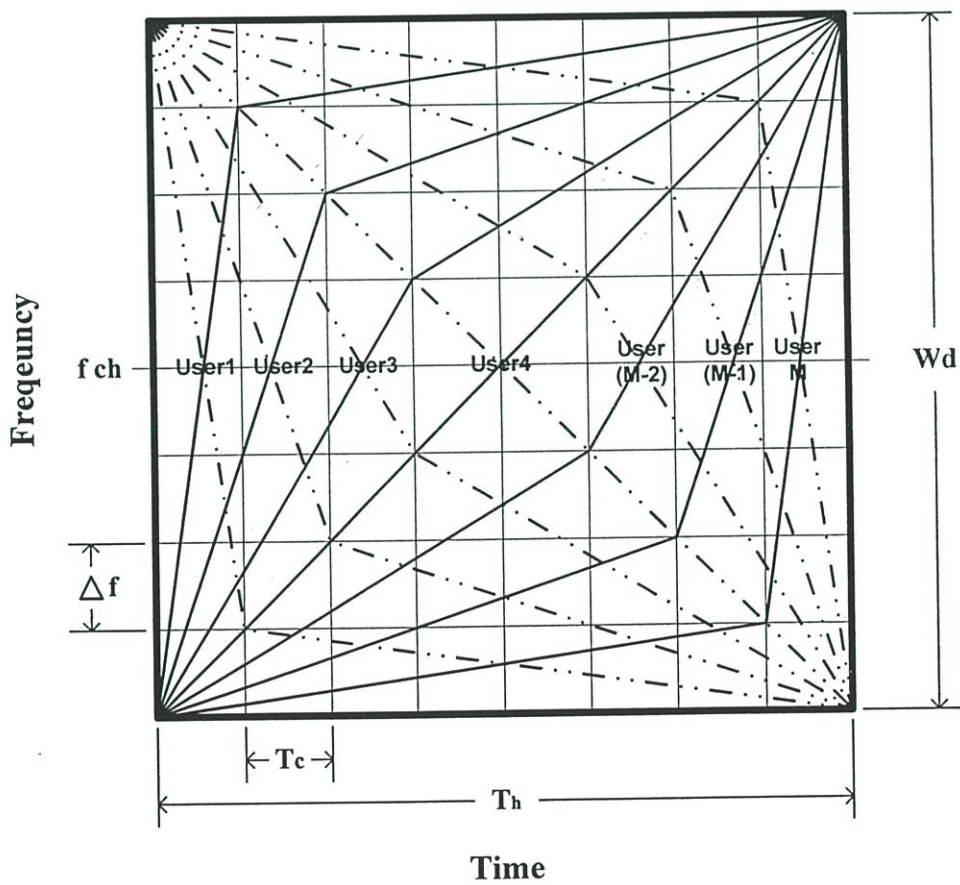
$$mT_c \leq t \leq T_h$$

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

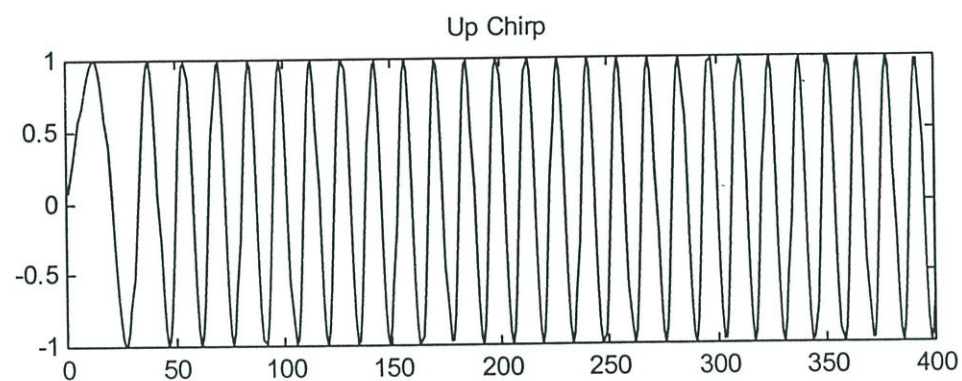
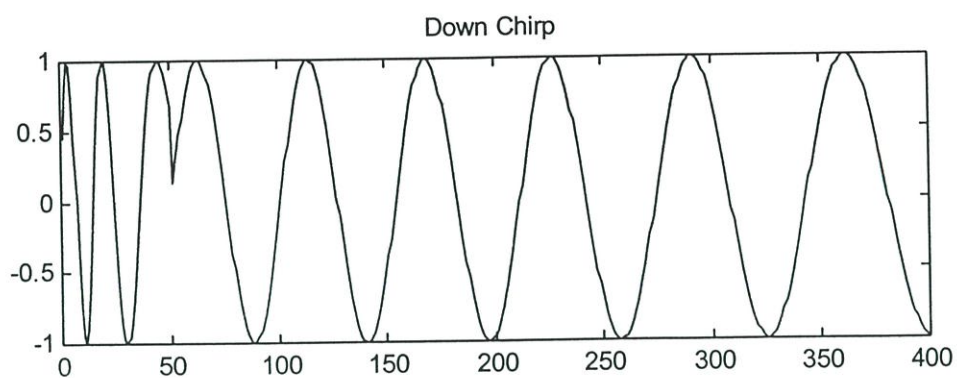
$$0 \leq t \leq T_h$$

เพราะฉะนั้นจากสมการที่ 3.14 และ 3.15 สัญญาณเชิงพหุความถี่เชิงเส้น (MLC) ทั้งหมดในช่วงคาบเวลา T_h ของแต่ละผู้ใช้ สามารถแสดงได้ดังนี้

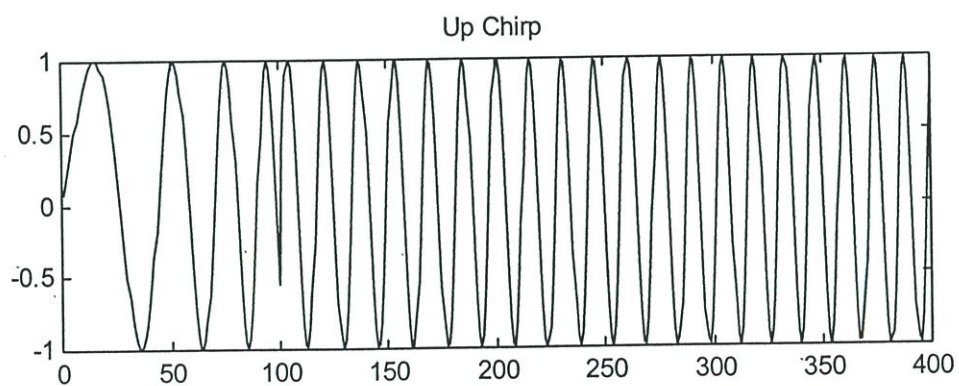
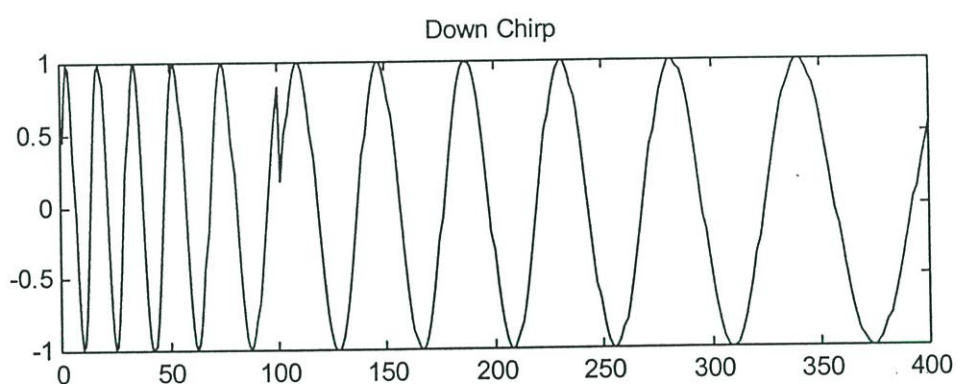
$$s_{mc}(t) = s_f(t) + s_b(t) \quad (3.16)$$



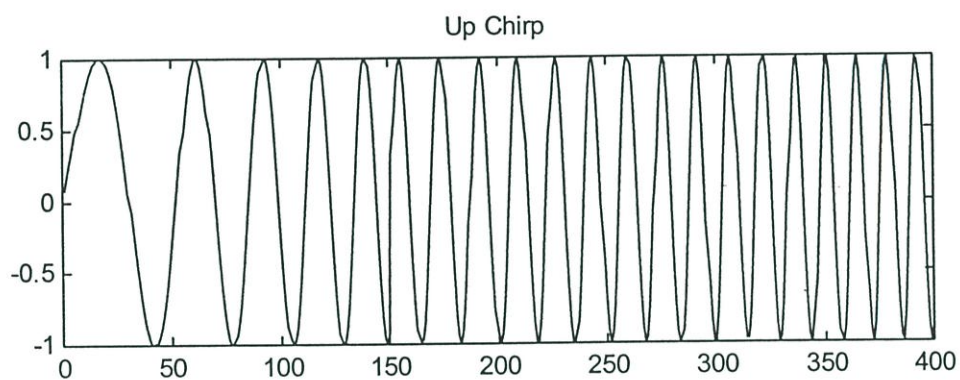
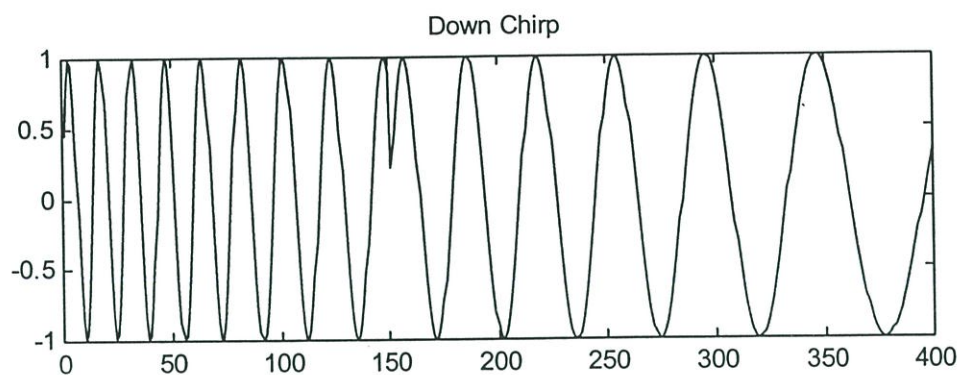
รูปที่ 3.2 แสดงสัญญาณเชิงพหุความถี่เชิงเส้น(MLC) ในแกนเวลา-ความถี่ กรณี 7 ผู้ใช้



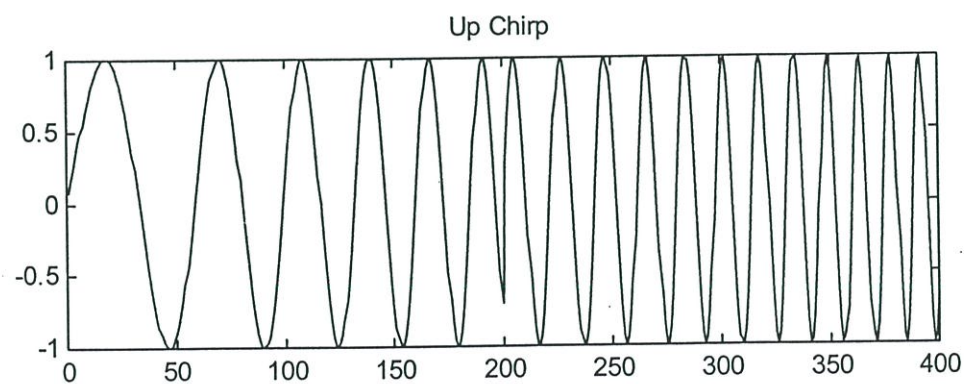
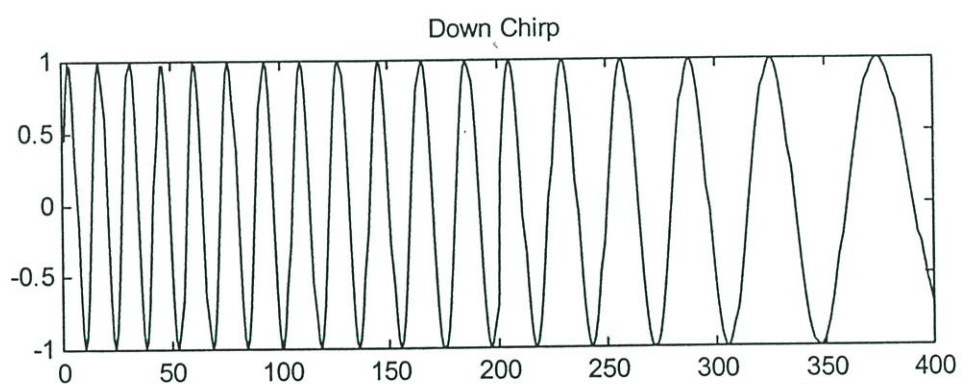
(ก) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 1



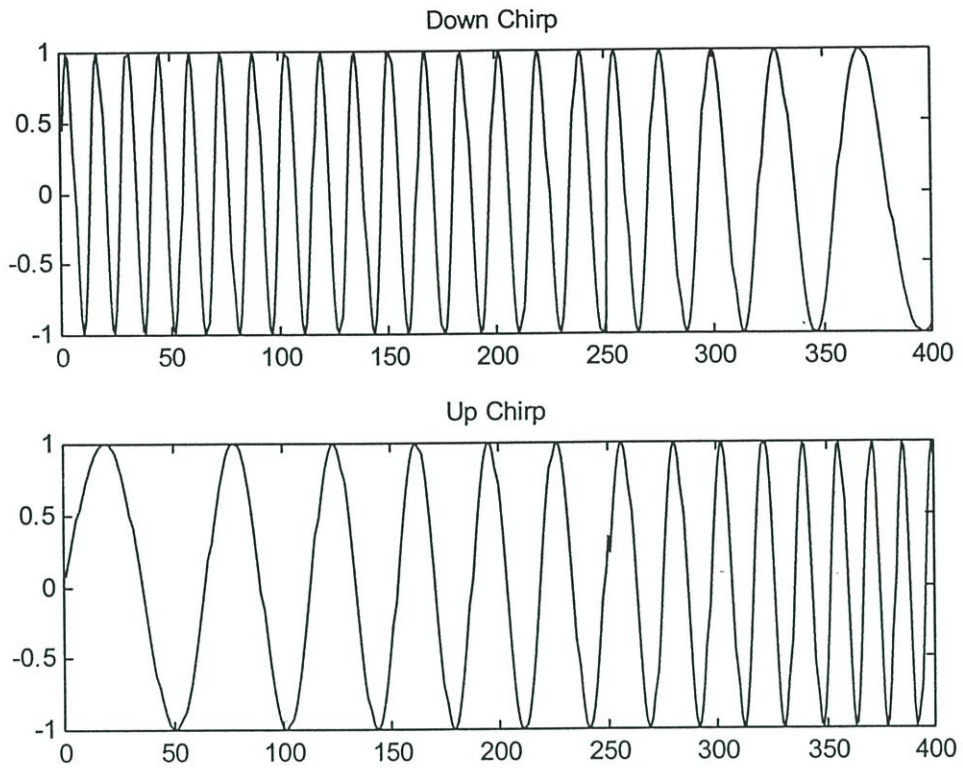
(ข) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 2



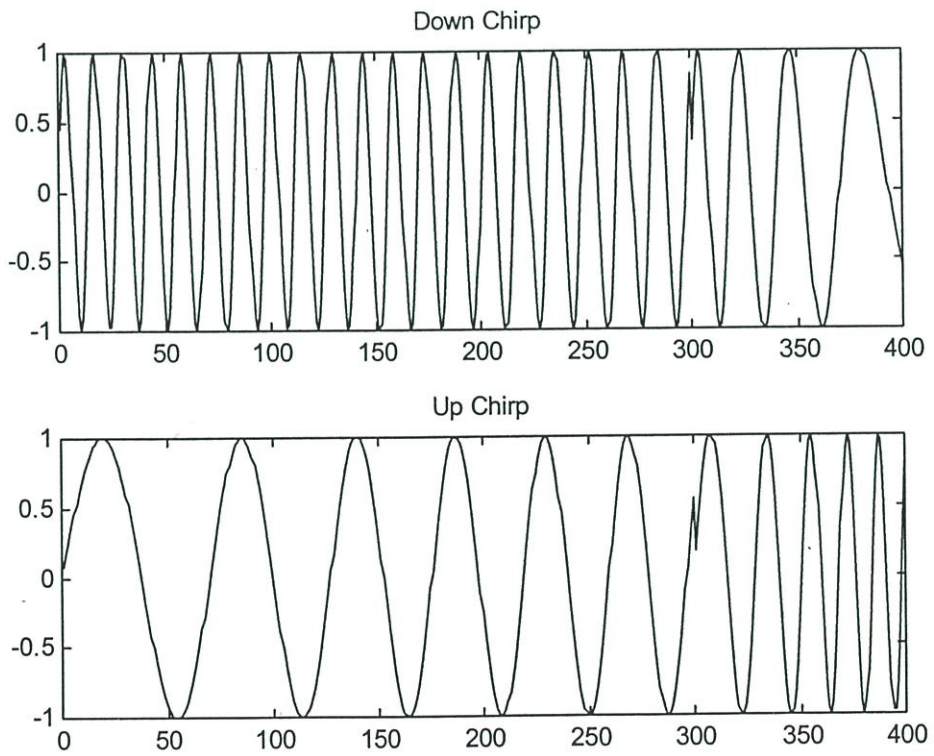
(ค) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 3



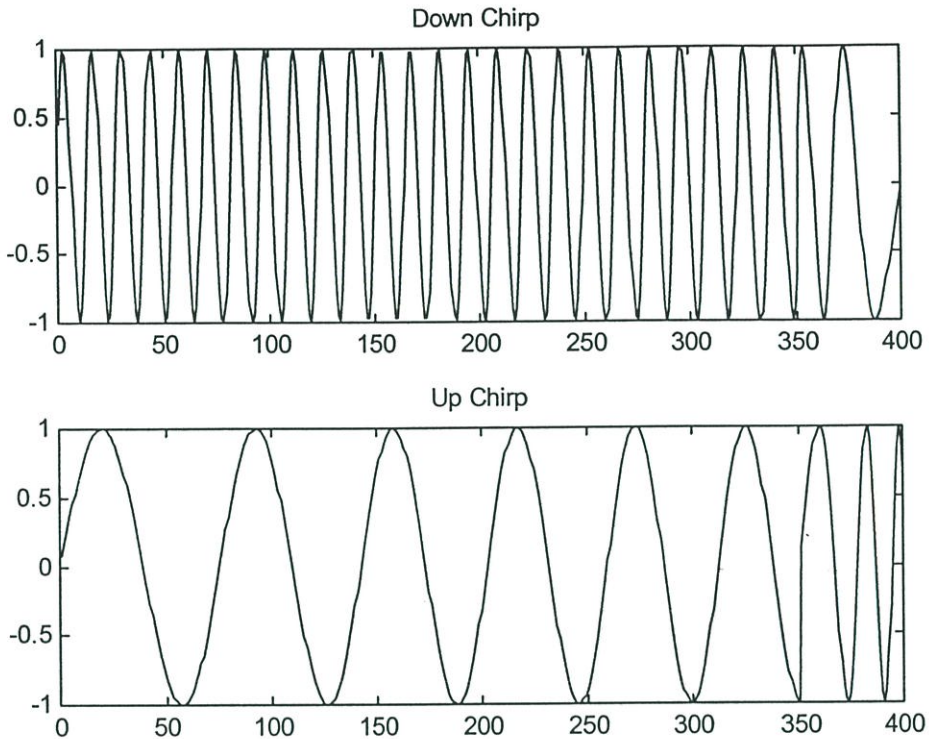
(ง) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 4



(จ) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 5



(ข) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 6



(ช) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 7

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

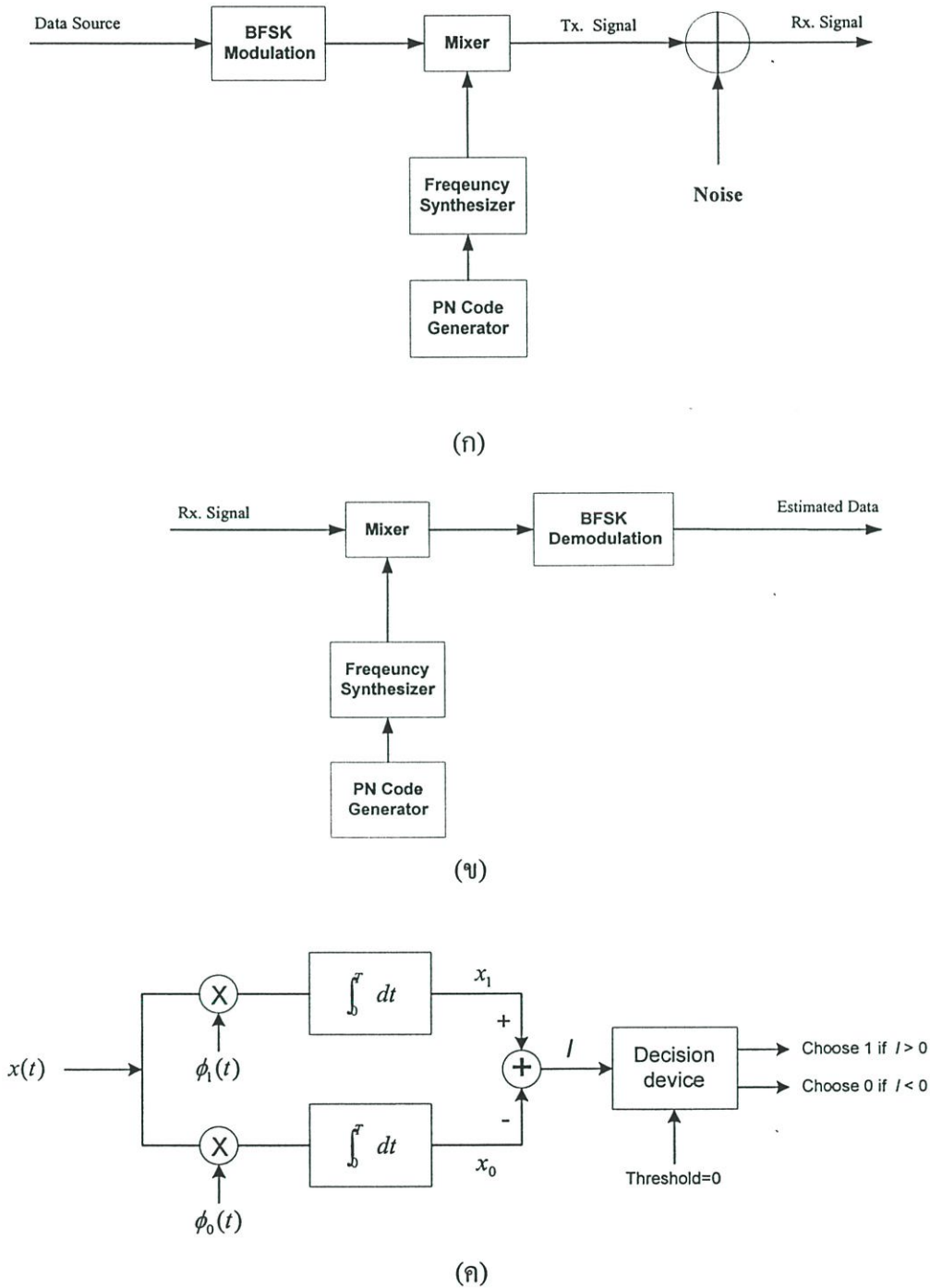
3.1.2 การปรับปรุงระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอด้วยการมอดูเลตแบบชีพหลายความถี่เชิงเส้น

ก่อนที่จะกล่าวถึงการปรับปรุงระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอด้วยนั้นจะต้องอธิบายถึงปัญหาการชนความถี่ (Collision problem)[10] ที่เกิดขึ้นในระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอด้วยเพื่อให้เข้าใจถึงที่มาของปัญหาและแนวคิดในการปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบที่นำเสนอ ซึ่งจะให้เห็นภาพของการทำงานของระบบมอดูเลตแบบชีพหลายความถี่เชิงเส้น(Multi linear chirp) ที่มีผลต่อการแก้ไขปัญหา ภายในระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอด้วยได้อย่างไร

3.1.2.1 ระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอและปัญหาการชนความถี่

กระบวนการทำงานของระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอด้วยจะแสดงดังในรูปที่ 3.4 [4] โดยจะใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบ BFSK(Binary frequency shift keying) ซึ่งจะเป็นการแทนข้อมูล '1' และ '0' ด้วยสัญญาณซายนูซอยด์ (Sinusiod) ที่มีความถี่ 2 ค่า โดยความถี่ทั้งสองจะอยู่ในย่านความถี่มอดูเลตข้อมูล (Data modulated band หรือ Frequency hop band : W_d) ขึ้นต่อมารหัส PN จะถูกสร้างขึ้น เพื่อให้แต่ละผู้ใช้นิรหัส PN ประจำตัว 1 ชุด ซึ่งในรหัส PN แต่ละชุดจะถูกแบ่ง

ออกเป็นช่วงๆละจำนวน k ชิป(Chip) โดยรหัส PN จำนวน k ชิป(Chip)นี้ จะมีความยาวเท่ากับ ความยาวกระโดด



รูปที่ 3.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ BFSK-FH-CDMA

(ก) ภาคส่ง (Transmitter)

(ข) ภาครับ (Receiver)

(ค) วงจร BFSK คีมอดูเลเตอร์[4]

ความถี่ (T_h) ของระบบฟรีคววนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอด้วย และยังคงนำไปใช้ควบคุมการสังเคราะห์ความถี่ที่จะนำไปผสมกับสัญญาณ BFSK ที่ตัวผสมสัญญาณ(Mixer) จึงทำให้ย่านความถี่ W_d เกิดการกระโดดความถี่ไปตามค่านับในแต่ละช่วงจำนวน k ชิป ของรหัส PN ดังแสดงในรูปที่ 3.5 ซึ่งการกระโดดความถี่ทั้งหมดของ W_d จะอยู่ในย่านความถี่สเปกตรัม (Spread spectrum band : W_s) โดยมีความสัมพันธ์กันดังนี้ [3]

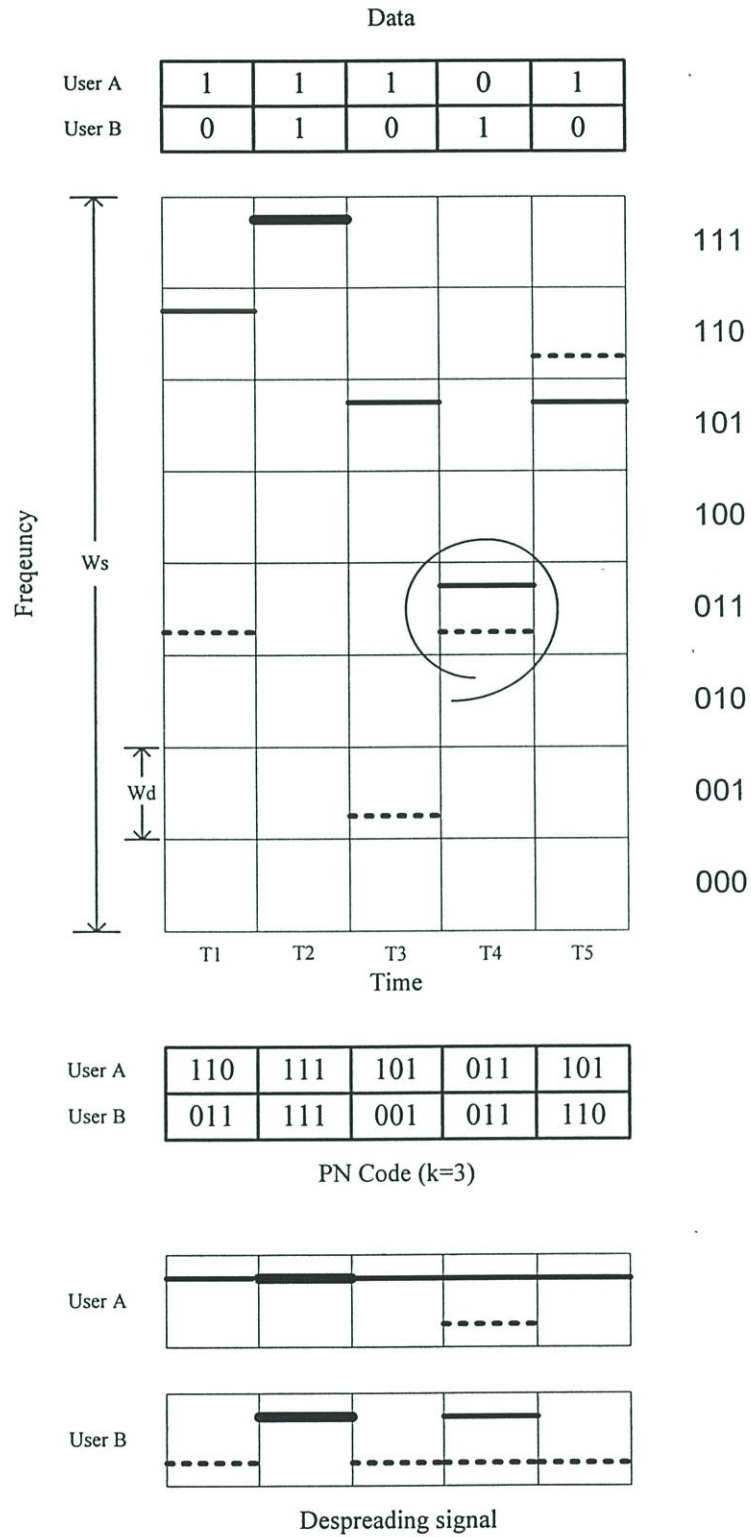
$$W_s = 2^k W_d \quad (3.17)$$

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

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

ส่วนกระบวนการทำงานทางภาครับของระบบฟรีคววนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอจะแสดงดังรูปที่ 3.4(ข) โดยสัญญาณที่รับได้จะถูกค้ำสเปกที่ตัวผสมสัญญาณ (Mixer) ภาครับ ด้วยสัญญาณที่ถูกสังเคราะห์ความถี่ขึ้นตามรหัส PN ที่ถูกสร้างออกมาอย่างสอดคล้องกับรหัส PN ทางภาคส่งซึ่งสัญญาณที่ได้จากการค้ำสเปกจะย้ายความถี่กลับลงมาอยู่ในย่านความถี่มอดูเลตข้อมูล ดังแสดงในรูปที่ 3.5 (ด้านล่าง) หลังจากนั้นสัญญาณในย่านความถี่มอดูเลตข้อมูลของแต่ละผู้ใช้จะถูกส่งไปยังวงจรค้ำมอดูเลเตอร์แบบคอร์รีเลเตอร์ (Correlator) เพื่อทำการประเมินสัญญาณออกมาเป็นข้อมูล ('0' หรือ '1') ดังแสดงวงจรค้ำมอดูเลเตอร์ในรูปที่ 3.4(ค) ซึ่งจะต้องอาศัยสัญญาณอ้างอิง ($\phi_1(t)$ และ $\phi_0(t)$) ของข้อมูล '1' และ '0' สอดคล้องกับภาคส่งในการเปรียบเทียบและวิเคราะห์สัญญาณ

ปัญหาอย่างหนึ่งที่เกิดขึ้นบ่อยครั้งในการสื่อสารระบบฟรีคววนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอกรณีหลายผู้ใช้คือ การชนความถี่ ซึ่งมีสาเหตุมาจากค่านับบางช่วง k ชิป ในชุดรหัส PN ของสองผู้ใช้เกิดบังเอิญมีค่าเหมือนกัน 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 $k = 3$ โดยจะเห็นว่าสัญญาณที่ถูกค้ำสเปกลงมาอยู่ที่ย่านความถี่มอดูเลตข้อมูล ของผู้ใช้ A และ B ดังแสดงในรูป 3.5 (ด้านล่าง) ซึ่งสัญญาณทั้งของผู้ใช้ A และ B ต่างก็ต้องถูกส่งไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ($\phi_1(t)$, $\phi_0(t)$) ที่วงจรค้ำมอดูเลเตอร์ในรูปที่ 3.4(ค) ซึ่งถ้าเราพิจารณาสัญญาณจะเห็นว่าในช่วงเวลา



รูปที่ 3.5 แสดงสัญญาณของระบบ BFSK-FH-CDMA ในแกนความถี่กับเวลาพร้อมแสดงปัญหาการชนของรหัสความถี่ของผู้ใช้ A และ B

T2 และ T4 ผู้ใช้ A และ B มีคาร์รหัส PN เท่ากันคือ '111', '011' ซึ่งที่จุดแรก (T2) เนื่องจากข้อมูลของผู้ใช้ A, B เหมือนกันคือ '1' ที่วงจรดีมอดูเลเตอร์จึงยังสามารถตรวจจับข้อมูลได้ถูกต้องอยู่ เพราะมีความน่าจะเป็นเดียวที่จะเป็นไปได้คือ ข้อมูลที่ถูกส่งมาจากผู้ใช้ A, B คือ '1' แต่ในจุดที่สอง (T4) ข้อมูลของผู้ใช้ A, B ไม่เหมือนกัน ด้านรับจึงไม่สามารถตรวจจับได้ว่าสัญญาณไหนเป็นของผู้ใช้รายใด ผลที่เกิดขึ้นคือมีความน่าจะเป็นอย่างมากที่จะเกิดการผิดพลาดของข้อมูลที่รับได้ ทั้งในผู้ใช้ A และ B พร้อมกัน

3.1.2.2 การปรับปรุงระบบฟรีแควนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอ

จากหัวข้อที่ 3.1.2.1 ที่อธิบายถึงปัญหาการชนความถี่ในระบบฟรีแควนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอ ซึ่งทำให้มีการผิดพลาดของข้อมูลเกิดขึ้น ณ จุดนั้น วิธีการปรับปรุงระบบที่นำเสนอในหัวข้อนี้คือ เปลี่ยนวิธีการมอดูเลตสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ จากเดิมที่ใช้การมอดูเลตและดีมอดูเลตแบบ BFSK ซึ่งไม่สามารถแยกแยะความแตกต่างของสัญญาณแต่ละผู้ใช้ได้เมื่อเกิดการชนความถี่ มาเป็นการมอดูเลตและดีมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น ซึ่งจะทำให้ที่ภาครับสัญญาณของระบบ ฟรีแควนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอจะสามารถแยกแยะความแตกต่างของสัญญาณแต่ละผู้ใช้ได้ โดยการสร้างสัญญาณ MLC-FH-CDMA จะอาศัยสมการที่ 3.16 (สมการสัญญาณมอดูเลต MLC) และทำการปรับค่าความถี่กลางของแบนด์วิดท์ความถี่กระโดด (f_{ch}) ในสมการให้เป็นไปตามเงื่อนไขดังนี้ [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 ของทุกผู้ใช้ได้ดังนี้

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

โดยที่

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

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

$$0 \leq t \leq mT_c$$

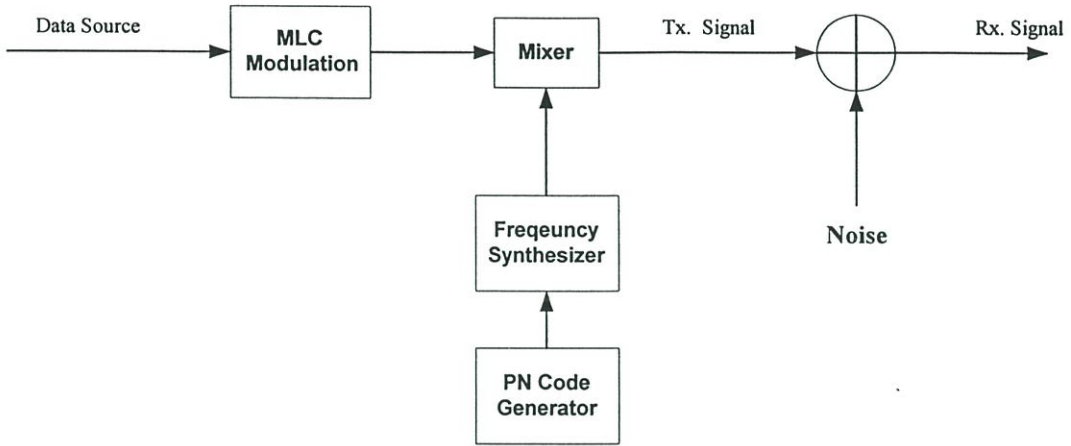
$$s_{mfb}(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_{ch1} + \left(l_m - 1 + \frac{b(t)}{2} \right) W_d - b(t) m \Delta f \right) (t - mT_c) + b(t) \mu_{bm} \pi (t - mT_c)^2 \right] \quad (3.24)$$

$$mT_c \leq t \leq T_h$$

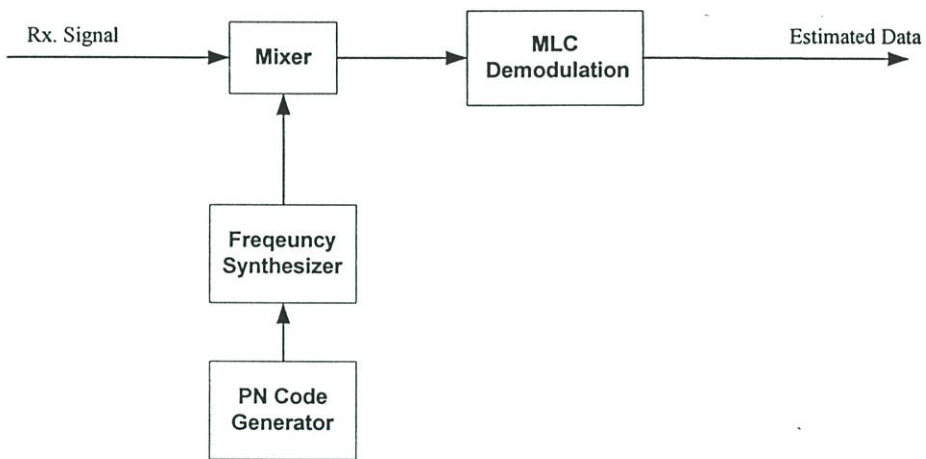
$$b(t) = \begin{cases} 1 & \text{เมื่อ บิตข้อมูล เท่ากับ '1' (Up Chirp)} \\ -1 & \text{เมื่อ บิตข้อมูล เท่ากับ '0' (Down Chirp)} \end{cases}$$

$$0 \leq t \leq T_h$$

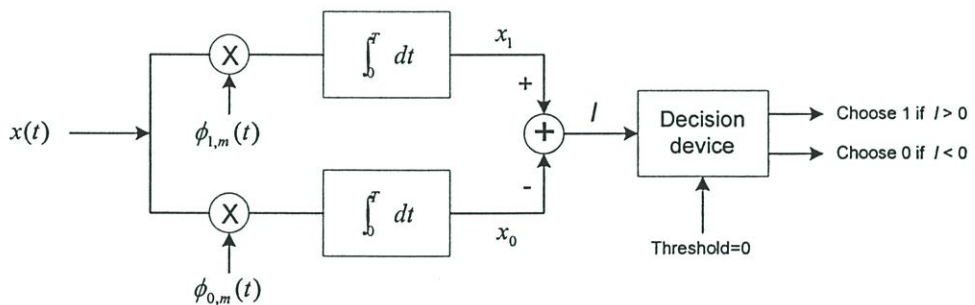
กระบวนการของระบบที่นำเสนอให้ปรับปรุงใหม่ จะแสดงในรูปที่ 3.6 ซึ่งประกอบด้วยภาคส่ง (ก) ภาครับ(ข) และวงจรมอดูเลเตอร์(ค) โดยในส่วนของภาครับนั้นจะใช้วงจรมอดูเลเตอร์แบบ MLC ซึ่งเป็นวงจรมอดูเลเตอร์แบบคอร์ริเลเตอร์ (Correlator) ที่มีสัญญาณอ้างอิงสำหรับใช้เปรียบเทียบสัญญาณที่มีลักษณะแตกต่างกันไปนั่นคือ $\phi_{1m}(t)$ 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 จะแสดงสัญญาณที่ถูกคิสรลดลงอยู่ในย่านมอดูเลตข้อมูล (Despreading Signal) ซึ่งสัญญาณจะถูกส่งไปเปรียบเทียบและวิเคราะห์ในวงจรมอดูเลเตอร์แบบ MLC นั้นเอง โดยจะเห็นว่า ณ จุดที่เกิดการชนความถี่ สัญญาณของผู้ใช้ A และ B จะมีลักษณะทางความถี่แตกต่างกัน จึงทำให้ที่วงจรมอดูเลเตอร์แบบ MLC ของภาครับสามารถแยกแยะได้ว่าสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งมาชนกันนั้นสัญญาณไหนเป็นของผู้ใช้รายใด เพราะฉะนั้นจึงไม่มีการประเมิณสัญญาณผิดพลาดเกิดขึ้นทั้งในผู้ใช้ A และ B ด้วยเหตุนี้จึงส่งผลให้ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดข้อมูล (Probability of Error) ของระบบฟรีควอนซีฮอปปีงซีดีเอ็มแอลลดลง



(ก)



(ข)



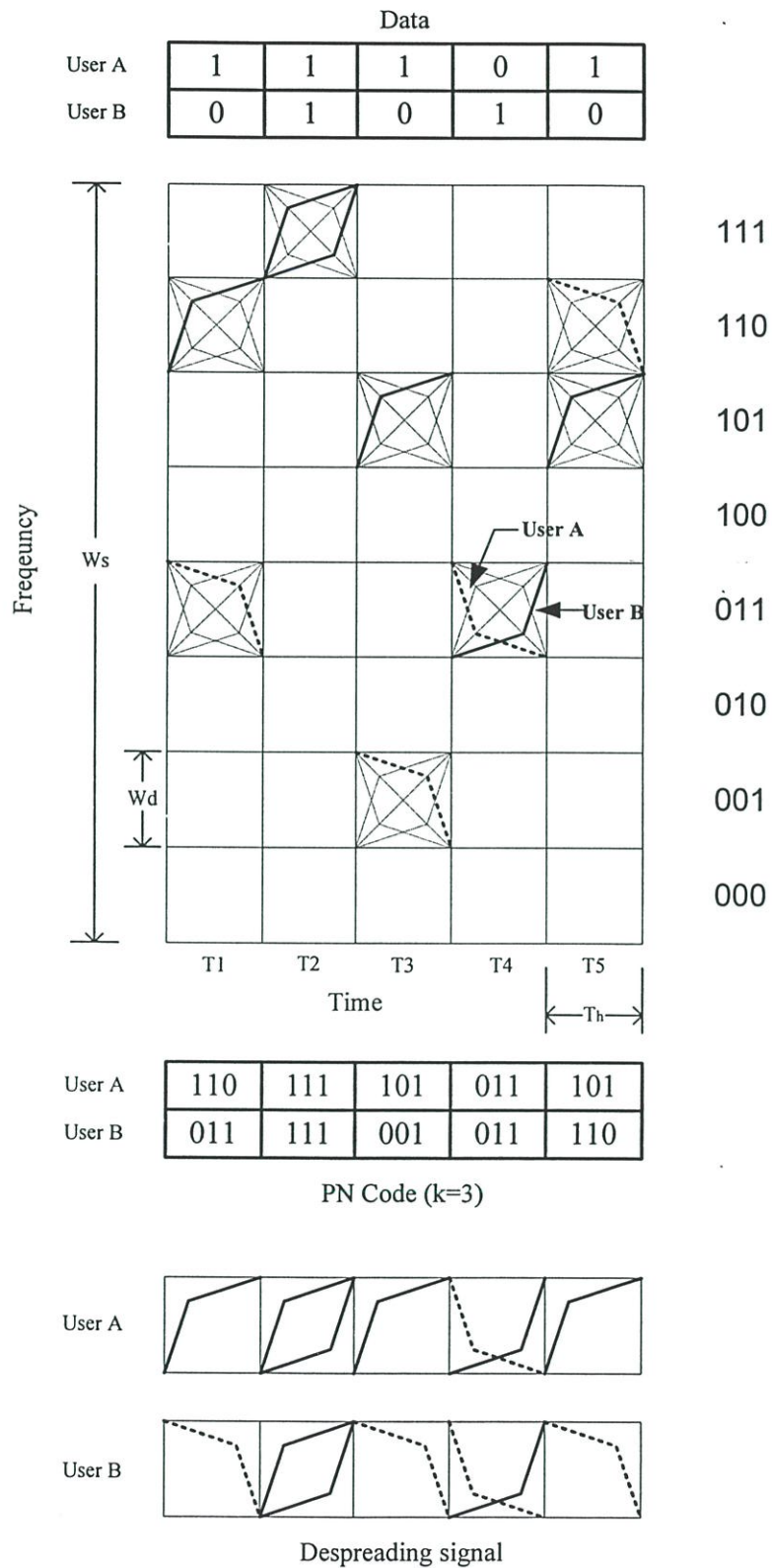
(ค)

รูปที่ 3.6 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ MLC-FH-CDMA

(ก) ภาคส่ง (Transmitter)

(ข) ภาครับ (Receiver)

(ค) วงจรตีמודูเลเตอร์แบบเซฟหลายความถี่เชิงเส้น โดยที่ m คือลำดับของผู้ใช้



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

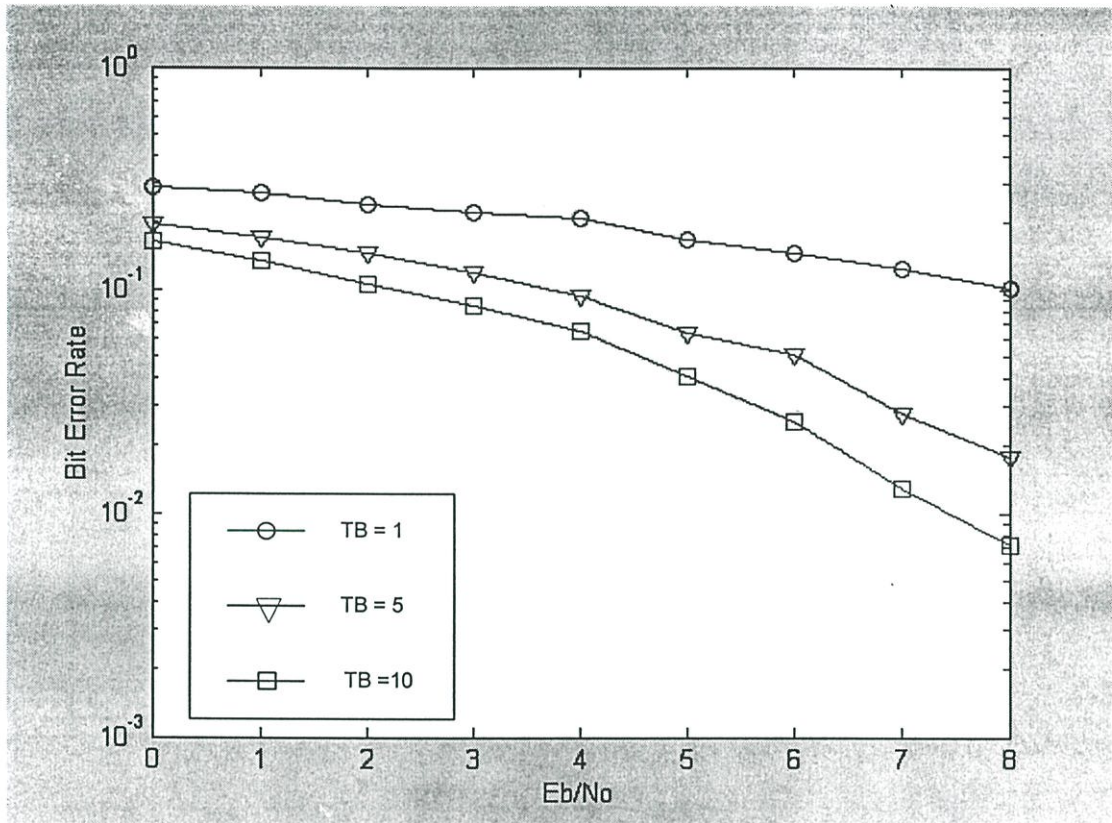
บทที่ 4

ผลการจำลองแบบการทำงานของระบบ

ในบทนี้จะนำเสนอผลการวิเคราะห์เปรียบเทียบ โดยใช้โปรแกรม Matlab ในการจำลองกระบวนการทำงานของระบบ MLC-FH-CDMA และระบบ BFSK-FH-CDMA ซึ่งอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบทั้งสองจะสามารถคำนวณได้จากกระบวนการ ในบทที่ 3 โดยจะแสดงผลการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ในหัวข้อแรกแล้วจึงแสดงวิเคราะห์เปรียบเทียบในหัวข้อถัดไปดังต่อไปนี้

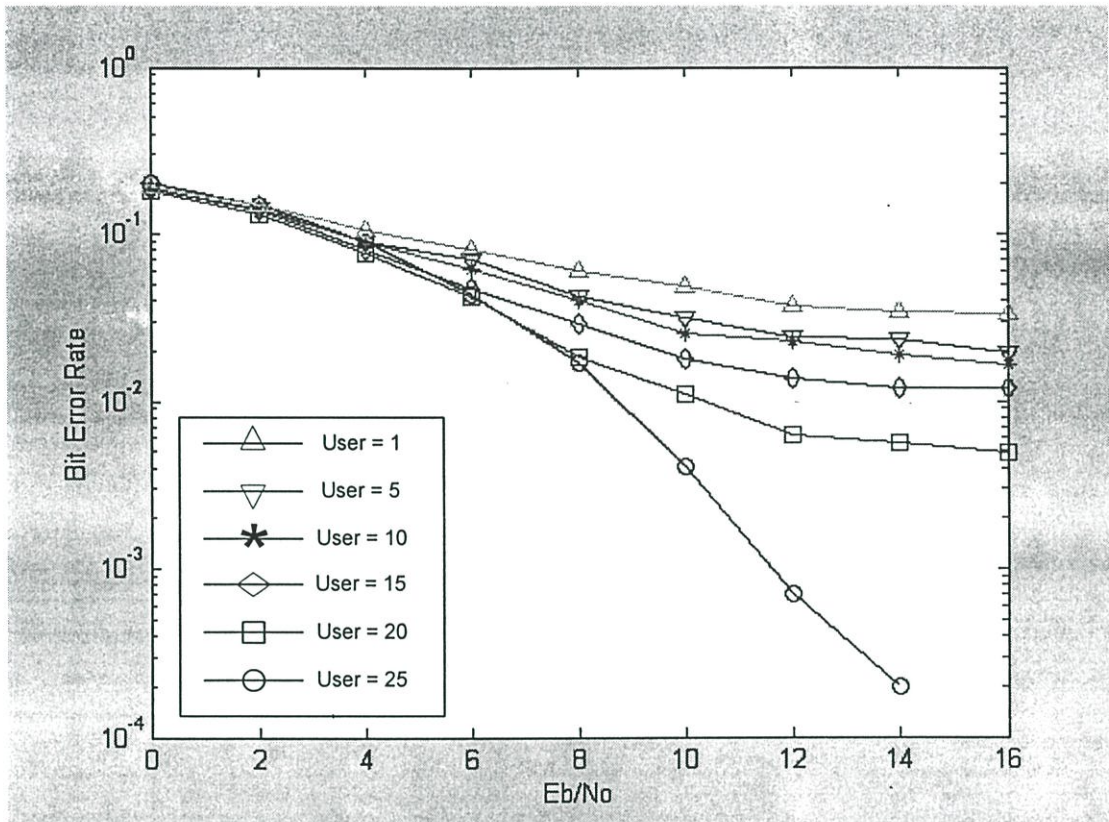
4.1 สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA

ในหัวข้อนี้จะแสดงสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่มีอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 32 ($G_p = 2^k$) ซึ่งมีย่านความถี่ในการกระโดดความถี่ได้ทั้งหมด 32 ความถี่ โดยแสดงสมรรถนะของระบบตามการเปลี่ยนแปลงค่าผลคูณเวลา-ความถี่ในรูปแบบที่ 4.1 และแสดงสมรรถนะของระบบตามการเปลี่ยนแปลงของจำนวนผู้ใช้ในระบบภายในระบบดังรูปที่ 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 โดยพื้นที่กวาดความถี่ในที่นี้คือค่าผลคูณเวลา-ความถี่นั่นเอง



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

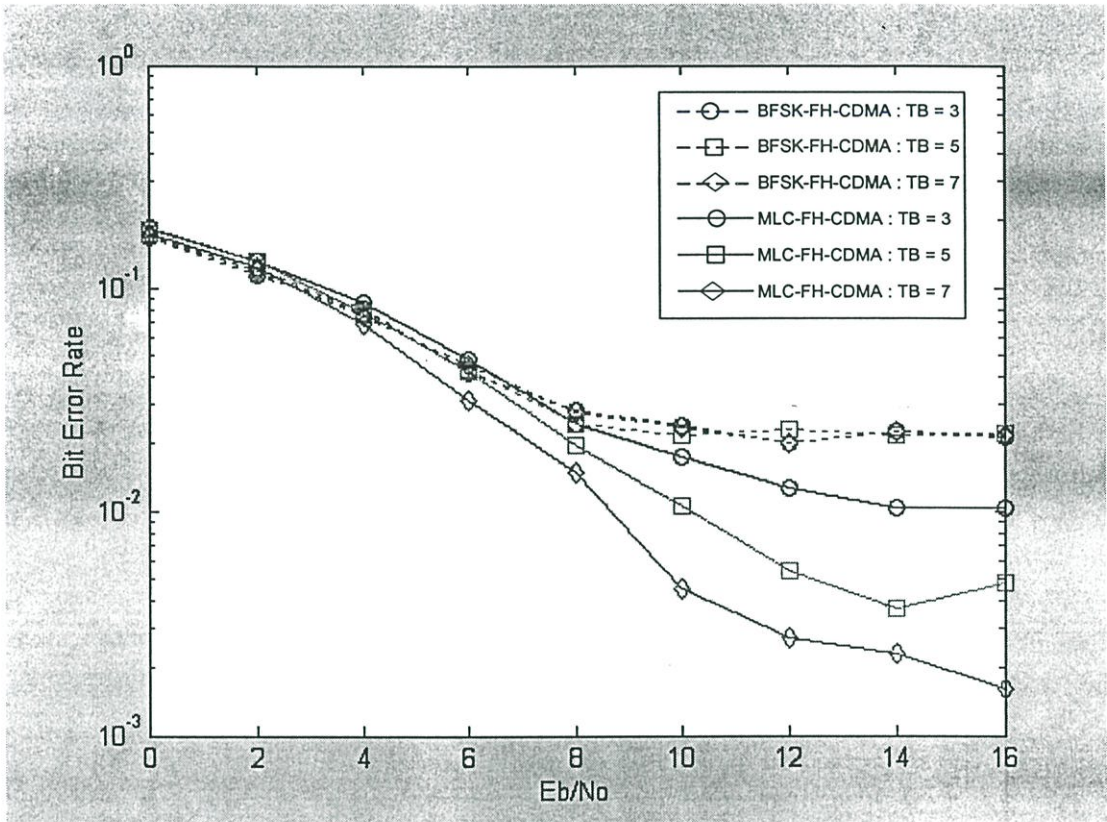
จากรูปจะเห็นว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้นจะมีผลทำให้อัตราความผิดพลาดข้อมูลเพิ่มขึ้นตาม ด้วยเหตุนี้อัตราความผิดพลาดของระบบ MLC-FH-CDMA จะลดลงตามการเพิ่มจำนวนผู้ในระบบนั่นเอง

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

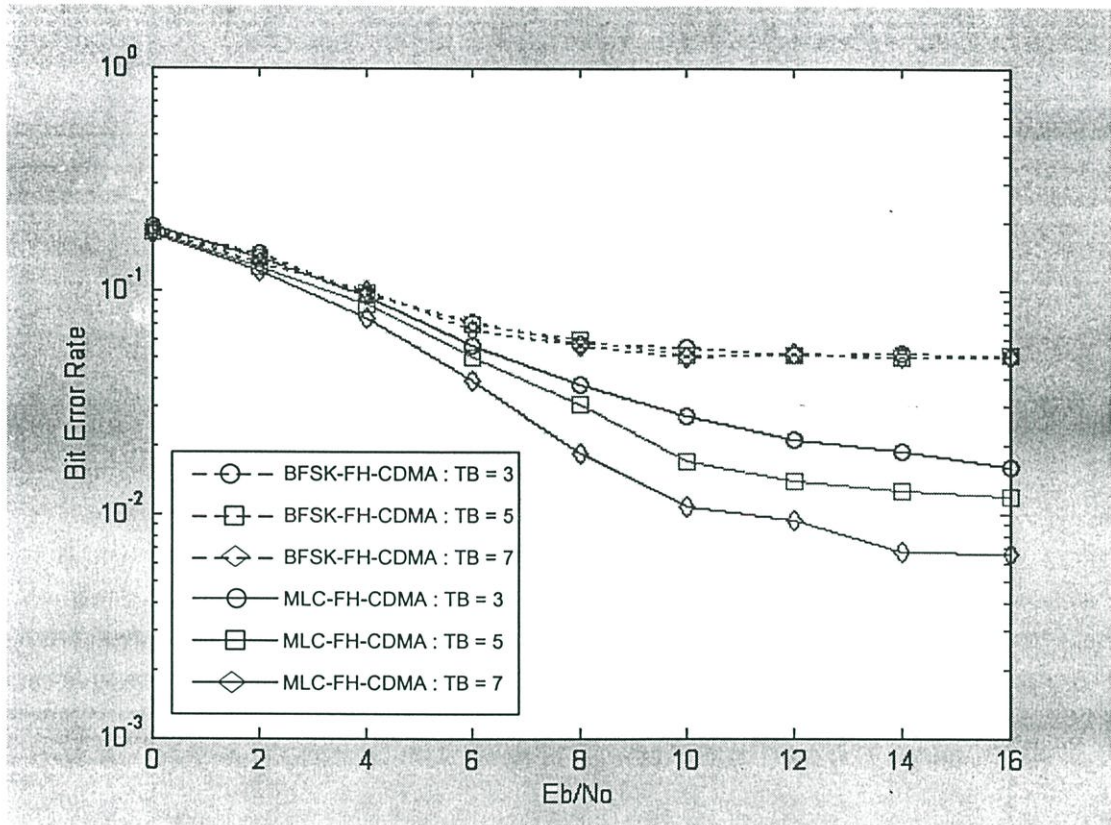
4.2.1 ผลของการเพิ่มค่าผลคูณเวลา-ความถี่ (Time-Bandwidth Product)

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 จากรูปจะเห็นว่า การเพิ่มค่าผลคูณเวลา-ความถี่มีผลให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ดีขึ้น แต่ไม่มีผลกับสมรรถนะของระบบ BFSK-FH-CDMA และในกราฟทุกเส้นของระบบ MLC-FH-CDMA ยังมีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ BFSK-FH-CDMA ด้วย



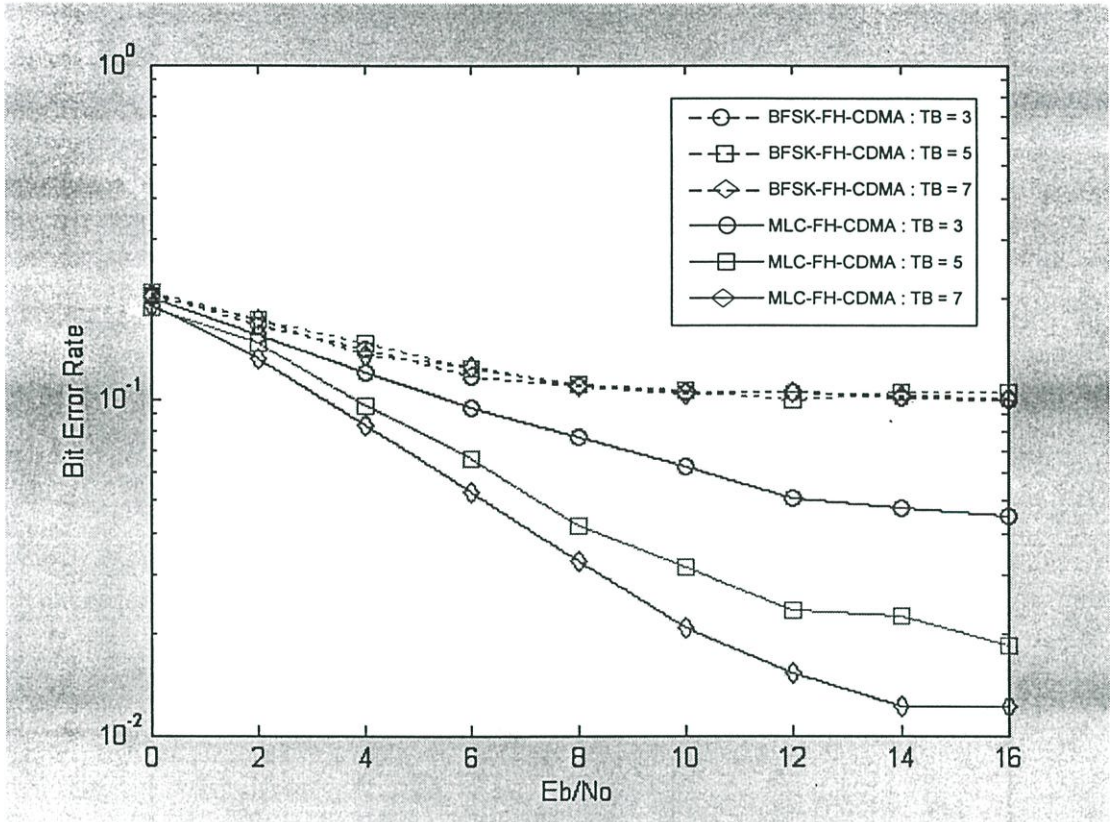
รูปที่ 4.3 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้

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



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 ในทุกๆ ค่าผลคูณเวลา-ความถี่ ที่กรณีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10

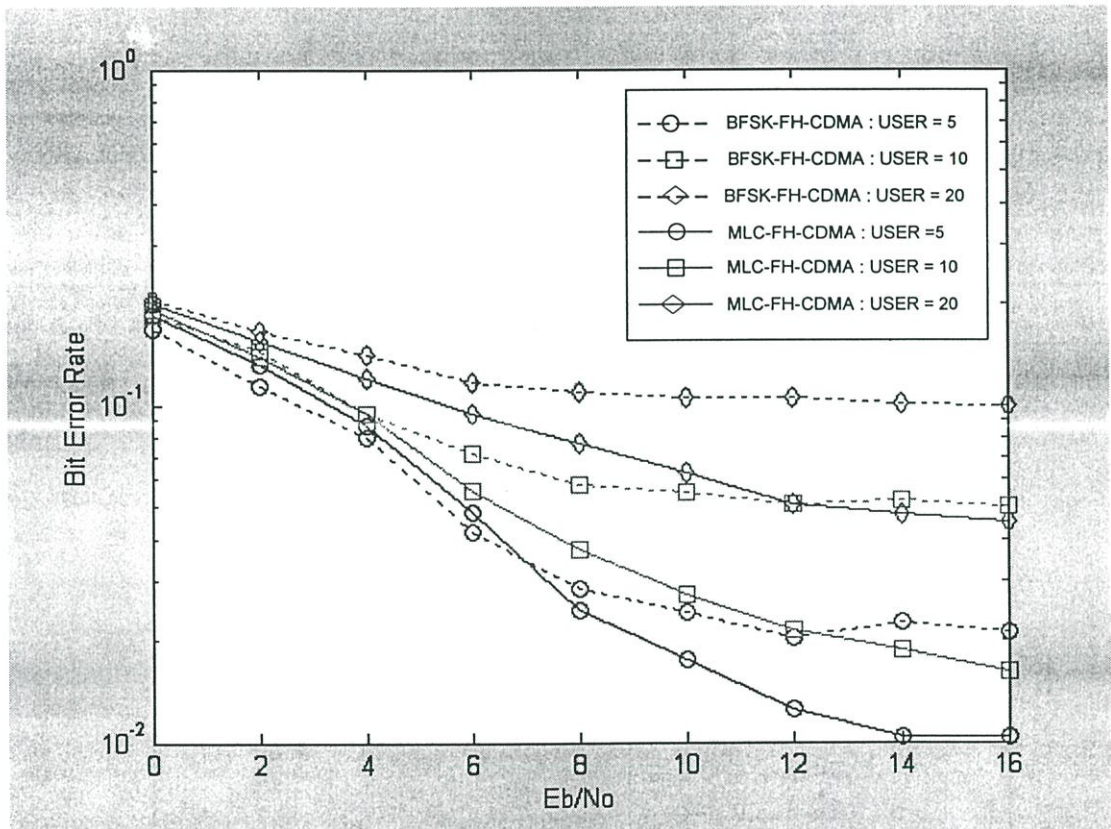


รูปที่ 4.5 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 20 ผู้ใช้

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

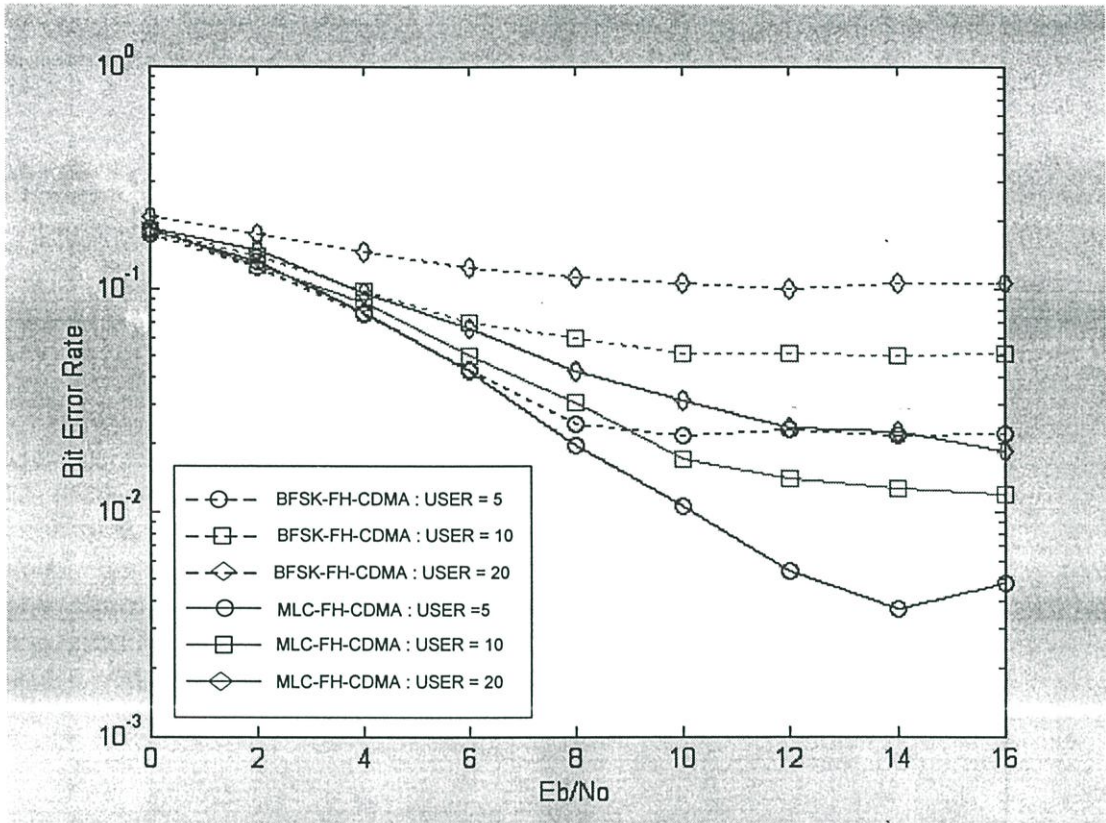
4.2.2 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ

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 แต่เมื่อเปรียบเทียบที่จำนวนผู้ใช้เท่ากันของทั้งสองระบบ จะเห็นว่า ระบบ MLC-FH-CDMA มีสมรรถนะดีกว่าระบบ BFSK-FH-CDMA



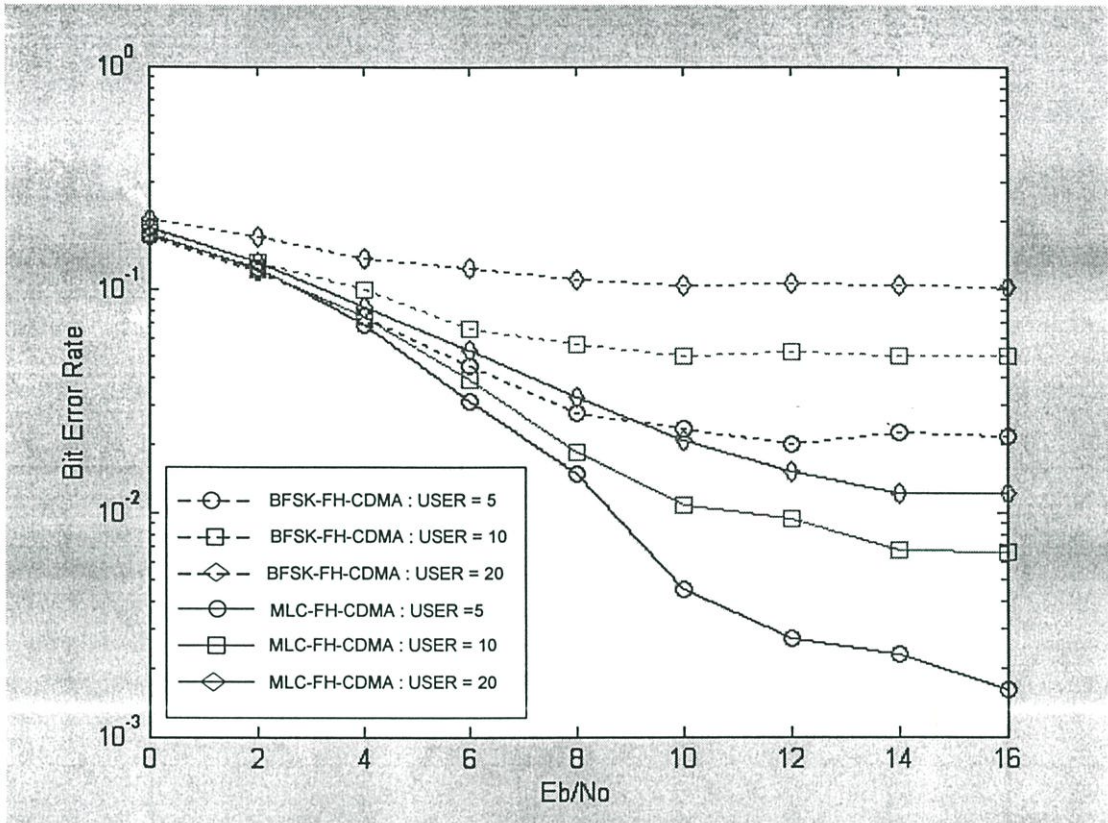
รูปที่ 4.6 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 5, 10 และ 20 ผู้ใช้ เมื่อมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3

จากรูปจะเห็นว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบลดลง 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 กรณีมีมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 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

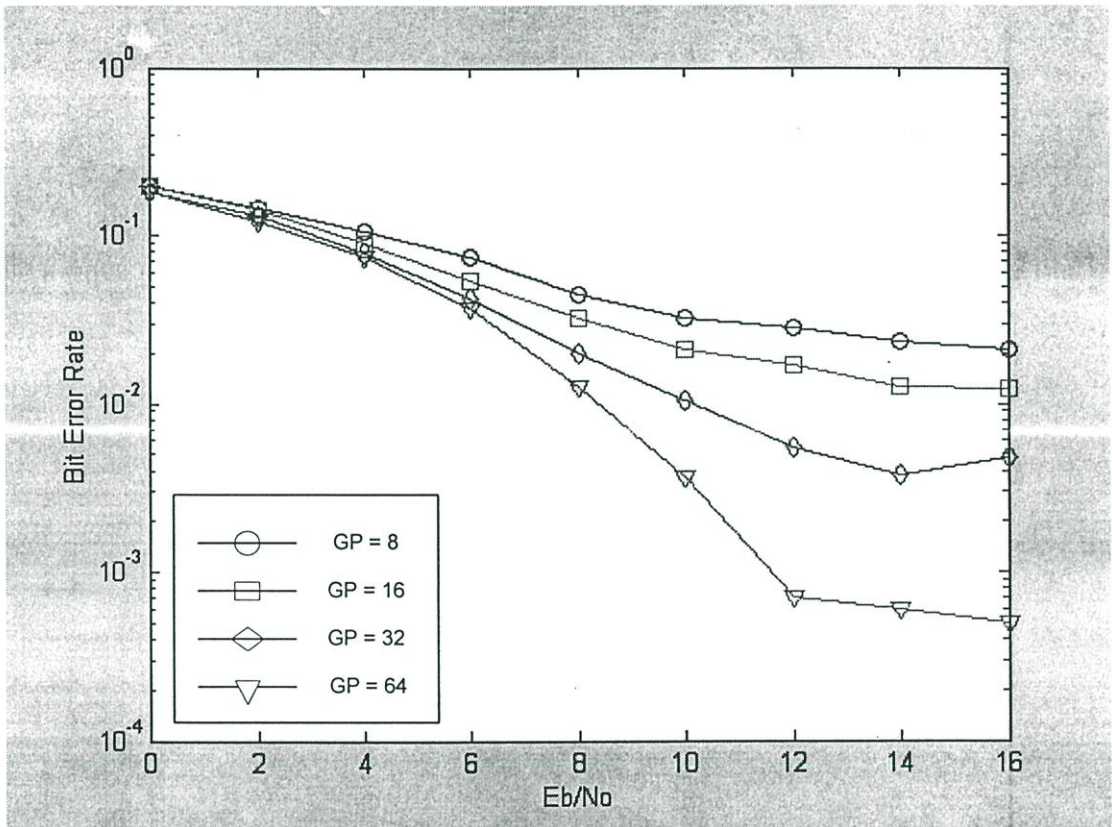


รูปที่ 4.8 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีที่มีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5, 10 และ 20 ผู้ใช้ เมื่อค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 7

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

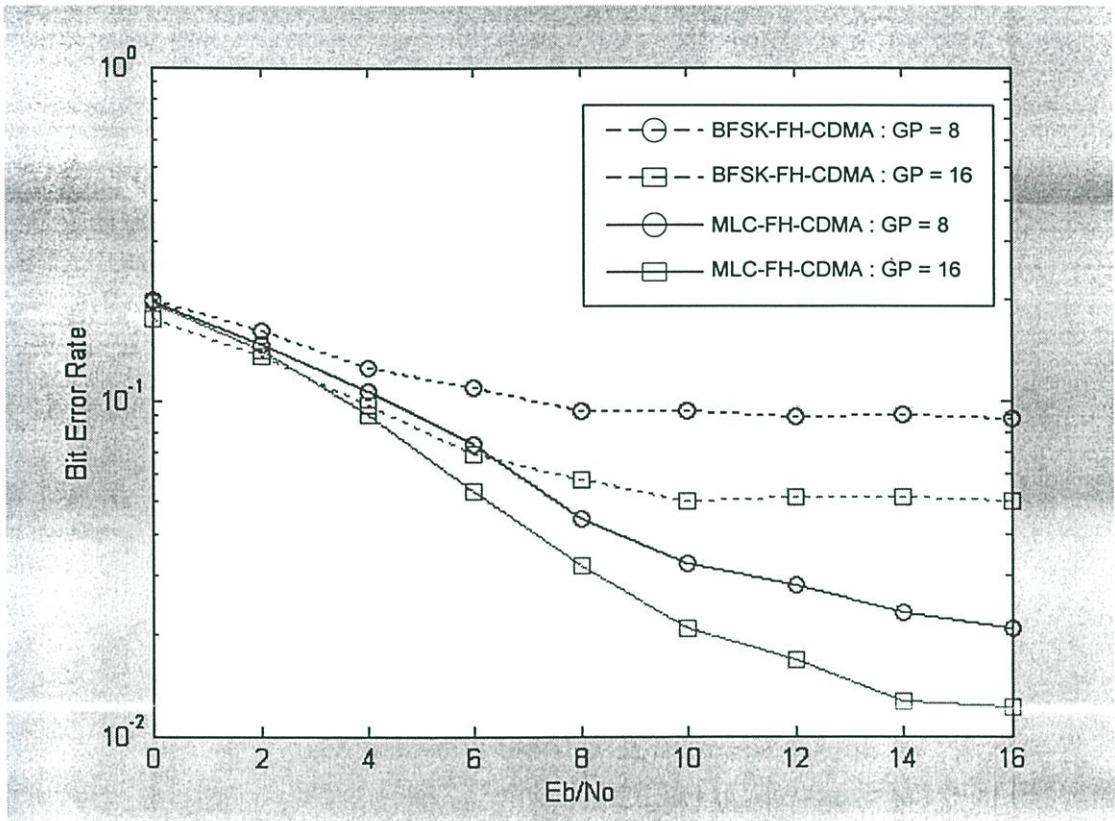
4.2.3 ผลของการปรับค่าอัตราขยายการประมวลผล

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



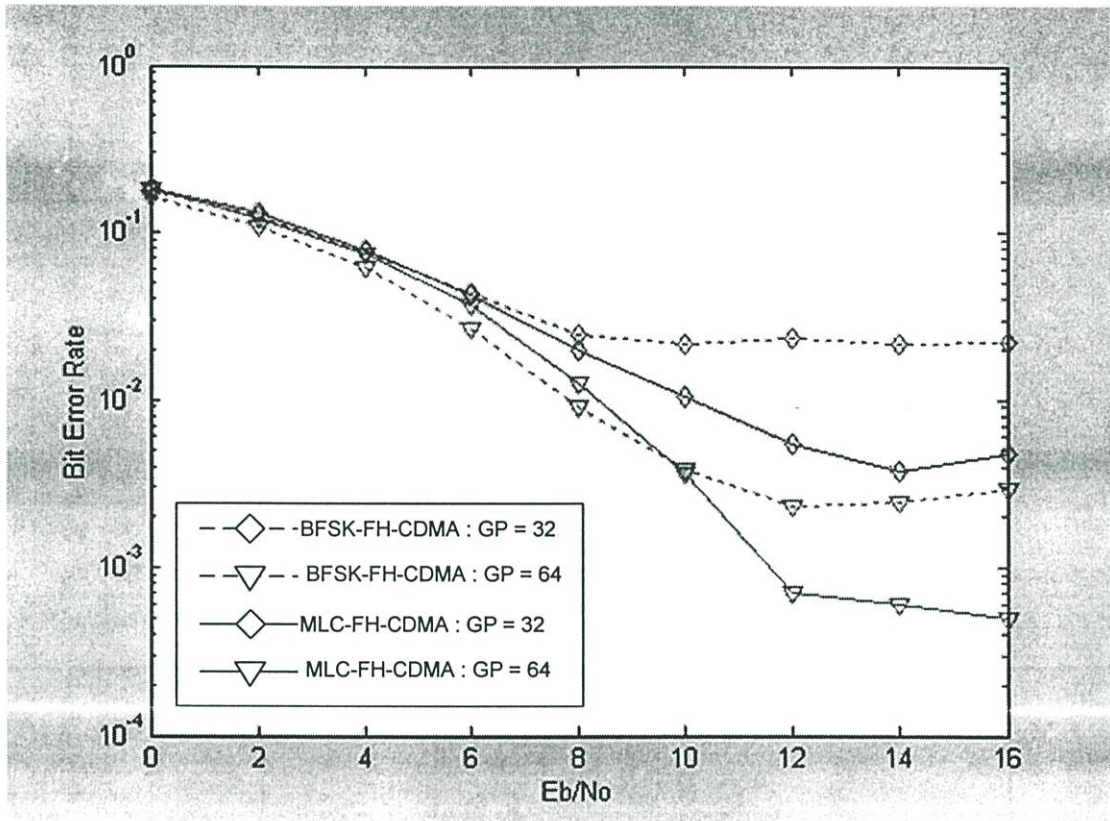
รูปที่ 4.9 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA กรณีมีค่าอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 8, 16, 32 และ 64 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้

จากรูปจะเห็นว่าสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA จะขึ้นอยู่กับค่าอัตราขยายการประมวลผล นั่นคือเมื่อค่าอัตราขยายการประมวลผลมีค่าสูงจะทำให้สมรรถนะของระบบมีค่าสูงตามไปด้วย และค่าอัตราขยายการประมวลผลที่มีค่าสูงยังมีผลดีต่อความจุของจำนวนผู้ใช้ในระบบด้วย



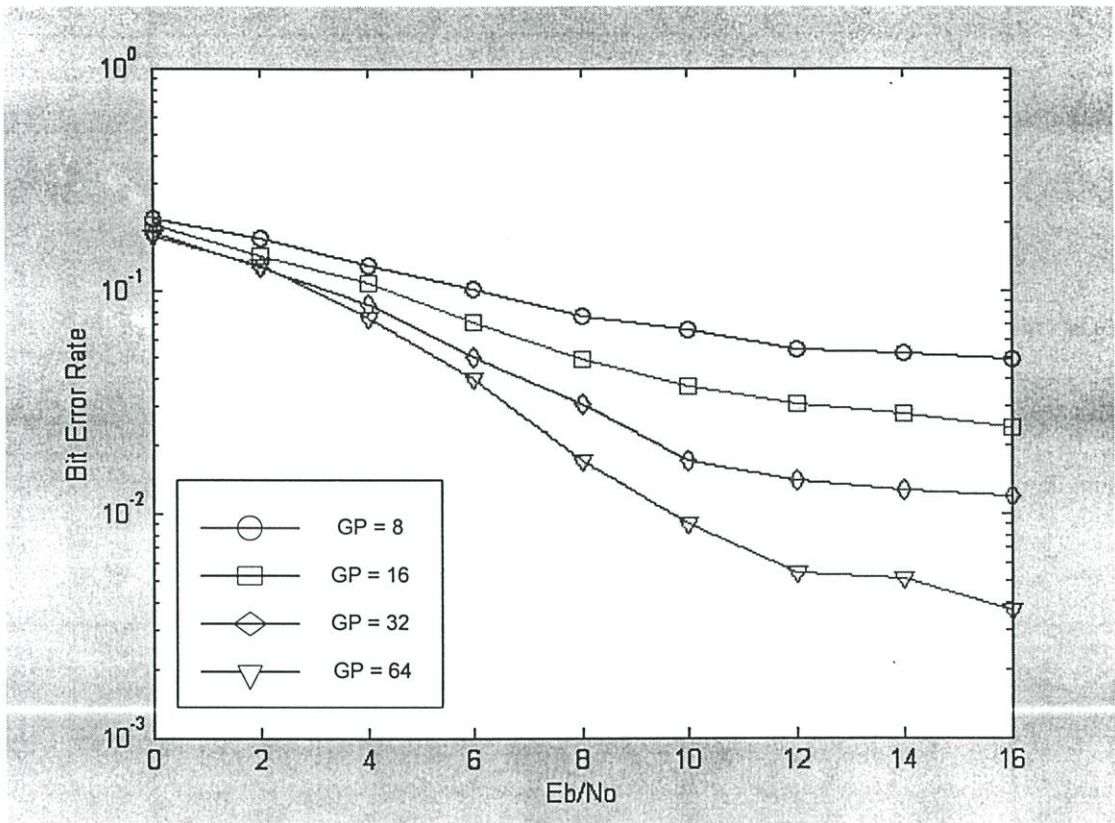
รูปที่ 4.10 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 8 และ 16 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้

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



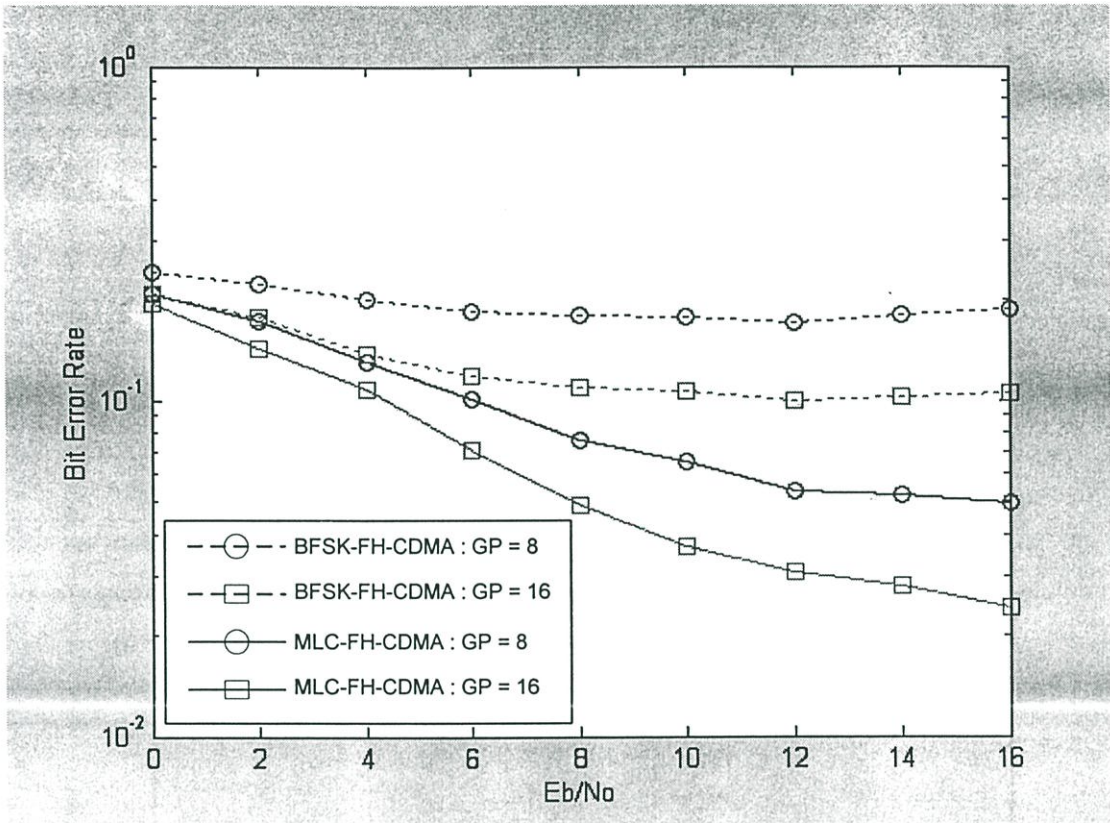
รูปที่ 4.11 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 32 และ 64 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้

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



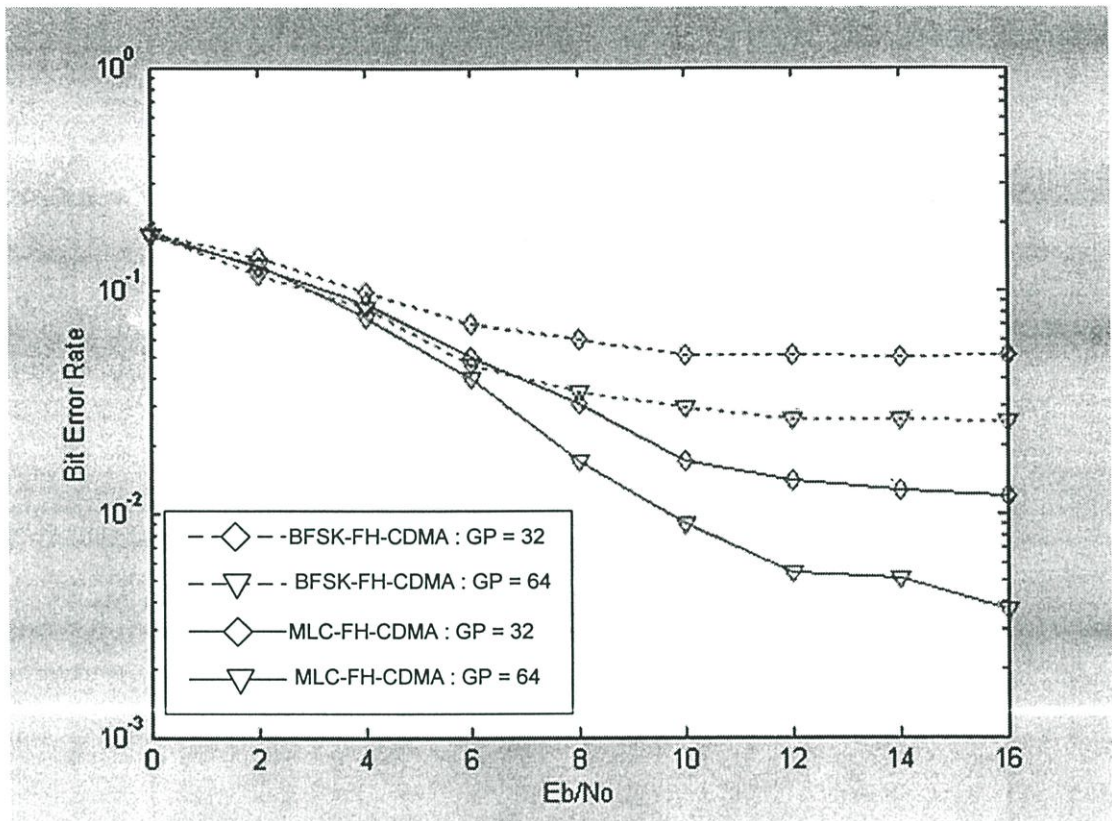
รูปที่ 4.12 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA กรณีมีค่าอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 8, 16, 32 และ 64 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 ผู้ใช้

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



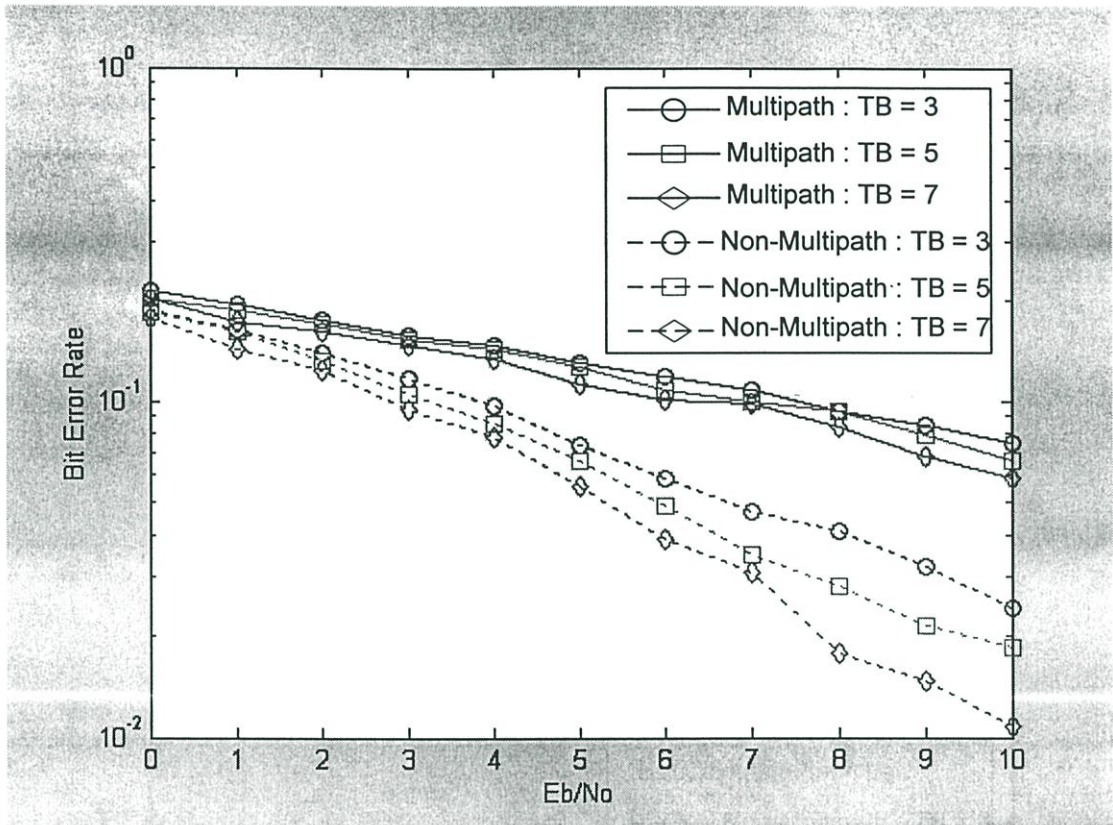
รูปที่ 4.14 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA กรณีมีอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 32 และ 64 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 ผู้ใช้

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

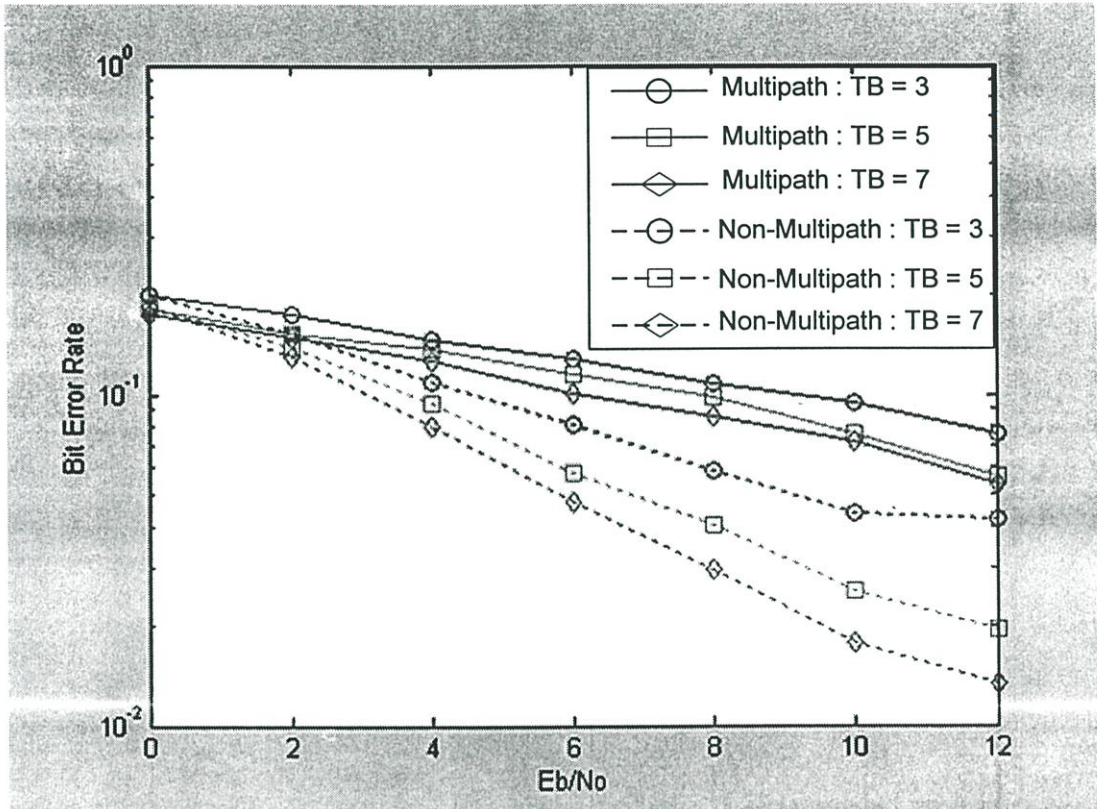
ในรูปที่ 4.15-4.17 แสดงสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านและไม่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ โดยในรูปที่ 4.15 และ 4.16 คือระบบที่มีจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 10 และ 15 ผู้ใช้ตามลำดับ ซึ่งจะแสดงสมรรถนะของระบบที่ค่าผลคูณเวลา-ความถี่ต่างๆ และในรูปที่ 4.17 คือระบบที่มีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5 ซึ่งจะแสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบระหว่างจำนวนผู้ใช้เท่ากับ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

ในรูปที่ 4.18-4.20 แสดงสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA และ BFSK-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ โดยในรูปที่ 4.18 และ 4.19 คือระบบที่มีจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 10 และ 15 ผู้ใช้ตามลำดับ ซึ่งจะแสดงสมรรถนะของระบบที่ค่าผลคูณเวลา-ความถี่ต่างๆ และในรูปที่ 4.20 คือระบบที่มีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5 ซึ่งจะแสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบระหว่างจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 10 และ 15 ผู้ใช้ จากรูปที่ 4.18-4.20 จะเห็นว่าสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธจะดีกว่าสมรรถนะของระบบ BFSK-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธเช่นกันในทุกๆสถานะ



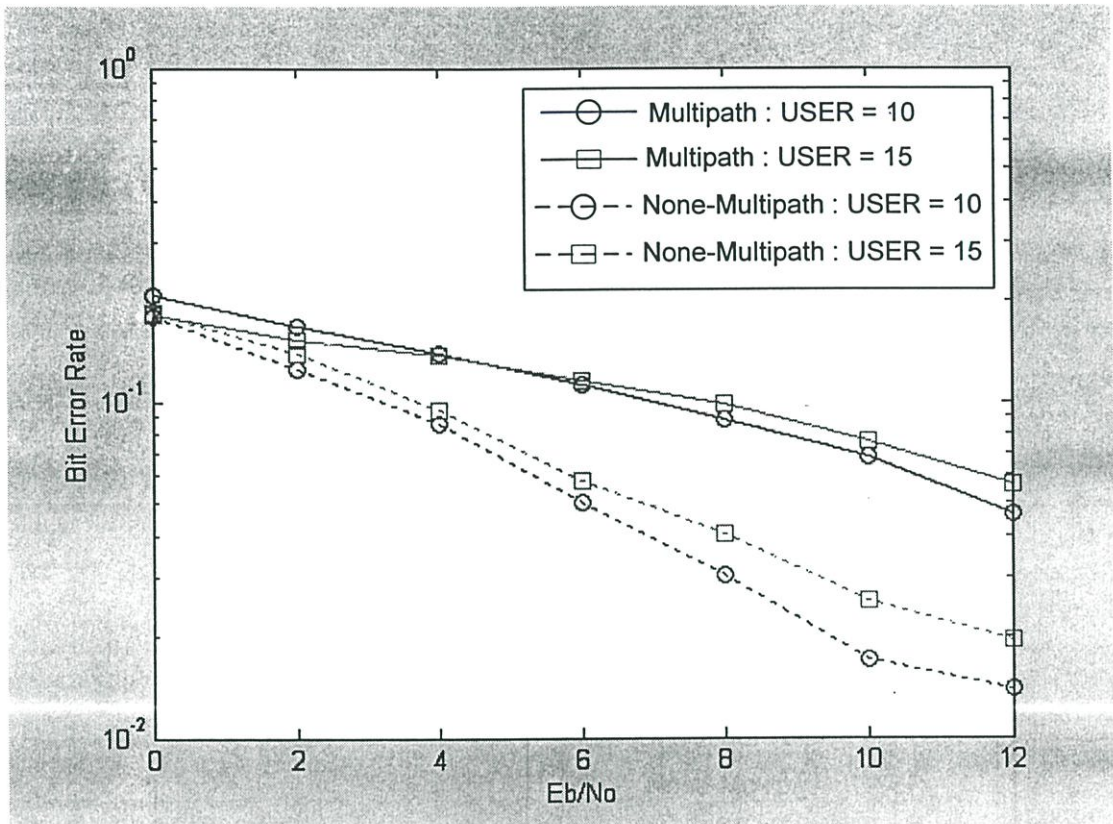
รูปที่ 4.15 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านและไม่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 ผู้ใช้

จากรูปจะเห็นว่าสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 จะลดลงเมื่อผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ และค่าผลคูณเวลา-ความถี่ ที่เพิ่มขึ้นยังคงมีผลให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธดีขึ้นเหมือนในกรณีที่ไม่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ



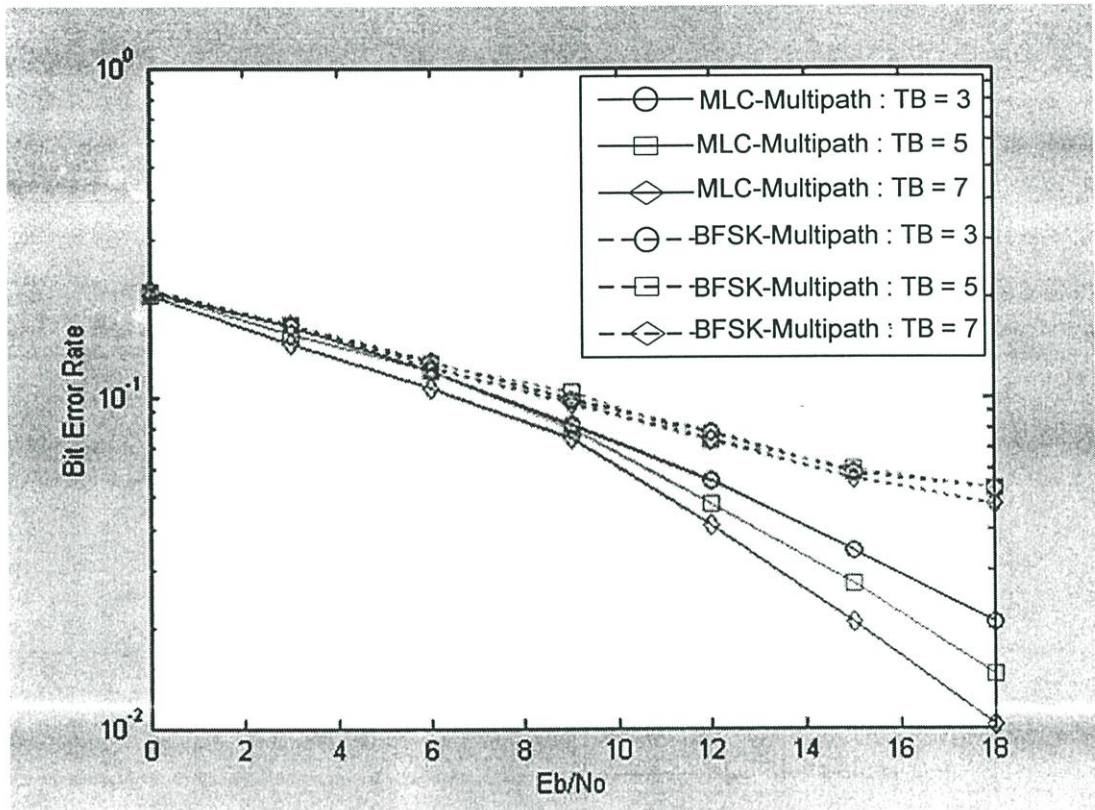
รูปที่ 4.16 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านและไม่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 15 ผู้ใช้.

จากรูปจะเห็นว่าสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 15 จะลดลงเมื่อผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ และค่าผลคูณเวลา-ความถี่ ที่เพิ่มขึ้นยังคงมีผลให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธดีขึ้นเหมือนในกรณีที่ไม่น่าผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ



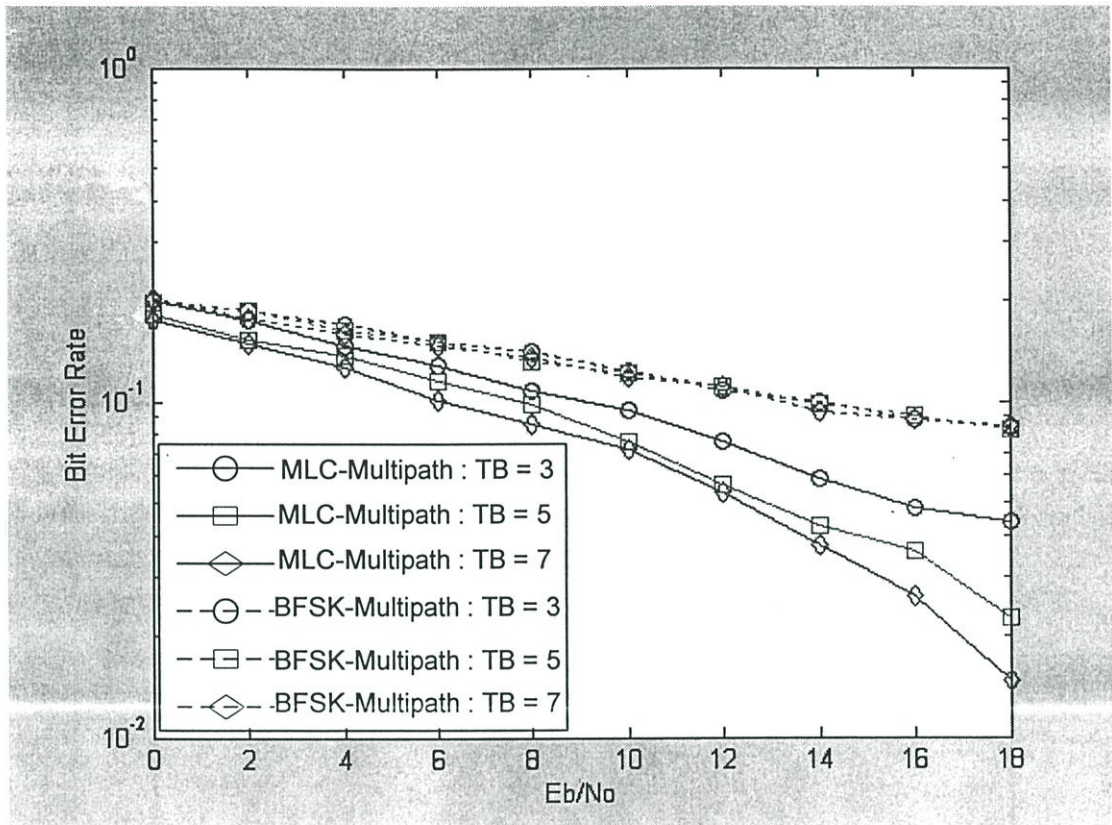
รูปที่ 4.17 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านและไม่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ กรณีมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 และ 15 ผู้ใช้ เมื่อค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5

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



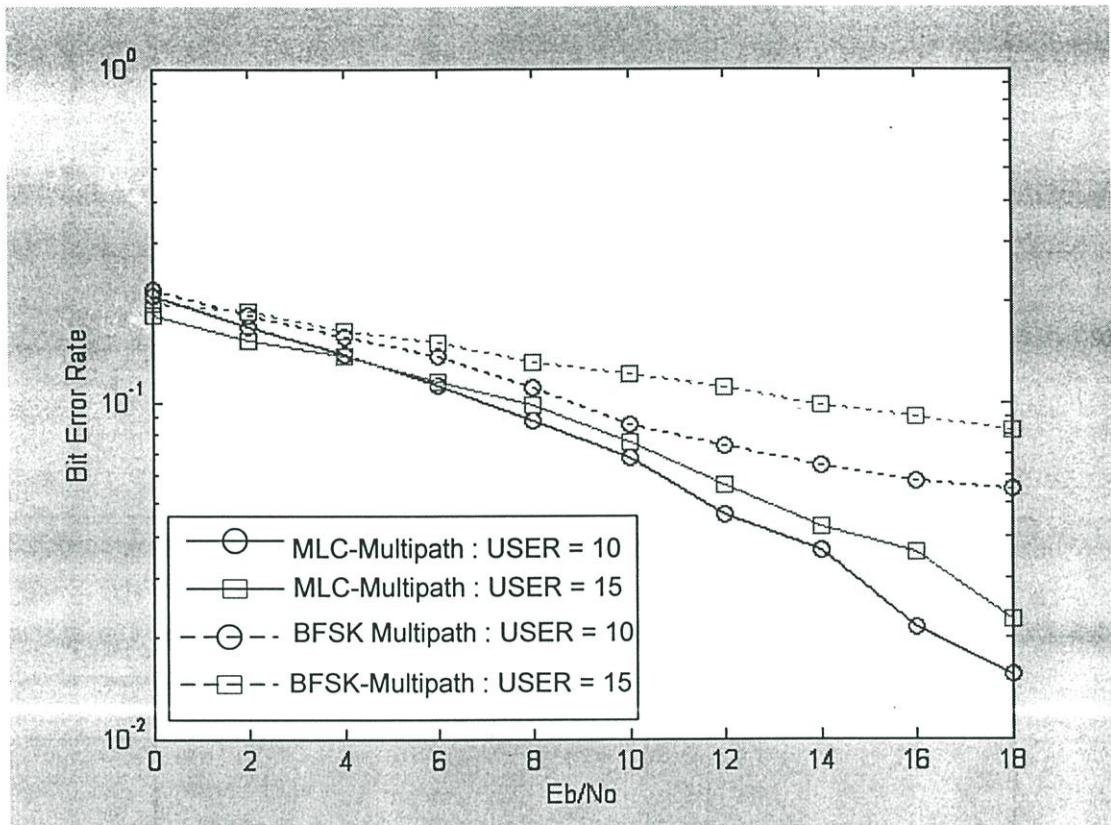
รูปที่ 4.18 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3, 5 และ 7 เมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 ผู้ใช้

จากรูปจะเห็นว่า ที่จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 ผู้ใช้ สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ ยังคงดีกว่าสมรรถนะของระบบ BFSK-FH-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธเช่นเดียวกัน 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 ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธเช่นเดียวกัน 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 ที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธยังคงดีขึ้นตามจำนวนผู้ใช้ในระบบที่ลดลง

บทที่ 5

สรุปผลการวิเคราะห์

การสื่อสารระบบ CDMA เป็นระบบที่มีคุณสมบัติพิเศษหลายประการ เช่นสามารถแยกสัญญาณออกไปได้ ป้องกันการดักฟัง และทำให้ข้อมูลมีความปลอดภัย ดังนั้นการสื่อสารระบบ CDMA จึงเป็นหัวข้อที่ได้รับความสนใจและมีการค้นคว้าวิจัยอย่างต่อเนื่องจนถึงปัจจุบัน ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอความคิดในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบการสื่อสารฟรีควอนซ์ฮอปป์ิงซีดีเอ็มเอ โดยนำเอาเทคนิคที่ใช้ในงานด้านเรดาร์ที่เรียกว่าเทคนิคเซฟเซิงเส้น เข้ามาใช้ในการออกแบบการมอดูเลตแบบใหม่ที่เรียกว่า การเซฟหลายความถี่เซิงเส้น ซึ่งถูกนำไปใช้ในส่วนมอดูเลตแทนการมอดูเลตแบบ(BFSK) ของระบบการสื่อสารฟรีควอนซ์ฮอปป์ิงซีดีเอ็มเอ โดยการมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เซิงเส้นจะมีคุณสมบัติพิเศษกว่าการมอดูเลตแบบเดิมตรงที่ ลักษณะทางความถี่ของสัญญาณเซฟหลายความถี่เซิงเส้น จะมีหลายรูปแบบตามจำนวนของผู้ใช้ในระบบฟรีควอนซ์ฮอปป์ิงซีดีเอ็มเอ ซึ่งต่างจากการมอดูเลตแบบเดิมที่มีลักษณะทางความถี่เพียงรูปแบบเดียว จึงเป็นผลให้สามารถแยกแยะสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ได้เมื่อเกิดการปัญหาการชนความถี่เกิดขึ้น

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอแนวคิดและวิธีการออกแบบระบบฟรีควอนซ์ฮอปป์ิงซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เซิงเส้นในหัวข้อ 3.1 หลังจากนั้นได้ทำการจำลองแบบการทำงานของระบบใหม่ที่นำเสนอและระบบเดิม เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบด้วยค่าอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลที่เกิดขึ้นในระบบ โดยการวิเคราะห์จะแบ่งออกเป็นสองแนวทางด้วยกัน แนวทางแรกคือการวิเคราะห์ระบบฟรีควอนซ์ฮอปป์ิงซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เซิงเส้น เมื่อมีสถานะเงื่อนไขต่างๆเปลี่ยนไป เช่น จำนวนผู้ใช้ในระบบ ค่าผลคูณเวลา-ความถี่ ค่าอัตราขยายการประมวลผลและช่องสัญญาณมัลติพาธ แนวทางที่สองคือการวิเคราะห์ระบบฟรีควอนซ์ฮอปป์ิงซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เซิงเส้น เปรียบเทียบกับระบบฟรีควอนซ์ฮอปป์ิงซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบเดิมเมื่อมีสถานะเงื่อนไขต่างๆเปลี่ยนไป โดยผลการวิเคราะห์ในแนวทางแรกคือ สมรรถนะของระบบฟรีควอนซ์ฮอปป์ิงซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เซิงเส้นจะดีขึ้นตามการเพิ่มค่าผลคูณเวลา-ความถี่ ค่าอัตราขยายการประมวลผล และสมรรถนะของระบบจะแย่ลงเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้นหรือผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ ส่วนผลการวิเคราะห์ในแนวทางที่สองคือ ระบบฟรีควอนซ์ฮอปป์ิงซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบเดิม จะมีเงื่อนไขในการเพิ่ม-ลดสมรรถนะของระบบในสถานะต่างๆคล้ายกับระบบฟรีควอนซ์ฮอปป์ิงซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เซิงเส้น แต่ต่างกันที่การเพิ่มค่าผลคูณเวลา-ความถี่ จะไม่มีผลกับสมรรถนะของระบบฟรีควอนซ์ฮอปป์ิงซีดีเอ็มเอแบบเดิมเหมือนในระบบฟรีควอนซ์ฮอปป์ิงซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบเซฟหลายความถี่เซิงเส้น และเมื่อ

เปรียบเทียบสมรรถนะของระบบทั้งสองแล้วจะพบว่าในทุกสภาวะเงื่อนไข สมรรถนะของระบบที่นำเสนอจะมีค่าอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลดีกว่าในระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอแบบเดิมที่เป็นเช่นนี้เพราะการมอดูเลตแบบหลายความถี่เชิงเส้นมีคุณสมบัติเฉพาะตัวที่สามารถแก้ไขปัญหาการชนความถี่ที่มักจะเกิดขึ้นในระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอได้

ผลที่ได้ทั้งหมดแสดงให้เห็นว่า การใช้เทคนิคเซฟหลายความถี่เชิงเส้นในการมอดูเลตสัญญาณของระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอ นั้น จะทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลที่เกิดขึ้นในระบบลดลง หรืออีกในหนึ่งคือ สมรรถนะของระบบดีขึ้นกว่าระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบเดิม ดังนั้นเทคนิคเซฟหลายความถี่เชิงเส้นจึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่น่าสนใจและอาจนำไปประยุกต์ใช้ในระบบการสื่อสารอื่นๆต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] ดิญฉกร วุฒิสถิธิกุลกิจ, “หลักการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่”, สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2546
- [2] R. Prasad, “CDMA for Wireless Personal Communications”, Artech House, London, 1996
- [3] R. E. Ziemer, R. L. Peterson, “Digital Comunication 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

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

โปรแกรม

โปรแกรมสำหรับจำลองการทำงานของระบบ MLC-FH-CDMA และ BFSK-FH-CDMA
จะประกอบด้วยโปรแกรมหาดังต่อไปนี้

โปรแกรมหลัก 1 โปรแกรม

- fhcdma_bfsk_chirp.m

โปรแกรมย่อย 13 โปรแกรม

- mseq.m
- shift.m
- goldseq.m
- rx_filter.m
- bfsk_mod_hop.m
- mchirp_mod_hop.m
- comconv2.m
- sefade.m
- delay.m
- fade.m
- comb2.m
- fsk_chirp_despread.m
- fsk_chirp_demod.m

fhcdma_bfsk_chirp.m

```
% fhcdma_bfsk_chirp.m(Main Program)
```

```
% Simulation Program of FH-CDMA & Multi Chirp FH-CDMA System
```

```
% Programmed by S. Hansa
```

```
clear
```

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

```
sr = 144000.0;           % symbol rate[Symbol/Second](Follow W-CDMA Std.)
ml = 1;                 % number of modulation levels
br = sr * ml;           % bit rate(Bit/Second)
Ts = 1/sr;              % Symbol Period of 1 bit(Second)
nda = 2040;              % number of symbol for all(by 1 User) : nda/nd=Integer
nd = 255;                % number of symbol per loop : nd/nh=Integer
sebn0 = 0;               % Eb/No Starting
debn0 = 2;               % Distance between Eb/No
febn0 = 18;              % Eb/No Starting
```

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

```
user = 5;                % number of users
seq = 1;                 % 1:M-sequence 2:Gold 3:Orthogonal Gold
stage = 8;                % number of stages
ptap1 = [2 3 4 8];        % position of taps for 1st
ptap2 = [1 3 5 8];        % position of taps for 2nd
regi1 = [1 1 1 1 1 1 1 1]; % initial value of register for 1st
regi2 = [1 1 1 1 1 1 1 1]; % initial value of register for 2nd
```

```

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

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

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

ncs = 5;                                % Number Code per Symbol
Gp = 2^ncs;                            % Gian Processing
nh = length(code)/ncs;                 % Number Hopping per Code set
TB = 5;                                % Time-Bandwidth Product of 1 Hop
TTB = TB*Gp;                          % Total Time-Bandwidth Product
df = TB/Ts;                            % Bandwidth of 1 Hop[Hertz]

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

```

```

if rem(T,(user+1))==0
    rfs= rfs
    fs = fs
    T = T
else
    intT= fix(T./(user+1))+1;
    T = intT*(user+1) % Actual Number Sample of symbol Period(Note:T/(user+1)=Integer)
    fs = T/Ts % Actual Sampling Frequency
    rfs = fs/(Gp*df)
end

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

rfade = 1; % Rayleigh fading 0:nothing 1:consider
itau = [0,T]; % delay time
dlvl1 = [0.0,40.0]; % attenuation level
n0 = [6,7]; % number of waves to generate fading
th1 = [0.0,0.0]; % initial Phase of delayed wave
now1 = 2; % number of directwave + delayed wave
tstp = 1 / sr / T / ncs; % time resolution
fd = 185; % doppler frequency [Hz](v=100km/h,f=2GHz)
flat = 1; % flat Rayleigh environment
itndel = nd * T * ncs * 30; % number of fading counter to skip

%%%%%%%%% Generated Band Pass Filter %%%%%%%%%%

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

```

```

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

nloop = nda/nd;          % simulation number of times
nebn0=1;

for ebn0=sebn0:debn0:febn0

    nofe = 0;           % Number of PSK Error
    noce = 0;           % Number of Chirp Error
    nod  = 0;           % Number of All Data
    itnd1 = [3001,4004]; % set fading counter

    for ii=1:nloop

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

        data = rand(user,nd*ml) > 0.5;      %Generate Data

%***** BPSK & Chirp Modulation & Spreading *****
        [fsk] = bfsk_mod_hop(data,user,nd,code,ncs,nh,fs,T,df);
                % BFSK Modulation & Frequeuncy Hopping

        [mc] = mchirp_mod_hop(data,user,nd,code,ncs,nh,fs,T,df);
                % Multi Chirp Modulation & Frequeuncy Hopping

%***** Transmission Filtering *****
        [fsk1,mc1] = compconv2(fsk,mc,bpf);      % Tx. filtering

%***** Mixing *****
        if user == 1          % transmission
            fsk2 = fsk1((N/2)+1:length(fsk1)-(N/2));
            mc2  = mc1((N/2)+1:length(mc1)-(N/2));
        else
            fsk2 = sum(fsk1(:,(N/2)+1:length(fsk1)-(N/2)));
            mc2  = sum(mc1(:,(N/2)+1:length(mc1)-(N/2)));
        end
    end
end

```

end

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

qch=zeros(1,length(mc2));

if rfade == 0

mc3 = mc2;

fsk3 = fsk2;

else

[mc3,qchc] = sefade(mc2,qch,itau,dlv11,th1,n0,itnd1, ... % fading channel
now1,length(mc2),tstp,fd,flat);

[fsk3,qchf] = sefade(fsk2,qch,itau,dlv11,th1,n0,itnd1, ... % fading channel
now1,length(fsk2),tstp,fd,flat);

itnd1 = itnd1 + itndel;

end

%% AWGN %%%

spowp = sum(rot90(fsk.^2)) / nd; % attenuation Calculation(FSK)

attnp = sqrt(0.5 * spowp * sr / br * 10^(-ebn0/10));

spowc = sum(rot90(mc.^2)) / nd; % attenuation Calculation(MC)

attnc = sqrt(0.5 * spowc * sr / br * 10^(-ebn0/10));

[fsk4,mc4] = comb2(fsk3,mc3,attnp,attnc); % Add White Gaussian Noise (AWGN)

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

%% Receiver Filtering & Despreading%%

[fsk5,mc5] = fsk_chirp_despread(fsk4,mc4,code,bpfr,T,ncs,nh,user,nd,Nr);

% Rx. filtering

%% Demodulation & Estimation %%%

[fdemodata,cdemodata] = fsk_chirp_demod(fsk5,mc5,code,Gp,T,df,ncs,nh,user,nd,fs);

% QPSK demodulation

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

```

nofe2 = sum(sum(abs(data-fdemodata)));
noce2 = sum(sum(abs(data-cdemodata)));

nofe = nofe + nofe2;
noce = noce + noce2;
nod2 = user * nd * ml;
nod = nod + nod2;

fprintf('%d\t%e\t%e\n',ii,nofe2/nod2,noce2/nod2);

```

```
end
```

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

```

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

fprintf('%d\t%d\t%d\t%d\n%e\t%e\n',ebn0,nofe,noce,nod,nofe/nod,noce/nod);

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

```

```
end
```

```

fprintf('Time Bandwidth Product of 1 Hop : %d\n',TB);
fprintf('Bandwidth of 1 Hop(Hz) : %d\n',df);
fprintf('Symbol Period(Second) : %d\n',Ts);
fprintf('Bit Rate(bps) of 1 User : %d\n',br);
fprintf('Processing Gian : %d\n',Gp);
fprintf('Number of User : %d\n',user);
fprintf('Number of Data(Per Point) : %d\n',nod);
fprintf('Multi Path Fading Consider(1=Yes,0=No): %d\n',rfade);
disp('Bit Error Rate of BFSK-FH-CDMA')
disp(Pberf);
disp('Bit Error Rate of Multi Chirp-FH-CDMA')

```

```
disp(Pberc);  
x=sebn0:debn0:febn0;  
semilogy(x,Pberc,'-',x,Pberf,':')  
%***** end of file *****
```

mseq.m

```

% mseq.m
%
% The generation function of M-sequence
%

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

% *****

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

if nargin < 4
    n = 1;
end

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

fpos(taps) = 1;

for ii=1:2^stg-1

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

```

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

end

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

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

shift.m

```

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

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

% *****

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

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

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

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

inregi = outregi;

```

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

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

goldseq.m

```

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

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

% *****

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

if nargin < 3
    n = 1;
end

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

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

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

```

rx_filter.m

```
% rx_filter.m
```

```
% Multi Receiver Filter Program
```

```
% Programed By S. Hansa
```

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

```
wn=(2*TBf/Tf);
```

```
fout(1,:)=FIR1(Nrf,wn);
```

```
for j=2:Gpf
```

```
    w1=(2*((j-1)*TBf)/Tf);
```

```
    w2=(2*(j*TBf)/Tf);
```

```
    fout(j,:)=FIR1(Nrf,[w1 w2]);
```

```
end
```

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

bfsk_mod_hop.m

```

% bfsk_mod_hop.m

% BFSK Modulation & Frequeuncy Hopping Program

% Programed By S. Hansa

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

ncl=ndf/nhf;           % Number code Loop
t=[1:Tf]/fsf;         %Time of Signal
z=2.^[0:(ncsf-1)];
z=rot90(z,2);
for j=1:userf
    for k=1:ncl
        for i=1:nhf
            cd=codef(j,(((i-1)*ncsf)+1):(((i-1)*ncsf)+ncsf)); % Selecting code 3 bit by 3 bit
            hf=sum(z.*cd);           % Code Adaptive into Base 10(Hop Frequeuncy Layer No.)
            fc=(hf*dff)+(dff/2);     % Center Frequeuncy
            if dataf(j,((k-1)*nhf)+i)==1
                sf(i,:)=sin(2*pi*(fc+(dff/4)).*t);    %FSK Signal of Data"1"
            else
                sf(i,:)=sin(2*pi*(fc-(dff/4)).*t);    %FSK Signal of Data"0"
            end
        end
        sf1(k,:)=reshape(sf,1,(nhf*Tf));
    end
    fout(j,:)=reshape(sf1',1,(ncl*nhf*Tf));
end

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

```

mchirp_mod_hop.m

```

% mchirp_mod_hop.m

% Multi Chirp Modulation & Frequency Hopping Program

% Programed By S. Hansa

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

ncl=ndf/nhf; % Number code Loop
z=2.^[0:(ncsf-1)];
z=rot90(z,2);
dfc=dff/(userf+1); % Frequency Division for User
Tc=Tf/(userf+1); % Time Division for User

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

    for k=1:ncl
        for i=1:nhf
            cd=codef(j,(((i-1)*ncsf)+1):(((i-1)*ncsf)+ncsf)); %Code Adaptive into Base 10
            hf=sum(z.*cd);
            fc=(hf*dff)+(dff/2); % Center Frequency
            if dataf(j,((k-1)*nhf)+i)==1
                sc1=sin((2*pi*(fc-(dff/2)).*tc1)+(pi*u1.*(tc1.^2))); %Front Chirp Signal of Data"1"
                sc2=sin((2*pi*(fc+(dff/2)-(j*dfc)).*tc2)+(pi*u2.*(tc2.^2)));
                %Back Chirp Signal of Data"1"
            end
        end
    end
end

```

```

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

end

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

end

c1(k,:)=reshape(sc',1,(nhf*Tf));

end

cout(j,:)=reshape(c1',1,(ncl*nhf*Tf));

end

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

```

compconv2.m

```
% compconv2.m
%
% Function to perform convolution between signal and filter
%

function [iout, qout] = compconv2(idata, qdata, filter)

% *****
% idata : ich data sequence
% qdata : qch data sequence
% iout  : ich output data sequence
% qout  : qch output data sequence
% filter : filter tap coefficient
% *****

iout = conv2(idata,filter);
qout = conv2(qdata,filter);

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

sefade.m

```

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

function[iout,qout,ramp,rcos,rsin]=sefade(idata,qdata,itau,dlvl,th,n0,itn,n1,nsamp,tstp,fd,flat)

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

% idata  input Ich data
% qdata  input Qch data
% iout   output Ich data
% qout   output Qch data
% ramp   : Amplitude contaminated by fading
% rcos   : Cosine value contaminated by fading
% rsin   : Cosine value contaminated by fading
% itau   : Delay time for each multipath fading
% dlvl   : Attenuation level for each multipath fading
% th     : Initialized phase for each multipath fading
% n0     : Number of waves in order to generate each multipath fading
% itn    : Fading counter for each multipath fading
% n1     : Number of summation for direct and delayed waves
% nsamp  : Total number of symbols
% tstp   : Minimum time resolution
% fd     : Maximum doppler frequency
% flat   : flat fading or not
% (1->flat (only amplitude is fluctuated),0->nomal(phase and amplitude are fluctuated)

%*****

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

```

```

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

for k = 1 : n1

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

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

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

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

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

end

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

```

delay.m

```

% delay.m
% Gives delay to input signal
%

function [iout,qout] = delay( idata, qdata , nsamp , idel )

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

% idata  input Ich data
% qdata  input Qch data
% iout   output Ich data
% qout   output Qch data
% nsamp  Number of samples to be simulated
% idel   Number of samples to be delayed
%*****

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

if idel ~= 0
    iout(1:idel) = zeros(1,idel);
    qout(1:idel) = zeros(1,idel);
end

iout(idel+1:nsamp) = idata(1:nsamp-idel);
qout(idel+1:nsamp) = qdata(1:nsamp-idel);

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

```

fade.m

```

% fade.m
%
% Generate Rayleigh fading
%

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

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

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

%*****

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

```

```

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

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

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

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

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

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

```

```
else
```

```
    iout=idata;
```

```
    qout=qdata;
```

```
end
```

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

comb2.m

```

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

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

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

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

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

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

```

fsk_chirp_despread.m

```
% fsk_chirp_despread.m
```

```
% Despreading Program of BFSK & Multi Chirp
```

```
% Programed By S. Hansa
```

```
function [fout,cout]=fsk_chirp_despread(fin,cin,codef,bpfrf,Tf,ncsf,nhf,userf,ndf,Nrf)
```

```
ncl=ndf/nhf; % Number code Loop
```

```
z=2.^[0:(ncsf-1)];
```

```
z=rot90(z,2);
```

```
for j=1:userf % Processing User by User
```

```
fin1=reshape(fin(j,1:ndf*Tf),(nhf*Tf),ncl);
```

```
fin1=fin1';
```

```
cin1=reshape(cin(j,1:ndf*Tf),(nhf*Tf),ncl);
```

```
cin1=cin1';
```

```
for k=1:ncl % Processing Hopset by Hopset
```

```
fin2=reshape(fin1(k,1:nhf*Tf),Tf,nhf);
```

```
fin2=fin2';
```

```
cin2=reshape(cin1(k,1:nhf*Tf),Tf,nhf);
```

```
cin2=cin2';
```

```
for i=1:nhf % Band Pass Filtering Symbol by Symbol
```

```
cd=codef(j,(((i-1)*ncsf)+1):(((i-1)*ncsf)+ncsf)); %Code Adaptive into Base 10
```

```
hf=sum(z.*cd); % Hop Frequency Layer No.(0-(Gp-1))
```

```
bpf=bpfrf(hf+1,:); % Select BPF
```

```
fout1=conv2(fin2(i,:),bpf); % Filtering
```

```
fout2(i,:)=fout1((Nrf/2)+1:length(fout1)-(Nrf/2)); % Clipping Top&Bottom of signal
```

```
cout1=conv2(cin2(i,:),bpf); % Filtering
```

```
cout2(i,:)=cout1((Nrf/2)+1:length(cout1)-(Nrf/2)); % Clipping Top&Bottom of signal
```

```
end

fout3(k,:)=reshape(fout2',1,nhf*Tf);
cout3(k,:)=reshape(cout2',1,nhf*Tf);

end

fout(j,:)=reshape(fout3',1,ndf*Tf);
cout(j,:)=reshape(cout3',1,ndf*Tf);

end

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

fsk_chirp_demod.m

```

% fsk_chirp_demod.m

% Demodulation & Estimation Program of BFSK & Multi Chirp FH-CDMA

% Programed By S. Hansa

function [fout,cout]=fsk_chirp_demod(fin,cin,codef,Gpf,Tf,dff,ncsf,nhf,userf,ndf,fsf)

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

for f=1:Gpf
    fc = ((f-1)*dff)+(dff/2);   % Center Frequeency
    Rf1(f,:) = sin(2*pi*(fc+(dff/4)).*t);   % FSK Reference Signal of Data"1"
    Rf0(f,:) = sin(2*pi*(fc-(dff/4)).*t);   % FSK Reference Signal of Data"0"
end

for j=1:userf
    for c=1:Gpf
        tc1 = [1:j*Tc]/fsf;   % Front Time
        tc2 = [1:(userf+1-j)*Tc]/fsf;   % Back Time
        u1 = ((userf+1-j)*dfc)/(tc1(j*Tc));   % Front Slope
        u2 = (j*dfc)/(tc2((userf+1-j)*Tc));   % Back Slope
        fc = ((c-1)*dff)+(dff/2);   % Center Frequeency
    end
end

```

```

Rcf1 = sin((2*pi*(fc-(dff/2)).*tc1)+(pi*u1.*(tc1.^2)));
                                %Front Chirp Signal of Data"1"
Rcb1 = sin((2*pi*(fc+(dff/2)-(j*dfc)).*tc2)+(pi*u2.*(tc2.^2)));
                                %Back Chirp Signal of Data"1"
Rcf0 = sin((2*pi*(fc+(dff/2)).*tc1)+(pi*(-u1).(tc1.^2)));
                                %Front Chirp signal of Data"0"
Rcb0 = sin((2*pi*(fc-(dff/2)+(j*dfc)).*tc2)+(pi*(-u2).(tc2.^2)));
                                %Back Chirp signal of Data"0"
Rc1(c,1:(j*Tc)) = Rcf1;          % Chirp Reference Signal of Data"1"
Rc1(c,(j*Tc)+1:(userf+1)*Tc) = Rcb1;
Rc0(c,1:(j*Tc)) = Rcf0;          % Chirp Reference Signal of Data"0"
Rc0(c,(j*Tc)+1:(userf+1)*Tc) = Rcb0;
end
fin1=reshape(fin(j,1:ndf*Tf),(nhf*Tf),ncl);    % Processing User by User
fin1=fin1';
cin1=reshape(cin(j,1:ndf*Tf),(nhf*Tf),ncl);
cin1=cin1';
for k=1:ncl                                % Processing Hopset by Hopset
    fin2=reshape(fin1(k,1:nhf*Tf),Tf,nhf);
    fin2=fin2';
    cin2=reshape(cin1(k,1:nhf*Tf),Tf,nhf);
    cin2=cin2';
    for i=1:nhf
        cd=codeof(j,(((i-1)*ncsf)+1):(((i-1)*ncsf)+ncsf)); % Code Adaptive into Base 10
        hf=sum(z.*cd);          % Hop Frequeency Layer No.(0-(Gp-1))
        Cf1=Rf1(hf+1,:).*fin2(i,:);    % Cross Rx FSK Signal'1' with Basis Function
        Cf0=Rf0(hf+1,:).*fin2(i,:);    % Cross Rx FSK Signal'0' with Basis Function
        Cc1=Rc1(hf+1,:).*cin2(i,:);    % Cross Rx Chirp Signal'1' with Basis Function
        Cc0=Rc0(hf+1,:).*cin2(i,:);    % Cross Rx Chirp Signal'0' with Basis Function

        inf1=trapz(Cf1);    % Intigrating Cross Product
        inf0=trapz(Cf0);    % Intigrating Cross Product

```

```
inc1=trapz(Cc1); % Intigrating Cross Product
inc0=trapz(Cc0); % Intigrating Cross Product

if inf1>=inf0 % BFSK Estimation
    fout1(k,i)=1;
else
    fout1(k,i)=0;
end

if inc1>=inc0 % Chirp Estimation
    cout1(k,i)=1;
else
    cout1(k,i)=0;
end

end

end

fout(j,:)=reshape(fout1',1,ndf);
cout(j,:)=reshape(cout1',1,ndf);

end
```

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

ภาคผนวก ข.

การเผยแพร่งานวิจัย

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

1. สมยศ ธรรมชาติสุขสิน สมยศ จุณณะปิยะ พิเชฐ ม่วงนวล “การปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบสื่อสาร FH-CDMA ด้วยเทคนิคการแปรเปลี่ยนความถี่เชิงเส้นแบบหลายเส้นความถี่” วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 20 ฉบับที่ 4 เดือนธันวาคม 2546 หน้า 35-40
2. มนตรี คำเงิน สมยศ ธรรมชาติสุขสิน กอบชัย เคชหาญ สมยศ จุณณะปิยะ “วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่ห้าชนิด Elliptic ที่ใช้กำลังงานต่ำ” วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 18 ฉบับที่ 3 เดือนกันยายน 2544 หน้า 123-127

ประวัติผู้เขียน

นายสมยศ หารษาสุขสิน เกิดเมื่อวันที่ 30 มีนาคม 2520 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษา ปีการศึกษา 2541 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา ปีการศึกษา 2537 สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนปลายที่ โรงเรียนเตรียมอุดมศึกษาพัฒนาการ จังหวัดกรุงเทพมหานคร