

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบสื่อสาร MLC - FH - CDMA บนช่อง
สัญญาณจางหายแบบนากากามิ-ไรซ์

PERFORMANCE ANALYSIS OF MLC-FH-CDMA ON NAKAGAMI-RICE
FADING CHANNEL



สุรเชษฐ์ ดิษายิรัมย์
SURACHATE DISAPIROM

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 60460
วันเดือนปี 29 ส.ย. 2549

b.....11586124.....
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ ISBN 974-151-733-5 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**PERFORMANCE ANALYSIS OF MLC-FH-CDMA ON NAKAGAMI-
RICE FADING CHANNEL**



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

2005

ISBN 974-151-733-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2005

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของสถาบันฯ ซึ่งสงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบสื่อสาร MLC - FH - CDMA บนช่องสัญญาณจางหายแบบนากากามิ-ไรซ์
นักศึกษา	นายสุรเชษฐ์ ดิษยาภิรมย์
รหัสนักศึกษา	43061148
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2548
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.ถวิล พึ่งมา

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการศึกษาและวิเคราะห์สมรรถนะของการสื่อสารระบบการเข้าถึงหลายทางโดยแบ่งแยกทางรหัสแบบกระโดดความถี่ตามรหัสด้วยเทคนิคเซิร์ปหลายความถี่เชิงเส้น (MLC-FH-CDMA) เมื่อผ่านช่องสัญญาณจางหายแบบนากากามิ-ไรซ์ เพื่อทำการทดสอบว่าระบบ MLC-FH-CDMA ซึ่งถูกพัฒนาขึ้นใหม่เพื่อแก้ไขปัญหาการชนความถี่ของแต่ละผู้ใช้ (Collision Problem) นี้จะเหมาะสมเพียงใดในการนำไปใช้งานร่วมกับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในเชิงพาณิชย์ เนื่องจากสภาพแวดล้อมในการให้บริการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในปัจจุบันมักจะมีอุปสรรค ตัวขัดขวาง และวัตถุก่กั้นคลื่นวิทยุอยู่มากมาย ดังนั้นจึงหลีกเลี่ยงไม่ได้ที่จะเกิดปรากฏการณ์ที่เรียกว่า การจางหายหลายเส้นทางขึ้น ซึ่งแบบจำลองการจางหายหลายเส้นทางที่เป็นที่เชื่อถือและใช้กันอย่างแพร่หลายก็คือ การจางหายแบบนากากามิ-ไรซ์ ซึ่งมีสมมติฐานที่ยืดหยุ่นและสามารถเปลี่ยนแปลงค่าของตัวแปรเพื่อใช้ในสภาพแวดล้อมและสถานะการณ์ที่แตกต่างกันได้ โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะได้จำลองกระบวนการทำงานของระบบ MLC-FH-CDMA และ ช่องสัญญาณจางหายนากากามิ-ไรซ์ ด้วยโปรแกรม MATLAB และแสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบเมื่อผ่านและไม่ผ่านช่องสัญญาณจางหายนากากามิ-ไรซ์ในรูปของอัตราการเกิดความผิดพลาดของบิตข้อมูล(Bit Error Rate: BER) นอกจากนั้นยังมีการศึกษาถึงผลกระทบบนช่องสัญญาณการจางหายของตัวแปรต่างๆของระบบเช่น จำนวนผู้ใช้งาน ค่าผลคูณของเวลากับความกว้างช่องสัญญาณ เป็นต้น

Thesis Title	Performance Analysis of MLC-FH-CDMA on Nakagami-Rice fading channel
Student	Mr. Surachate Disapirom
Student ID.	43061148
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2005
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr. Tawil Paungma

ABSTRACT

This thesis proposes a study and performance analysis of Multi Linear Chirp Frequency Hopping Code Division Multiple Access (MLC-FH-CDMA) on Nakagami-Rice fading channel. This study will determine the effect of multipath fading channel, which is the phenomenon occurred in the most commercial wireless communication environment, on the MLC-FH-CDMA, which is the improved method for solving the collision problem in the traditional FH-CDMA. In this thesis, Nakagami-Rice fading channel model, which is a well-known fading channel model, is used for a fading channel of this new method, because this model is flexible, by changing the value of one parameter. This model can represent the other models, which suitable for different conditions and different environment. In this thesis, the simulation of MLC-FH-CDMA system and Nakagami fading channel are performed by MATLAB and the performance of the system with and without the fading channels are compared in form of Bit Error Rate (BER). Moreover, the study of other system parameters (i.e. number of user, Time-Bandwidth product) on the fading channel will be presented too.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาในการแก้ปัญหาต่างๆ เกี่ยวกับงานวิจัยจาก รศ.ดร.ถวิล พึ่งมา ซึ่งเป็นผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณดร.พิเชษฐ ม่วงนวล ที่ช่วยให้คำปรึกษา คำแนะนำและให้ข้อมูลต่างๆ ในบางจุดที่ผู้วิจัยติดปัญหา และเป็นผู้มีส่วนช่วยเป็นอย่างมากทำให้ผู้วิจัยผ่านพ้นปัญหานั้นไปได้

ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ บิดา-มารดา ของข้าพเจ้า ที่ให้โอกาสและให้กำลังใจแก่ข้าพเจ้ามาโดยตลอด และขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ในห้อง T201ทุกคนที่เป็นกำลังใจให้ด้วยดีเสมอมา

ประโยชน์อันใดที่เกิดจากงานวิจัยนี้ย่อมเป็นผลมาจากความกรุณาของท่านดังกล่าวข้างต้น ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งเป็นอย่างยิ่ง จึงใคร่ขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

สุรเชษฐ์ ดิยาภิรมย์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	2
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ.....	4
2.1 หลักการของระบบ FH-CDMA และ เทคนิคซีร็พเชิงเส้น.....	4
2.1.1 การสื่อสารสเปกตรัมและคุณสมบัติ.....	4
2.1.2 การสื่อสารระบบฟรีควมซีร็พเชิงสเปกตรัม.....	8
2.1.2.1 ฟรีควมซีร็พเชิงสเปกตรัมแบบช้าร่วมนัย.....	8
2.1.2.2 ฟรีควมซีร็พเชิงสเปกตรัมแบบช้าไม่ร่วมนัย.....	10
2.1.2.3 ฟรีควมซีร็พเชิงสเปกตรัมแบบเร็วไม่ร่วมนัย.....	12
2.1.2.4 คุณสมบัติของระบบ FH-CDMA.....	13
2.1.3 รหัส PN (Pseudorandom Noise Sequence).....	14
2.1.3.1 รหัส m-sequence.....	14
2.1.3.2 รหัส Gold Sequence.....	16
2.1.4 การมอดูเลตแบบซีร็พหลายความถี่เชิงเส้น.....	19
2.1.4.1 เทคนิคซีร็พเชิงเส้น.....	19
2.1.4.2 เทคนิคซีร็พหลายความถี่เชิงเส้น(MLC).....	22
2.2 หลักการทำงานของระบบ MLC-FH-CDMA.....	29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการวิจัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้หรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.3 ทฤษฎีการจางหายบนช่องสัญญาณ.....	34
2.3.1 ช่องสัญญาณรบกวนขาว (AWGN).....	34
2.3.2 ปราบกฎการคอปเปลอร์ซีฟต์.....	34
2.3.3 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบ Rayleigh.....	36
2.3.4 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบ Rician.....	39
2.3.5 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบ Nakagami.....	40
2.3.6 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบ Nakagami-Rice	40
2.3.7 ผลกระทบของดีเลย์สเปรด.....	42
บทที่ 3 การออกแบบและพัฒนาโปรแกรมจำลองการทำงานของระบบ.....	48
3.1 การออกแบบและพัฒนาโปรแกรมจำลองการทำงานของระบบ MLC-FH-CDMA.....	48
3.2 การออกแบบและพัฒนาโปรแกรมจำลองการทำงานของช่องสัญญาณ การจางหายแบบนากามิ-ไรซ์.....	50
3.3 การออกแบบและพัฒนาโปรแกรมสำหรับทดสอบสมรรถนะของระบบ.....	52
บทที่ 4 ผลการจำลองแบบการทำงานของระบบ.....	54
4.1 สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการจางหาย แบบนากามิ-ไรซ์.....	54
4.1.1 ผลของการเพิ่มค่าผลคูณเวลา-ความถี่ (Time-Bandwidth Product).....	54
4.1.2 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ	55
4.1.3 ผลของการปรับค่าอัตราขยายการประมวลผล.....	56
4.1.4 ผลของการปรับค่าตัวแปรไรเซชัน.....	57
4.2 ผลของตัวแปรที่มีผลต่อสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่อง สัญญาณการจางหายแบบนากามิ-ไรซ์เปรียบเทียบกับแบบอื่นๆ.....	59
4.2.1 ค่าผลคูณเวลา-ความถี่ (Time-Bandwidth Product).....	60
4.2.2 จำนวนผู้ใช้งานในระบบ	61
4.2.3 ค่าอัตราขยายการประมวลผล.....	61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.2.4 เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA.....	62
บทที่ 5 สรุปผลการวิเคราะห์.....	64
เอกสารอ้างอิง.....	66
ภาคผนวก.....	67
ก. โปรแกรม.....	68
ข. การเผยแพร่งานวิจัย.....	96
ประวัติผู้เขียน.....	102



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 หลักการของการการสื่อสารแบบสเปกตรัม.....6	
(ก) แสดงการสร้างสัญญาณสเปกตรัมของผู้ใช้ 2 คนจากสัญญาณข้อมูลเดิมที่เป็นสัญญาณแบนด์แคบ	
(ข) แสดงการส่งสัญญาณสเปกตรัมของผู้ใช้ทั้ง 2 คนในเวลาเดียวกัน	
(ค) แสดงการดีสเปรด (Despread) ที่ภาครับ โดยมีเพียงสัญญาณของผู้ใช้คนที่ 1 เท่านั้นที่กลับคืนมา	
2.2 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของการสื่อสารแบบสเปกตรัม.....7	
2.3 (ก) ภาคส่งของระบบฟรีควีนซีฮอปปีงสเปกตรัม.....9	
(ข) ภาครับของระบบฟรีควีนซีฮอปปีงสเปกตรัม	
2.4 แสดงความสัมพันธ์ทางเวลา-ความถี่ของระบบฟรีควีนซีฮอปปีงสเปกตรัมแบบซ้ำ....11	
(ก) สัญญาณส่ง	
(ข) สัญญาณดีสเปรดที่ภาครับ	
2.5 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรรหัส m-sequence14	
2.6 ค่าอัตราสัมพันธ์ของรหัสเอ็ม-ซีควีนที่มีการเลื่อนไปของชิปที่ค่าต่างๆ.....16	
2.7 ค่าอัตราสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสเอ็ม-ซีควีน 2 ชุด.....17	
2.8 โครงสร้างทั่วไปของวงจรรหัสเอ็ม-ซีควีน.....18	
2.9 แสดงสัญญาณชีพเข็งเส้น (Linear chirp)20	
(ก) แกนเวลา-ความถี่	
(ข) แกนเวลา-แอมพลิจูด	
2.10 แสดงสัญญาณชีพหลายความถี่เชิงเส้น(MLC) ในแกนเวลา-ความถี่กรณี 7 ผู้ใช้.....25	
2.11 แสดงสัญญาณชีพหลายความถี่เชิงเส้น(MLC) ในแกนเวลา-แอมพลิจูดของทั้ง 729	
ผู้ใช้ ตามแกนเวลาความถี่ในรูปที่3.2โดยที่ $T_c=50$ แซมเปิล	
2.12 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ MLC-FH-CDMA32	
(ก) ภาคส่ง (Transmitter)	
(ข) ภาครับ (Receiver)	
(ค) วงจรเทคนิคชีพหลายความถี่เชิงเส้นดีมอดูเลเตอร์ โดยที่ m คือลำดับของผู้ใช้	
2.13 แสดงสัญญาณของระบบ MLC-FH-CDMA ในแกนความถี่และเวลา.....33	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.14 คุณสมบัติของช่องสัญญาณรบกวนขาว.....	34
2.15 ปราบฏการณ์คอปเปิลอร์ซีฟต์ที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ภาครับ.....	35
2.16 แบบจำลองสมมติฐานของการเกิดช่องสัญญาณการจายหลายเส้นทาง.....	37
2.17 ตัวอย่างแสดงการส่งผ่านสัญญาณอิมพัลส์ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาท.....	45
2.18 ตัวอย่างฟังก์ชันผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมัลติพาท.....	46
3.1 แผนผังแสดงการทำงานของโปรแกรมสำหรับการสเปคตสเปกตรัม(ก) และ คีสเปคตสเปกตรัม (ข)	49
3.2 แผนผังแสดงการทำงานของโปรแกรมสำหรับการมอดดูเลต(ก) และ..... คีมอดดูเลต (ข)	50
3.3 แผนผังแสดงการทำงานของโปรแกรมจำลองการทำงานของช่องสัญญาณการจาย หลายแบบนากากามิ-ไรซ์.....	52
3.4 แผนผังแสดงการทำงานของโปรแกรมทดสอบสมรรถนะของระบบ.....	53
4.1 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน..... ของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการจายหลายแบบนากากามิ-ไรซ์ กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 1, 3, 5 7 และ 9 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่า กับ 5 ผู้ใช้	55
4.2 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน..... ของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการจายหลายแบบนากากามิ-ไรซ์ กรณีมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 3, 7, 11, 15, และ 19 ผู้ใช้ เมื่อมีค่าผลคูณเวลา- ความถี่ เท่ากับ 5	56
4.3 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน..... ของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการจายหลายแบบนากากามิ-ไรซ์ กรณีมีค่าอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 2, 8, และ 32 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ใน ระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้ และมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5	57
4.4 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน..... ของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการจายหลายแบบนากากามิ-ไรซ์ กรณีมีค่าตัวแปรไรเซชันเท่ากับ 0, 1.6836, 2.8748 และ ∞ เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ใน ระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้ และมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.5 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน.....59 ของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์ กรณีมีค่าตัวแปรไรเซชันเท่ากับ 1.3510, 1.6836, 2.4025 และ 2.8748เมื่อมีจำนวน ผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้ และมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5	
4.6 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน.....60 ของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์และ เรย์ลี กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3 และ 9 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้	
4.7 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน.....61 ของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์และ เรย์ลีกรณีมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 7, และ 19 ผู้ใช้ เมื่อมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่ เท่ากับ 5	
4.8 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน.....62 ของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์ และ เรย์ลี กรณีมีค่าอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 8 และ 32 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ ในระบบ เท่ากับ 5 ผู้ใช้ และมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5	
4.9 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน.....63 ของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA บนช่อง สัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์ กรณีมีค่าตัวแปรไรเซชันเท่ากับ 1.6836 และ 4.2724	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ระบบสื่อสารไร้สายในปัจจุบันมีสภาพแวดล้อมในการให้บริการที่มักจะมีอุปสรรค ตัวขัดขวาง และวัตถุประสงค์อื่นที่สร้างโดยมนุษย์และธรรมชาติ อยู่มากมาย (เช่น อาคาร สิ่งปลูกสร้างต่างๆ ยานพาหนะบนท้องถนน ฯลฯ) ดังนั้นจึงหลีกเลี่ยงไม่ได้ที่จะเกิดปรากฏการณ์ที่เรียกว่า การจางหายหลายเส้นทางขึ้น(Multipath Fading)[1] ดังนั้นเพื่อให้ระบบการเข้าถึงหลายทาง โดยแบ่งแยกทางรหัสแบบกระโดดความถี่ตามรหัสด้วยเทคนิคเซิร์ปหลายความถี่เชิงเส้น (Multi Linear Chirp Frequency Hopping CDMA: MLC-FH-CDMA)[2] ซึ่งเป็นระบบสื่อสารไร้สายแบบใหม่ที่พัฒนามาจากระบบ FH-CDMA เดิมเพื่อแก้ไขปัญหาคollision ของแต่ละผู้ใช้(Collision Problem) และเพิ่มสมรรถนะของระบบเดิม จึงจำเป็นที่ระบบใหม่นี้ต้องมีการศึกษาและวิเคราะห์ถึงผลกระทบของระบบเมื่อทำงานบนช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทาง (Multipath Fading Channel)ด้วย

การจางหายหลายเส้นทางนั้น ได้มีผู้ให้สมมติฐานและสร้างแบบจำลองไว้หลายแบบเช่น แบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายของเรย์ลี(Rayleigh) แบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายของนากากามิ(Nakagami) แบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายของไรเซียน(Rician) และ แบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบนากากามิ-ไรซ์(Nakagami-ric) เป็นต้น แต่แบบจำลองที่ได้รับความนิยมและเชื่อถือมากที่สุดได้แก่ แบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายของนากากามิ เนื่องจากสามารถเป็นตัวแทนแบบจำลองอื่นๆ ได้เพียงแค่ปรับค่าตัวแปรตัวหนึ่งในแบบจำลอง ต่อมาได้มีการปรับปรุงแบบจำลองนี้โดยมีการสร้างตัวแปรใหม่ที่ชื่อว่า Rician Factor ซึ่งสามารถใช้งานได้ง่ายขึ้น และยังสามารถปรับค่าเพื่อให้เป็นตัวแทนแบบจำลองอื่นๆ ได้เหมือนเดิม โดยแบบจำลองนี้มีชื่อว่า แบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบนากากามิ-ไรซ์ ดังนั้นเพื่อให้การศึกษาและวิเคราะห์ผลกระทบของระบบ MLC-FH-CDMA เมื่อทำงานบนช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทางเป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพ จึงควรนำแบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบนากากามิ-ไรซ์มาใช้ทดสอบ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะมุ่งเน้นวิจัยเกี่ยวกับผลกระทบที่มีต่อสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการจางหายแบบนากากามิ-ไรซ์ รวมทั้งผลกระทบที่มีต่อสมรรถนะของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบเมื่อมีการเปลี่ยนค่าตัวแปรต่างๆเช่น จำนวนผู้ใช้งาน ค่าผลคูณของเวลากับความกว้างช่องสัญญาณ เป็นต้น เมื่อระบบทำงานบนช่องสัญญาณการจางหายแบบนากากามิ-ไรซ์

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ระบบ MLC-FH-CDMA เป็นระบบที่พัฒนาขึ้นมาใหม่เพื่อแก้ไขปัญหาการชนความถี่ของแต่ละผู้ใช้และยังปรับปรุงสมรรถนะของระบบ FH-CDMA เดิมให้ดีขึ้นด้วย แต่การนำระบบที่พัฒนาขึ้นมาใหม่นี้ไปใช้งานในสภาพแวดล้อมการให้บริการในปัจจุบันควรมีการทดสอบเบื้องต้นถึงผลกระทบเมื่อระบบทำงานบนช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทาง ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นในสภาพแวดล้อมการให้บริการในปัจจุบัน โดยการทดสอบนั้นควรจะทำด้วยวิธีการที่สะดวกประหยัด แต่ยังคงไว้ซึ่งประสิทธิภาพและความน่าเชื่อถือของผลการทดสอบที่ได้รับ นอกจากนี้แบบจำลองของสภาพแวดล้อมหรือก็คือแบบจำลองของช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทางที่จะนำมาใช้ก็ควรได้รับความเชื่อถือ ใช้งานง่าย และมีความยืดหยุ่นสามารถปรับให้เป็นตัวแทนของสภาพแวดล้อมจริงได้หลายๆลักษณะ ดังนั้นการศึกษาและวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนแบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทางที่เหมาะสม จะทำให้การนำระบบนี้ไปประยุกต์ใช้งานในสภาพแวดล้อมการให้บริการในปัจจุบันเป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพยิ่งขึ้น

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

แบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบนากากามิ-ไรซ์ เป็นแบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทางแบบหนึ่ง ที่มีสมมติฐานและสมการทางคณิตศาสตร์ที่ได้รับการยอมรับและครอบคลุมไปถึงรูปแบบของช่องสัญญาณการจางหายแบบอื่นๆได้อีกด้วย เพราะฉะนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้นำแบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบนากากามิ-ไรซ์ เข้ามาใช้ทดสอบ ระบบ MLC-FH-CDMA โดยจะทำการสร้างโปรแกรมจำลองการทำงานของทั้งระบบ MLC-FH-CDMA และแบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบนากากามิ-ไรซ์ ด้วยโปรแกรม MATLAB และแสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบเมื่อผ่านและไม่ผ่านช่องสัญญาณจางหายนากากามิ-ไรซ์ในรูปของอัตราการเกิดความผิดพลาดของบิตข้อมูล(Bit Error Rate: BER) ซึ่งจะช่วยให้ทราบจุดอ่อนจุดแข็งของระบบ ก่อนจะนำไปปรับปรุงใช้ในสภาพแวดล้อมการให้บริการที่ต้องการต่อไป

1.5 ขอบเขตการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีขอบเขตการวิจัยดังต่อไปนี้

- ทำการพัฒนาโปรแกรมจำลองการทำงานของระบบฟรีควอนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอแบบเชิร์ปหลายความถี่เชิงเส้น เพื่อใช้ทดสอบสมรรถนะของระบบที่สภาวะเงื่อนไขต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ทำการศึกษาและออกแบบ โปรแกรมจำลองการทำงานของช่องสัญญาณการจางหายแบบนาทากามิไรซ์เพื่อใช้ทดสอบสมรรถนะในรูปของค่าอัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูลของระบบฟรีคววนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอแบบเซิร์ปหลายความถี่เชิงเส้น
- สรุปผลการศึกษาสมรรถนะของระบบบนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาทากามิ-ไรซ์ ในเงื่อนไขต่างๆ

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีขั้นตอนการศึกษาดังต่อไปนี้

- เริ่มจากการศึกษาหลักการการทำงานของระบบฟรีคววนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอแบบเซิร์ปหลายความถี่เชิงเส้น
- ทำการออกแบบระบบฟรีคววนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบเซิร์ปหลายความถี่เชิงเส้น
- ทำการศึกษาทำงานของช่องสัญญาณการจางหายแบบนาทากามิ-ไรซ์
- ทำการออกแบบ โปรแกรมจำลองการทำงานของช่องสัญญาณการจางหายแบบนาทากามิไรซ์เพื่อใช้ทดสอบสมรรถนะของระบบด้วยโปรแกรม MATLAB
- สรุปและวิเคราะห์ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของระบบ

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

บทนี้ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึง ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานที่เกี่ยวข้องในงานวิจัย ซึ่งเนื้อหาประกอบด้วยหลักการและทฤษฎีหลัก 3 ส่วนคือ หลักการของระบบ FH-CDMA (Frequency Hopping Code Division Multiple Access) และเทคนิค chirp เริงเส้น หลักการการทำงานของระบบ MLC-FH-CDMA (Multi Linear Chirp Frequency Hopping Code Division Multiple Access) และทฤษฎีของช่องสัญญาณการจายหลายทิศทางแบบต่างๆ โดยเนื้อหาทั้งหมดนี้เป็นสิ่งสำคัญสำหรับการศึกษา และวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสารในสภาพแวดล้อมการใช้งานในปัจจุบัน

2.1 หลักการของระบบ FH-CDMA และ เทคนิค chirp เริงเส้น

2.1.1 การสื่อสารสเปกตรัมแปรผันและคุณสมบัติ

การสื่อสารสเปกตรัมแปรผันถือเป็นหลักการพื้นฐานของระบบ CDMA โดยการสื่อสารสเปกตรัมแปรผัน จะทำการเข้ารหัสสัญญาณข่าวสารด้วยสัญญาณรหัสที่มีความเป็นอิสระไม่ขึ้นกับสัญญาณข้อมูลและมีความกว้างของสเปกตรัมมากกว่าสัญญาณข้อมูลมากการทำเช่นนี้จะเป็นผลทำให้กำลังของสัญญาณข้อมูลมีการแผ่กว้างออกไปตลอดช่วงของแบนด์วิธของสัญญาณสเปกตรัมแปรผันนั้น เป็นผลทำให้สัญญาณสเปกตรัมแปรผัน มีความหนาแน่น (Density) ของกำลังงานลดลง อัตราส่วนของแบนด์วิธของสัญญาณสเปกตรัมแปรผัน ต่อแบนด์วิธของสัญญาณข้อมูลจะถูกเรียกว่า อัตราขยายการประมวลผล (Processing Gain : G_p) ของระบบสเปกตรัมแปรผัน

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

โดยที่ W คือ แบนด์วิธของการส่งสัญญาณ
 B_i คือ แบนด์วิธของสัญญาณข้อมูล

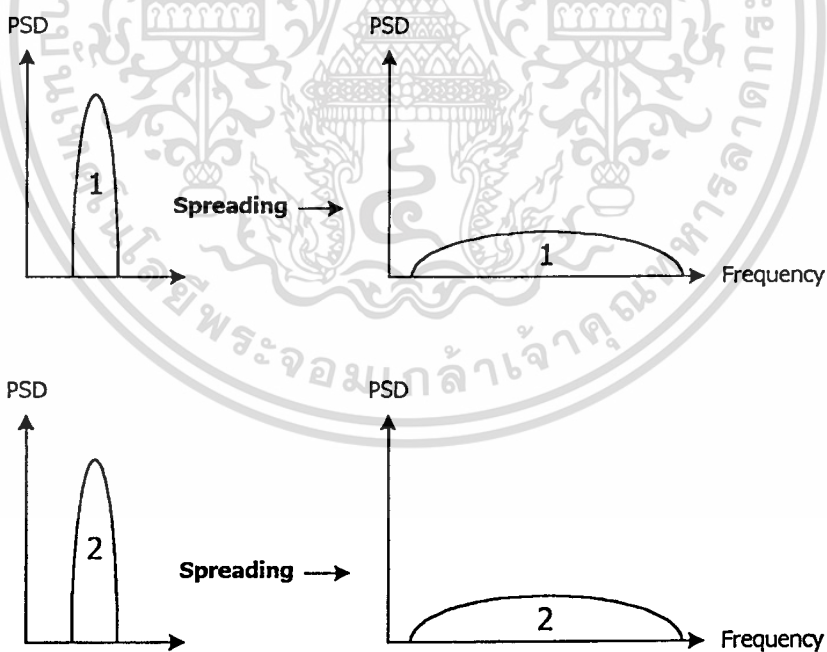
เครื่องรับจะทำอัตสหสัมพันธ์ (Auto-Correlation) สัญญาณที่รับได้ด้วยสัญญาณรหัสที่เหมือนกับทางด้านส่ง ซึ่งถูกสร้างขึ้นอย่างเข้าจังหวะกับรหัสของสัญญาณที่รับได้ เพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมา แสดงว่าเครื่องรับจะต้องรู้สัญญาณรหัสที่ถูกใช้ในด้านส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

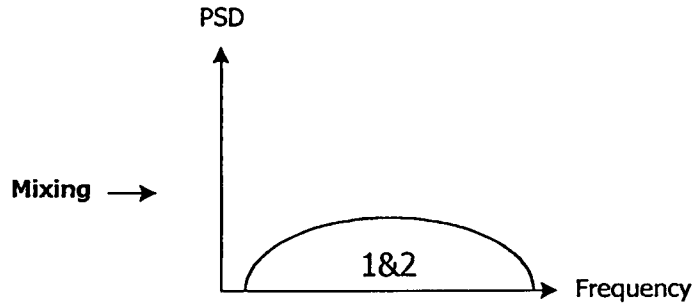
เนื่องจากการเข้ารหัสทำให้แบนด์วิธของสัญญาณข้อมูลมีขนาดใหญ่ขึ้นมาก ดังนั้นสเปกตรัม จึงมีคุณสมบัติหลายประการที่แตกต่างจากคุณสมบัติของสัญญาณแบนด์แคบ (Narrowband) คุณสมบัติที่สำคัญของการใช้เทคนิคสเปกตรัม มีดังนี้

1) ความสามารถสูงในการมัลติเพล็กซ์ (Multiple Access Capability)

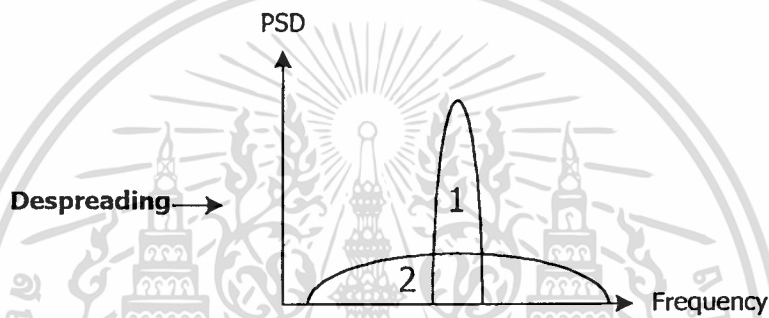
ถ้ามีผู้ใช้หลายคนทำการส่งสัญญาณสเปกตรัม ในเวลาเดียวกัน เครื่องรับยังคงสามารถแยกความแตกต่างระหว่างผู้ใช้แต่ละคนได้ โดยการให้ผู้ใช้แต่ละคนใช้รหัส ซึ่งมีค่าสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-Correlation) ที่ต่ำระดับหนึ่ง ระหว่างรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการกับรหัสของผู้ใช้อื่นๆ ดังนั้นเมื่อทำอัตสหสัมพันธ์ (Auto-correlation) สัญญาณที่รับได้ด้วยรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการ ก็จะเป็นการตีสเปก (Despread) สัญญาณของผู้ใช้คนดังกล่าวกลับคืนมา ในขณะที่สัญญาณสเปกตรัม ของจากผู้ใช้อื่นๆ จะยังคงมีลักษณะเหมือนเดิม ด้วยเหตุนี้ภายในแบนด์วิธของสัญญาณ ข้อมูลจะมีกำลังของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการมากกว่ากำลังของสัญญาณแทรกสอด (Interfering power) จากผู้ใช้อื่นๆ ดังนั้นจึงสามารถทำการตรวจจับสัญญาณที่ต้องการออกมาได้ แสดงดังรูปที่ 2.1



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.1 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 ทำให้สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับมาจากเส้นทางต่างกัน สัญญาณจากเส้นทางต่าง ๆ นั้นเป็นสัญญาณที่ถูกส่งออกมาจากเครื่องส่งเหมือนกัน แต่จะมีความแตกต่างกันทางแอมพลิจูดและเฟส การรวมสัญญาณเหล่านี้เข้าด้วยกันที่เครื่องรับนั้นจะ

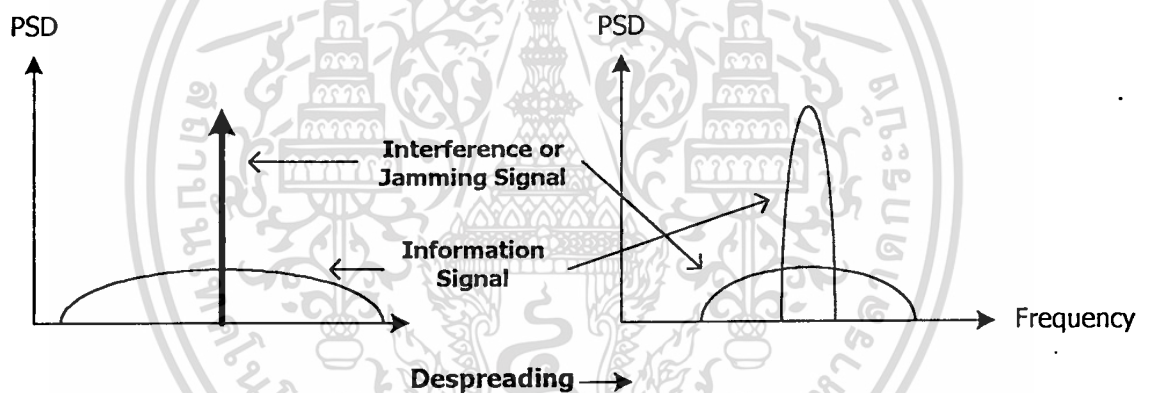
เป็นการรวมแบบเสริมกันที่บางความถี่และหักล้างกันที่ความถี่อื่นๆ ซึ่งการทำสเปกตรัมสามารถแก้ปัญหาเกี่ยวกับสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทางนี้ได้

3) ความเป็นส่วนตัว (Privacy)

สัญญาณที่ถูกส่งออกไปสามารถจะถูกตีสเปก และได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมาเมื่อเครื่องรับรู้รหัสเดียวกันเท่านั้น จึงทำให้มีความเป็นส่วนตัวของแต่ละผู้ใช้สูง

4) การกำจัดสัญญาณแทรกสอด (Interference rejection)

การทำสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-Correlation) ของสัญญาณรหัสด้วยสัญญาณแบนด์แคบ (Interference Signal) จะทำให้แถบความถี่ของสัญญาณนั้นแผ่ออก นั่นคือจะทำให้สัญญาณแทรกสอดที่อยู่ในแถบความถี่ของสัญญาณข้อมูล มีกำลังงานลดลง แสดงดังรูปที่ 2.2 สัญญาณสเปกตรัม ซึ่งถูกรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดแบนด์แคบ จะถูกตีสเปกที่เครื่องรับ ส่งผลให้ความถี่ของสัญญาณแทรกสอดนั้นแผ่กว้างขึ้น ทำให้สัญญาณแทรกสอดดังกล่าวปรากฏเป็นสัญญาณรบกวนพื้นหลัง (Background Noise) เมื่อเทียบกับสัญญาณข้อมูล



รูปที่ 2.2 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของการสื่อสารแบบสเปกตรัม

5) ความสามารถในการป้องกันการแทรกแซงจากผู้อื่น (Anti Jamming Capability)

โดยเฉพาะอย่างยิ่งการแทรกแซงแบนด์แคบ (Narrowband Jamming) คุณสมบัตินี้คล้ายกับการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพียงสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นในกรณีนี้เป็นไปโดยเจตนาให้เกิดแก่ระบบ จากคุณสมบัติข้อนี้และข้อถัดไปทำให้การทำสเปกตรัม เป็นที่น่าสนใจสำหรับการประยุกต์ใช้งานทางทหาร

6) ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ (Low Probability of Intercept)

เนื่องจากสัญญาณสเปกตรัม มีความหนาแน่นของกำลังงานที่ต่ำจึงทำให้เป็นการยากที่จะถูกตรวจจับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 การสื่อสารระบบพรีแควนซีฮอปปีงสเปกตรัม

วิธีที่สองสำหรับการทำสเปกตรัมกับสัญญาณข้อมูลคือการเปลี่ยนความถี่ในแต่ละคาบเวลา โดยในทุกความถี่ที่เปลี่ยนจะเป็นความถี่ที่ถูกเลือกออกมาจากช่วงความถี่ 2^K เท่าของย่านความถี่สัญญาณข้อมูลที่ถูกลมอดแล้ว

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

2.1.2.1 พรีแควนซีฮอปปีงสเปกตรัมแบบเข้าร่วมนัย

ถึงแม้ว่าโดยส่วนมากของการทำพรีแควนซีฮอปปีงสเปกตรัมจะเป็นแบบร่วมนัยแต่ตามทฤษฎีแล้วสเปกตรัมแบบร่วมนัยก็ยังเป็นระบบต้นแบบที่น่าสนใจสำหรับการศึกษาดังตัวอย่างในรูปที่ 2.3 สิ่งที่ออกมาจากตัวสังเคราะห์ความถี่คือ ลำดับของความถี่สัญญาณที่ใช้ในคาบเวลา T_c ดังนั้นจะเขียนความสัมพันธ์ของ $h_T(t)$ ได้ดังนี้[3]

$$h_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} 2p(t - nT_c) \cos(\omega_n t + \varphi_n) \quad (2.2)$$

โดย

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

ω_n คือ ความถี่เชิงมุม

φ_n คือเฟส

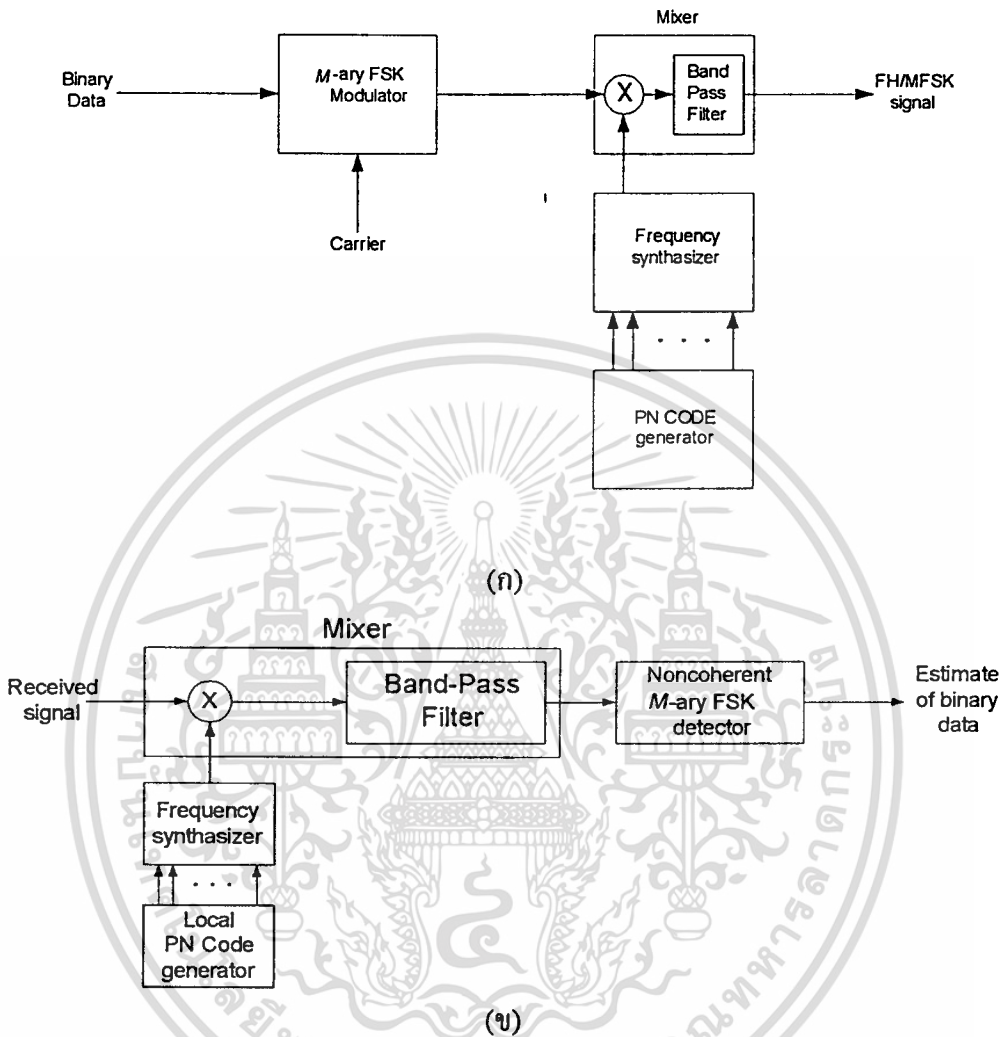
$h_T(t)$ คือสัญญาณพาห้กระโดด (Hop - carrier)

ความถี่เชิงมุม ω_n ได้มาจากช่วงความถี่ $2K$ เท่าของย่านความถี่สัญญาณข้อมูลจะใช้ PN Code 1 บิตต่อ 1 ช่วงเวลาที่สัญญาณเปลี่ยน แต่พรีแควนซีฮอปปีงสเปกตรัม จะใช้ PN Code K บิตต่อ 1 ช่วงเวลาที่สัญญาณเปลี่ยน สัญญาณที่ถูกส่งคือ สัญญาณข้อมูลที่ผ่านมาตัวอพัคอนเวอร์เตอร์ แล้วเป็นสัญญาณที่มีความถี่ใหม่ $(\omega_o + \omega_n)$ ทุกๆ ช่วง พรีแควนซีฮอปปีงซิฟ

$$S_T(t) = \left[S_d(t) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} 2p(t - nT_c) \cos(\omega_n t + \varphi_n) \right] \quad (2.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ $S_T(t) =$ สัญญาณส่ง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_d(t) = \text{สัญญาณมอดูเลตข้อมูล}$$



รูปที่ 2.3 (ก) ภาคส่งของระบบฟรีควีนซีฮอปปีงสเปกตรัม

(ข) ภาครับของระบบฟรีควีนซีฮอปปีงสเปกตรัม

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 แต่โดยส่วนมากจะเป็น

สัญญาณรายคาบ ซึ่งถ้าสัญญาณนั้นมีคาบเวลาที่ยาวพอก็จะมีการผิดพลาดของข้อมูลน้อยลง

ด้านการคำนวณค่าสเปกตรัมเชิงกำลังของสัญญาณรับก็ทำได้โดยวิธีคอนโวลูชันทางความถี่ระหว่างสัญญาณรับกับสัญญาณพาห้กระโดด

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

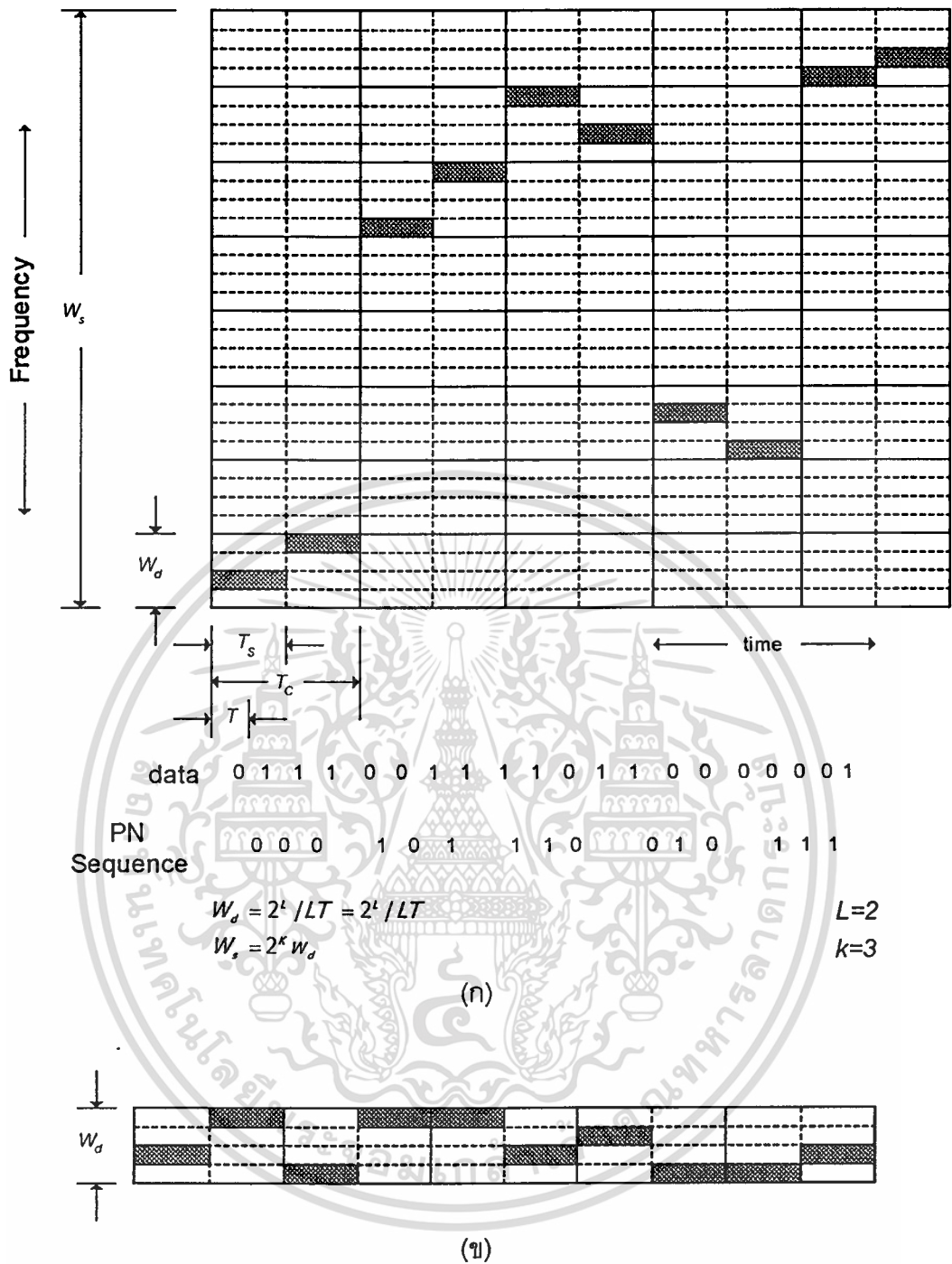
2.1.2.2 ฟรีคววนซีฮอปปีงสเปรตสเปคตรัมแบบซ้ำไม่ร่วมนัย

ในทางปฏิบัตินั้น เป็นการยากที่จะทำให้ภาคส่งเคราะห์ความถี่แบบร่วมนัยสามารถทำการโคดแทรกคิงได้ดี โคนส่วนมากระบบฟรีคววนซีฮอปปีงสเปรตสเปคตรัมจะใช้การมอดูเลตแบบไม่ร่วมนัยหรือไม่ก็ความแตกต่างแบบร่วมนัยซึ่งการทำงานของระบบจะไม่เปลี่ยนไปจาก รูปที่ 2.4 อย่างไรก็ตามการกู่เฟสของคลื่นพาห์ในขั้นตอนการคิมมอดูเลตที่ภาครับนั้นสามารถทำได้อย่างถูกต้องโดยไม่ยาก

เทคนิคการมอดูเลตที่ใช้ในระบบฟรีคววนซีฮอปปีงสเปรตสเปคตรัม คือ เอ็ม-อารีย์ฟรีคววนซีซีฟคีย์อิง (M-ary Frequency shift keying) ยกตัวอย่างเช่นส่วนของการมอดูเลตจะปล่อดสัญญาณ 1 ความถี่ที่อยู่ในช่วง 2^L ความถี่ในโดยทุกๆ คาบเวลา LT วินาที โดย T คือ คาบเวลาของหนึ่งบิตข้อมูล, L คือ จำนวนบิตใน 1 สัญลักษณ์

โดยปกติแล้วความถี่เหล่านี้จะต้องมีช่วงห่างกันเพียงพอที่จะทำให้สัญญาณที่ส่งออกมานั้นมีคุณสมบัติตั้งฉากซึ่งหมายความว่าความถี่แต่ละชั้นของข้อมูลที่ได้จากการมอดูเลตจะต้องห่างกันอย่างน้อย $1/LT$ และสเปคตรัมของสัญญาณที่ออกมาจากการมอดูเลต จะมีช่วงกว้างประมาณ $2^L/LT$ ถัดจากนี้ในแต่ละคาบเวลา T_c สัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตจะถูกย้ายความถี่ไปสู่ความถี่ใหม่โดยส่วนของการกระโดดความถี่ เมื่อ $T_c \geq LT$ ระบบนี้จะถูกเรียกว่าการกระโดดความถี่แบบซ้ำโดยสัญญาณที่ได้จากระบบนี้จะแสดงดังรูปที่ 2 ซึ่งจะเน้นว่าความถี่ของสัญญาณที่ส่งมีการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใดแล้วเป็นไปตามเงื่อนไข $L=2$ $K=3$ โดยในแต่ละคาบเวลา $2T = (T_s)$ จะบรรจุบิตข้อมูลไว้ 2 บิตและตัวมอดูเลตจะสร้างสัญญาณ 1 ความถี่สำหรับ 2 บิตนั้นขึ้นมาโดยเลือกออกมาจากกลุ่มความถี่ 4 ค่า หลังจากนั้นความถี่นี้จะถูกแปลงไปเป็นความถี่ซึ่งถูกเลือกออกมาจากการกระโดดความถี่ 8 ค่าโดยส่วนฟรีคววนซีฮอปปีงสเปรตสเปคตรัม คือเอ็ม จากตัวอย่างที่แสดง ความถี่ใหม่นี้จะถูกเปลี่ยนทุกๆ ช่วงเวลา 2 สัญลักษณ์ หรือ 4 บิตข้อมูลของข้อมูลที่ส่ง

ในภาครับสัญญาณที่เข้ามาจะถูกแปลงความถี่ลงมาโดยใช้ฮออสซิลเลเตอร์ซึ่งสร้างสัญญาณที่มีลำดับของความถี่ดังนี้ $0, 5W_d, 6W_d, 2W_d, 7W_d, \dots$ และสัญญาณที่ได้ออกมาจะมีความถี่อยู่ในย่านความถี่ W_d ทั้งหมดดังแสดงในรูป 2.4x สัญญาณนี้สามารถนำไปคิมมอดูเลตโดยใช้วิธีของ เอ็ม-อารีย์ฟรีคววนซีซีฟคีย์อิงแบบร่วมนัย



รูปที่ 2.4 แสดงความสัมพันธ์ทางเวลา- ความถี่ของระบบพีซีเควนซีฮอปสเปคตรัมแบบซ้ำ

(ก) สัญญาณส่ง

(ข) สัญญาณดีสเปคที่ภาครับ

โดยพื้นฐานแล้วการประเมินค่าอัตราความผิดพลาดของระบบพีซีเควนซีฮอปสเปคตรัมสามารถทำได้โดยพิจารณาที่สัญญาณรบกวน (noise jammer) โดยปกติแล้วภาครับจะได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวน (jammer) ในย่านความถี่ W_d ทำให้มีค่า อัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SIR) ในย่านความถี่ W_d ไม่ต่ำกว่าค่าที่กำหนดไว้ ซึ่งจะทำให้การนำข้อมูลไปใช้

2.1.2.4 คุณสมบัติของระบบ FH-CDMA

1) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง

ในกรณีของการกระโดดแบบเร็วข้อมูลจำนวน 1 บิตจะถูกส่งในเวลาที่แตกต่างกันหลายความถี่ ถ้าแถบความถี่ส่วนใหญ่ถูกใช้งานโดยผู้ใช้เดี่ยวกำลังงานของสัญญาณที่รับได้จะมากกว่ากำลังงานของสัญญาณแทรกสอดและจะรับสัญญาณได้ถูกต้อง

ในกรณีของการกระโดดแบบช้าข้อมูลหลายบิตจะถูกส่งในเวลาที่เดียวกันต่ำพอ สัญญาณของผู้ใช้งานที่ต้องการจะรับได้อย่างไม่ถูกต้องหากเกิดมีสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้งานที่ส่งในช่วงเวลาดังกล่าว การใช้รหัสแก้ไขความผิดพลาด (Error – correcting code) จะทำให้ได้ข้อมูลที่ต้องการกลับคืนมา

2) การแทรกสอดแบบหลายวิถี

ในกรณีการกระโดดแบบเร็ว ความถี่คลื่นพาห้จะเปลี่ยนหลายครั้งในช่วง 1 บิต ดังนั้นสัญญาณจะถูกมอดูเลตและถูกส่งไปบนความถี่คลื่นพาห้หลายความถี่ ผลของการแทรกสอดหลายวิถีจะแตกต่างกันในความถี่คลื่นพาห้ที่แตกต่างกัน 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) ความน่าจะเป็นของการถูกดักจับของสัญญาณมีค่าต่ำ (LPI)

ความยากในการรับสัญญาณของระบบ FH ไม่ได้ขึ้นอยู่กับกรณีกำลังส่งที่ต่ำเหมือนในระบบ DS-CDMA แต่อาศัยความถี่ที่สัญญาณทำการส่งซึ่งต้องรู้ล่วงหน้าและช่วงเวลาในการส่งแต่ละความถี่มีค่าน้อย

จากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถสรุปถึงข้อดีและข้อเสียของ FH-CDMA ได้ดังนี้

ข้อดีของระบบ FH-CDMA

1) การชิงโครไนซ์ในระบบ FH-CDMA จะง่ายกว่าในระบบ DS-CDMA เนื่องจากในระบบ FH-CDMA ชิงโครไนซ์จะขึ้นอยู่กับช่วงเวลาในการกระโดดที่ความถี่สูงแต่ขึ้นอยู่กับเซตของการกระโดดที่มาก ซึ่งช่วงเวลาการกระโดดจะมีค่ามากกว่าช่วงเวลาของชิปของระบบ DS-CDMA ดังนั้นระบบ FH-CDMA จึงยอมให้มีความผิดพลาดของการชิงโครไนซ์ได้มากกว่า

2) เนื่องจาก FH-CDMA มีความน่าจะเป็นที่ผู้ใช้งานต่างคนจะใช้ช่วงความถี่เดียวกันมีค่าต่ำ นั่นคือถ้าผู้ใช้งานที่ไกลจากสถานีฐานส่งข้อมูลมาและที่สถานีฐานได้รับพร้อมกันสัญญาณ

ของผู้ใช้งานที่ใกล้กับสถานีฐานส่งมา แต่โอกาสที่จะเกิดในช่วงความถี่เดียวกันและในเวลาเดียวกันต่ำ นั่นคือจะลดผลของความใกล้-ไกล (near-far effect)

ข้อเสียของระบบ FH-CDMA

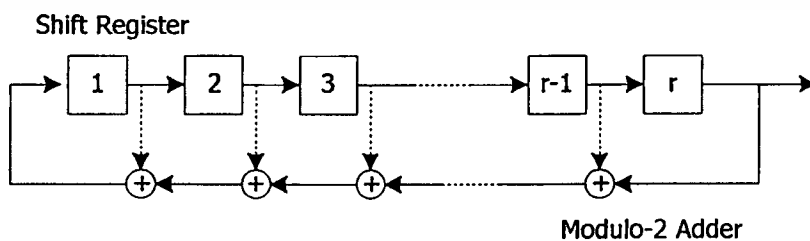
- 1) ต้องใช้การสังเคราะห์ความถี่ที่มีความซับซ้อนสูง
- 2) การใช้การคิมอดูเลตแบบโคฮีเรนซ์ทำได้ยากเนื่องจากมีปัญหาที่ต้องรักษาความถี่ของเฟสในช่วงการกระโดด

2.1.3 รหัส PN (Pseudorandom Noise Sequence)

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

2.1.3.1 รหัส m-sequence

รหัส m-sequence (maximum-length-sequence) เป็นรหัสที่สร้างขึ้นจากชิฟต์รีจิสเตอร์จำนวนหนึ่งที่มาต่อเชื่อมกันแบบอนุกรมโดยที่มีการป้อนกลับของสัญญาณจากชิฟต์รีจิสเตอร์อย่างน้อย 2 ตำแหน่งกลับไปยังที่ขาเข้าของชิฟต์รีจิสเตอร์ตัวแรก จากรูปที่ 2.5 ประกอบ จากรูปเส้นประหมายถึงในวงจรสามารถมีการป้อนกลับค่าของชิฟต์รีจิสเตอร์ ณ ตำแหน่งดังกล่าว และโดยทั่วไปจำนวนและตำแหน่งของการป้อนกลับจะมีบทบาทสำคัญในการกำหนดผลของลำดับสัญญาณ PN ที่ได้



รูปที่ 2.5 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรสร้างรหัส m-sequence

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

คุณสมบัติข้อที่ 1 รหัสหรือลำดับสัญญาณที่ได้จะมีชิปที่มีค่าเป็นหนึ่งในจำนวนมากกว่า ชิปที่มีค่าเป็นศูนย์อยู่หนึ่งชิปเสมอ เช่น ชุดรหัสที่ใช้ชิพตรีจิตเตอร์จำนวน 10 ตัว ให้ลำดับสัญญาณที่มีความยาวเท่ากับ $P = 2^{10} - 1 = 1,023$ ชิป จะประกอบด้วยชิปที่มีค่าเป็นศูนย์จำนวน 511 ชิป และชิปที่มีค่าเป็นหนึ่งในจำนวน 512 ชิป

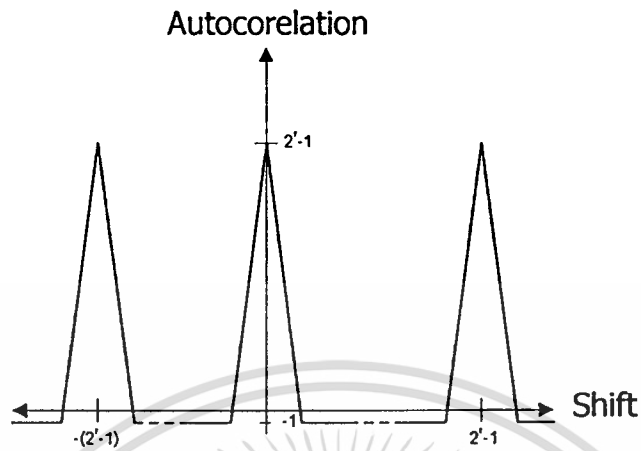
คุณสมบัติข้อที่ 2 ภายในลำดับสัญญาณแต่ละชุดจะมีช่วงของชิปที่มีค่าเป็นศูนย์หรือหนึ่งต่อเนื่องกันจำนวนหนึ่ง ส่วนที่ต่อเนื่องกันนี้จะเรียกว่า รัน (run) โดยความยาวของแต่ละรันจะมีขนาดที่แตกต่างกันไป สำหรับรหัสเอ็ม-ซีเควนจะมีคุณสมบัติของรันที่พิเศษคือ จะมีรันของศูนย์และหนึ่งขนาด p ชิปเกิดขึ้นในลำดับสัญญาณทั้งสิ้น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

คุณสมบัติข้อที่ 3 อัดสหสัมพันธ์ของชุดรหัสเอ็ม-ซีเควน จะมีค่าเท่ากับ -1 เสมอ หากมีการเลื่อนของชุดรหัสทั้งสองชุดที่เหมือนกันทุกประการให้มีขนาดห่างกันมากกว่า ± 1 ชิป แต่ถ้าหากการเลื่อนชุดรหัสทั้งสองอยู่ในช่วง 0 ± 1 ค่าของอัดสหสัมพันธ์จะแปรเปลี่ยนไปตามระยะเลื่อนไปของชุดรหัสทั้งสองอย่างเชิงเส้น โดยจะมีค่าอยู่ระหว่าง -1 ถึง $2^r - 1$ คูรูปที่ 2.x2 ประกอบหมายเหตุในการหาค่าอัดสหสัมพันธ์สามารถกระทำได้นำค่าของชิปจากลำดับสัญญาณ 2 ชุดที่ตำแหน่งเดียวกันมาคูณกันแล้วนำผลคูณที่ได้ของแต่ละตำแหน่งมาอินทิเกรตรวมกันทั้งหมด ผลที่ได้ก็คือค่าอัดสหสัมพันธ์ซึ่งในการคูณกันนั้นจะกำหนดให้ใช้ -1 แทนชิปที่มีค่าเป็นศูนย์ และ 1 แทนชิปที่มีค่าเป็นหนึ่ง ในการหาค่าอัดสหสัมพันธ์นั้นจะต้องใช้ลำดับสัญญาณ 2 ชุดเหมือนกัน แต่อาจมีการเลื่อนชิปของลำดับสัญญาณชุดหนึ่งให้ต่างจากลำดับสัญญาณของอีกชุดหนึ่งด้วยระยะทางต่าง ๆ ตามต้องการ

คุณสมบัติข้อที่ 4 เมื่อนำรหัสเอ็ม-ซีเควน ชุดหนึ่งมาบวกแบบมอดูโล 2 กับชุดเดิมที่มีการเลื่อนชิปไป จะได้ชุดรหัสชุดใหม่ที่มีคุณลักษณะเดียวกันกับรหัสชุดเดิม แต่มีการเลื่อนของชิปไปด้วยจำนวนที่แตกต่างจากรหัสเริ่มต้นทั้งสองชุด

คุณสมบัติข้อที่ 5 หากพิจารณาค่าของชิพตรีจิตเตอร์แต่ละตัว ณ จังหวะเวลาใดเวลาหนึ่ง จะพบว่าค่าหรือสถานะของชิพตรีจิตเตอร์เหล่านี้จะมีรูปแบบที่แตกต่างไปจากที่จังหวะเวลาอื่น ๆ ทั้งหมดเมื่อพิจารณาภายในช่วงเวลา 1 คาบของลำดับสัญญาณ นั่นคือรูปแบบสถานะของชิพตรี จิตเตอร์เหล่านี้จะไม่มีการเกิดซ้ำภายใน 1 คาบสัญญาณ อีกทั้งจะไม่เกิดกรณีที่สถานะของ ชิพตรี จิตเตอร์ทุกตัวมีค่าเป็นศูนย์หมด เพราะในสถานะดังกล่าววงจร ชิพตรีจิตเตอร์จะไม่สามารถสร้าง

ลำดับสัญญาณขึ้นได้ ดังนั้นในการสร้างลำดับสัญญาณนั้นจะต้องแน่ใจว่าค่าตั้งต้นของชิฟต์รีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าที่ไม่เป็นศูนย์พร้อมกันหมด



รูปที่ 2.6 ค่าอัตโนมัติสหสัมพันธ์ของรหัสเอ็ม-ซีแควนที่มีการเลื่อนไปของชิฟต์ค่าต่าง ๆ

จากรูป 2.6 แบบและลักษณะการเกิดของรันที่ได้กล่าวมาข้างต้นนั้น ได้มีการพิสูจน์และพบว่ารหัสประเภทนี้มีคุณสมบัติที่เหมือนกับสัญญาณสุ่มจริง ๆ ทั้งที่รหัสเอ็ม-ซีแควนเป็นสัญญาณที่มีลักษณะเป็นคาบก็จะมีรูปแบบที่ซ้ำเติมเมื่อครบรอบหนึ่งคาบ

คุณสมบัติอัตโนมัติสหสัมพันธ์ที่เป็นระบบของรหัสเอ็ม-ซีแควนก็มีประโยชน์อย่างมากกับระบบสื่อสาร โทรศัพท์เคลื่อนที่ CDMA เพราะลำดับสัญญาณชุดหนึ่งที่มีคาบยาวมากเพียงพอสามารถนำมาใช้ในการระบุหมายเลขประจำตัวของสถานีฐานได้เป็นจำนวนมากโดยอาศัยการเลื่อนชิฟของลำดับสัญญาณไปด้วยจำนวนที่แตกต่างกัน เช่น ในมาตรฐานระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ CDMA (IS-95) ใช้ชิฟต์รีจิสเตอร์จำนวน 15 ตัว ในการสร้างรหัสที่มีคาบความยาวเท่ากับ $2^{15} - 1 = 32,768$ ชิฟต์สถานีฐานแต่ละแห่งจะใช้วงจรสร้างรหัสแบบเดียวกันแต่จะมีการเลื่อนชิฟของลำดับสัญญาณออกไปทีละ 64 ชิฟต์ เพราะฉะนั้นรหัสที่แตกต่างกันสำหรับการใช้งานได้ทั้งหมด $32,768/64 = 512$ ชุด สำหรับใช้ระบุหมายเลขประจำตัวของสถานีฐานได้มากถึง 512 แห่ง

2.1.3.2 รหัส Gold Sequence

ในส่วนที่ผ่านมาได้กล่าวถึงรายละเอียดและคุณลักษณะของรหัสเอ็ม-ซีแควนซึ่งเป็นรหัสที่จัดว่ามีความสำคัญมากกับการประยุกต์ใช้งานในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบที่อาศัยเทคนิคการทำสเปรดสเปกตรัมเหตุผลสำคัญที่มีการเลือกใช้งานรหัสเอ็ม-ซีแควนซึ่งในทางปฏิบัติเพราะเป็นรหัสที่มีคุณสมบัติอัตโนมัติสหสัมพันธ์ที่สมบูรณ์แบบตรงตามต้องการ กล่าวคืออัตโนมัติสหสัมพันธ์ของรหัส รหัสเอ็ม-ซีแควนมีเพียง 2 ค่า คือ มีค่าสูงมาก (เท่ากับ $2^r - 1$ โดย r คือจำนวนชิฟต์รีจิสเตอร์ในวงจร) เมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไม่มีการเลื่อนลำดับชิปของรหัส และมีค่าเท่ากับ -1 สำหรับรูปแบบการเลื่อนลำดับชิปค่าอื่น ๆ ทั้งหมด

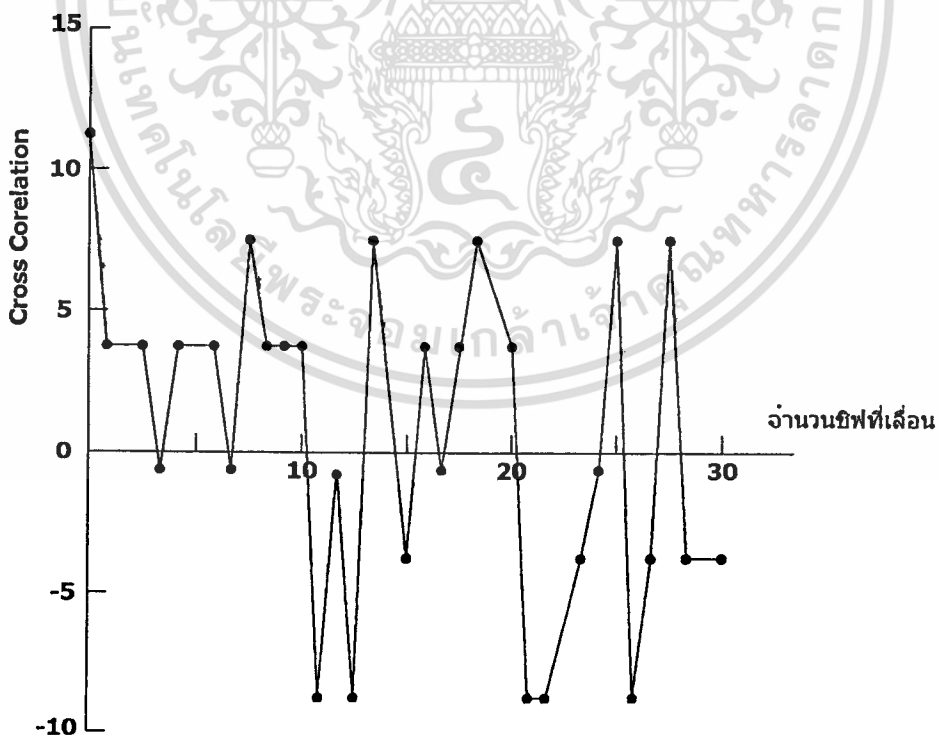
อย่างไรก็ตามถ้านำรหัสเอ็ม-ซีแควน 2 ชุดที่มีความยาวเท่ากันแต่มีค่าลำดับของชิปที่แตกต่างกันมาทดสอบเพื่อหาค่าสหสัมพันธ์ระหว่างกันกลับพบว่ามิได้มีคุณสมบัติที่เรียบง่ายเหมือนกับกรณีคุณสมบัติในเชิงอัตสหสัมพันธ์แต่อย่างใด พิจารณาตัวอย่างการหาสหสัมพันธ์ระหว่างรหัสเอ็ม-ซีแควนที่กำเนิดจากพหุนามตัวกำเนิด $x^5+x^4+x^2+x+1$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

1111101100111000011010100100010

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

1111101000100101011000011100110

ทั้งนี้ในการกำเนิดได้กำหนดค่าตั้งต้นของชิปตรีจิสเตอร์ทุกตัวเป็น 1 ทั้งหมด จากนั้นให้นำลำดับชิปทั้งสองมาหาค่าสหสัมพันธ์ข้ามสำหรับการเลื่อนชิปที่ค่าต่าง ๆ ตั้งแต่ 0-30 จะได้ผลดังแสดงในรูปที่ 2.7 จากกราฟสังเกตว่าค่าสหสัมพันธ์ระหว่างลำดับชิปทั้งสองมีค่าค่อนข้างสูงโดยเฉพาะในกรณีที่ไม่มี การเลื่อนชิประหว่างกันเลย คือมีค่าเท่ากับ 11



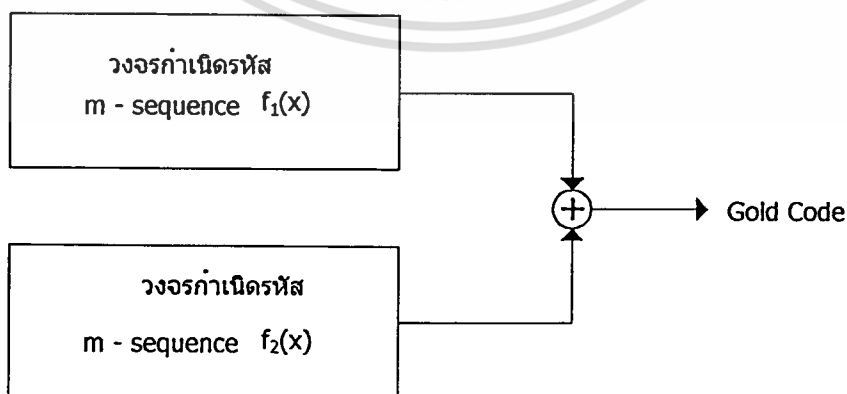
รูปที่ 2.7 ค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสเอ็ม-ซีแควน 2 ชุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยเหตุนี้หากเราจะนำรหัสเอ็ม-ซีแควนมาใช้งาน โดยจัดสรรพหุนามตัวกำเนิดที่แตกต่างไปสำหรับเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่แต่ละตัว อาจจะทำให้เกิดปัญหาขึ้นกับการเข้าจังหวะสัญญาณได้บ่อยครั้งและส่งผลให้ระบบไม่สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

การทำสเปรดสเปกตรัมในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ CDMA จึงมิได้อาศัยวิธีการดังกล่าวตามมาตรฐาน IS-95 เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ทุกตัวจะใช้วงจรถ้ากำเนิดรหัสเอ็ม-ซีแควนชุดเดียวกัน แต่จะอาศัยการเลื่อนชิปไปด้วยจำนวนที่แตกต่างกันหรือกล่าวว่ามีการใช้ค่าออฟเซตที่ต่างกัน และอาศัยคุณสมบัติออสทัมพันธ์ของรหัสเอ็ม-ซีแควนในการแยกแยะผู้ใช้แต่ละรายแทน ระบบที่อาศัยการทำงานในลักษณะนี้จะต้องมีกรรมวิธีการควบคุมค่าออฟเซตให้ถูกต้องตลอดเวลา เนื่องจากสภาพแวดล้อมและลักษณะการใช้งานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ยังจัดว่ายังไม่ซับซ้อนมากนัก เพราะในหลายองค์ประกอบของระบบเราสามารถควบคุมได้ ฉะนั้นในทางปฏิบัติเราสามารถดูแลและจัดการกับปัญหาดังกล่าวนี้ได้

อย่างไรก็ตาม การใช้งานสเปรดสเปกตรัมในระบบสื่อสารเฉพาะกิจบางอย่าง เช่น ระบบสื่อสารเคลื่อนที่ของวงการทหาร องค์ประกอบของระบบหลายส่วนขาดการควบคุม อีกทั้งความต้องการใช้งานระบบก็มีความยุ่งยากซับซ้อนมากกว่าระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่มาก ทำให้การใช้วงจรถ้ากำเนิดรหัสเอ็ม-ซีแควนเพียงชุดเดียวและอาศัยค่าออฟเซตที่ต่างกันไม่สามารถใช้กับสภาพแวดล้อมดังกล่าวได้อย่างมีประสิทธิภาพ ด้วยเหตุนี้ ความต้องการในการพัฒนารหัสชนิดใหม่ที่คุณสมบัติสหสัมพันธ์ที่ดีกว่ารหัสเอ็ม-ซีแควนจึงเป็นสิ่งจำเป็น และในราวปี ค.ศ.1967 Robert Gold ได้พัฒนารหัสชนิดใหม่ขึ้นซึ่งในภายหลังเป็นที่รู้จักกันทั่วไปในชื่อ รหัสโกลด์ (Gold code) รหัสแบบใหม่นี้สร้างขึ้นจากวงจรถ้ากำเนิดรหัสเอ็ม-ซีแควน 2 ชุดที่มีความยาวเท่ากันแต่สร้างขึ้นจากพหุนามตัวกำเนิดที่ต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.8 จากรูปจะเห็นว่าโครงสร้างของรหัสโกลด์ประกอบขึ้นจากการนำลำดับชิปของรหัสเอ็ม-ซีแควนที่กำเนิดจากพหุนามตัวกำเนิด $f_1(x)$ และ $f_2(x)$ มาบวกกันแบบมอดูโล 2 ทีละชิป และผลลัพธ์ที่ได้ก็คือ ลำดับของชิปของรหัสโกลด์ตามต้องการ



รูปที่ 2.8 โครงสร้างทั่วไปของวงจรถ้ากำเนิดรหัสเอ็ม-ซีแควน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

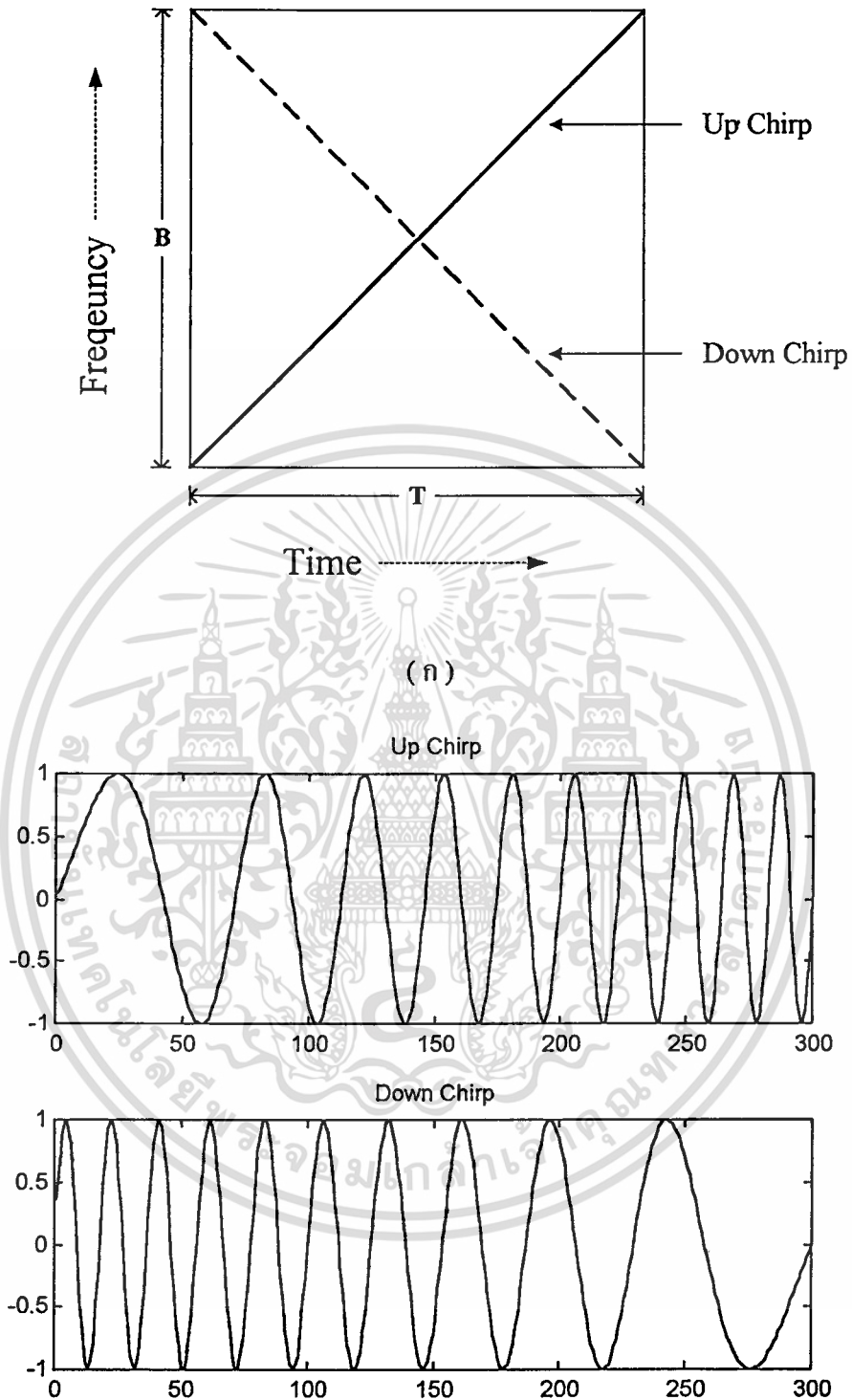
จุดที่น่าสนใจของรหัสโกลด์คือ สามารถใช้กำเนิดลำดับชิปรูปแบบต่าง ๆ ได้มากมาย หากเปรียบเทียบกับรหัสเอ็ม-ซีแควนที่ใช้ Shift Register ทั้งหมด r ตัวเท่ากัน กรณีรหัสเอ็ม-ซีแควนจะให้ลำดับชิปที่มีความยาวเท่ากับ $P = 2^r - 1$ และมีชุดรหัสเอ็ม-ซีแควนที่แตกต่างกันได้ทั้งหมดเท่ากับจำนวนพหุนามพรีมิทีฟซึ่งสามารถหาได้จากสมการ 9.9 เช่น สำหรับ $r = 9$ จะมีรหัสเอ็ม-ซีแควนได้เท่ากับ 48 ชุด ส่วนกรณีของรหัสโกลด์เมื่อใช้ ชิฟต์รีจิสเตอร์ทั้งหมด r ตัวในแต่ละบล็อก จะสามารถให้ลำดับชิปที่มีความยาวเท่ากับ $P = 2^r - 1$ เท่ากับกรณีรหัสเอ็ม-ซีแควนแต่จะมีชุดรหัสโกลด์ที่แตกต่างกันได้มากถึง $2^r + 1$ ชุด เช่น สำหรับ $r = 9$ จะมีรหัสโกลด์อยู่จำนวน 513 ชุด ซึ่งมากกว่ากรณีของรหัสเอ็ม-ซีแควนมาก นอกจากนี้ถ้านำลำดับชิปที่ได้จากรหัสโกลด์คู่ใดคู่หนึ่งมาพิจารณาในเชิงฮัตสแฮมพันซ์ข้ามพบว่า เราสามารถทราบค่าขอบเขตสูงสุดได้ ซึ่งในประเด็นนี้จะได้กล่าวถึงในลำดับต่อไป

2.1.4 การมอดูเลตแบบเชิร์ปหลายความถี่เชิงเส้น

การมอดูเลตแบบเชิร์ปหลายความถี่เชิงเส้น ถูกพัฒนาขึ้นมาจากเทคนิคการสร้างสัญญาณแบบ เชิร์ปเชิงเส้น ซึ่งเป็นพื้นฐานสำคัญ ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงต้องอธิบายถึงเทคนิคเชิร์ปเชิงเส้นก่อนที่จะนำไปสู่เทคนิคการสร้างสัญญาณแบบเชิร์ปหลายความถี่เชิงเส้น

2.1.4.1 เทคนิคเชิร์ปเชิงเส้น

ในงานด้านเรดาร์เทคนิคเชิร์ปเชิงเส้น (Linear Chirp หรือ LFM) ถูกนำไปใช้เป็นปัจจัยหลักในกระบวนการบีบอัดพัลส์สัญญาณ (Pulse Compression)[7] ซึ่งเป็นกระบวนการที่สำคัญมากในการประยุกต์ใช้ระบบเรดาร์ทางยุทธวิธี เพราะสัญญาณบีบอัดพัลส์มีลักษณะพิเศษทางแอมพลิจูดและเวลาที่ตีซึ่งสามารถเอื้ออำนวยต่อการใช้งานทางทหาร ด้วยเหตุที่กระบวนการบีบอัดพัลส์จะต้องเริ่มต้นจากการสร้างสัญญาณเชิร์ปเชิงเส้น เป็นหลัก เพราะฉะนั้นเทคนิค เชิร์ปเชิงเส้น จึงเป็นเทคนิคที่สำคัญและมีประโยชน์มาก จึงมีการนำเทคนิคเชิร์ปเชิงเส้นนี้มาประยุกต์ใช้เป็นวิธีการมอดูเลต



(ข)

รูปที่ 2.9 แสดงสัญญาณเชิร์ปเชิงเส้น (Linear chirp)

(ก) แกนเวลา-ความถี่

(ข) แกนเวลา-แอมพลิจูด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระบบ FH-CDMA ดังจะกล่าวในหัวข้อถัดไปซึ่งในหัวข้อนี้เราจะอธิบายถึงพื้นฐานของสัญญาณก่อน โดยเราสามารถแสดงขั้นตอนของสมการสัญญาณ chirp เริงเส้น ได้ดังนี้[13]

$$s(t) = a(t) \cos[\theta(t)] \quad (2.5)$$

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

$$f_M(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (2.6)$$

และสามารถแสดงอัตราการ chirp ดังนี้

$$\mu(t) = \frac{df_M}{dt} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d^2\theta}{dt^2} \quad (2.7)$$

ซึ่งฟังก์ชัน $\mu(t)$ จะแสดงถึงอัตราการเปลี่ยนแปลงของความถี่ชั่วขณะ ถ้าสัญญาณมีค่า $\mu > 0$ จะเรียกว่า chirp ขึ้น (Up Chirp) และ $\mu < 0$ เรียกว่า chirp ลง (Down Chirp) ดังแสดงในรูปที่ 2.9 (a) สำหรับสัญญาณ chirp เริงเส้นนั้นจะมี $\mu(t)$ เป็นค่าคงที่ โดย $f_M(t)$ ฟังก์ชันเชิงเส้นของเวลา t และจากสมการ (2.5) เมื่อนำมาอินทิเกรตหาฟังก์ชัน $\theta(t)$ แล้วแทนลงในสมการที่ (2.7) เราสามารถแสดงสมการของสัญญาณ chirp เริงเส้นได้ดังนี้

$$s_c(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \mu \pi t^2 + \varphi_0) \quad (2.8)$$

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

$$B = |\mu| \cdot T \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ μ	คือ อัตราการแปรเปลี่ยนความถี่ต่อคาบเวลา
B	คือ แบนด์วิดท์ของสัญญาณเชิงรูปเชิงเส้น
T	คือ คาบเวลาของสัญญาณเชิงรูปเชิงเส้น

ซึ่งเราจะเห็นว่า μ ก็คือ ความชันของกราฟสัญญาณในแกนเวลา-ความถี่ (Time-Frequency) นั่นเอง ส่วนในรูปที่ 2.9 (ข) จะแสดงรูปร่างของสัญญาณ $s_c(t)$ แบบเชิงรูปขึ้น ที่ค่อยๆ เพิ่มความถี่ขึ้นตามเวลา และแบบเชิงรูปลง ที่ค่อยๆ ลดความถี่ลงตามเวลา อีกค่าหนึ่งที่มีความสำคัญคือค่าผลคูณของเวลา-แบนด์วิดท์ (Time-Bandwidth Product : TB) ซึ่งบ่งบอกถึงการใช้ทรัพยากรทางเวลาและความถี่ของสัญญาณเชิงรูปเชิงเส้นที่สร้างขึ้น

2.1.4.2 เทคนิคเชิงรูปหลายความถี่เชิงเส้น (MLC)

เมื่อเรานำสัญญาณเชิงรูปเชิงเส้นมาทำให้มีอัตราการแปรเปลี่ยนความถี่เชิงเส้นเป็น 2 ระดับ ในหนึ่งคาบเวลากระโดดความถี่ (T_h) ในระบบพีริคอนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอด้วย[12] โดยแบ่งอัตราการแปรเปลี่ยนความถี่เชิงเส้นเป็น 2 ช่วง คือ ช่วงแรกและช่วงหลัง (μ_f, μ_b) ซึ่งสัญญาณที่ได้จากกระบวนการนี้จะมีลักษณะรูปร่างทางแกนเวลา-ความถี่ ได้มากกว่าหนึ่งรูปสัญญาณเพราะเราสามารถกำหนดค่าอัตราส่วน μ_f และ μ_b ให้มีหลายอัตราได้ โดยสัญญาณที่มีค่า μ หลายอัตราทั้งหมดที่ถูกสร้างขึ้นจะมีย่านความถี่อยู่ในช่วงแบนด์วิดท์เดียวกันดังแสดงในรูปที่ 2.10 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 ซึ่งจะนำไปสู่การสร้างสัญญาณเชิงรูปเชิงเส้น ที่มีอัตราการแปรเปลี่ยนความถี่เชิงเส้น 2 ระดับ ทั้งหมดจำนวน M สัญญาณ ดังแสดงรูปสัญญาณทางเวลาในรูปที่ 2.11 ยิ่งไปกว่านั้น เราสามารถนำสัญญาณเชิงรูปเชิงเส้นทั้งหมดที่ถูกสร้างขึ้นมาใช้เป็นสัญญาณพาห้(Carrier Signal)ของผู้ใช้ จำนวนเท่ากับ M ผู้ใช้ ได้ เพราะฉะนั้นแต่ละผู้ใช้งานจะมีสัญญาณเชิงรูปเชิงเส้น ประจำตัว ที่ทำให้สัญญาณของแต่ละผู้ใช้งาน มีความแตกต่างกัน ซึ่งจะสามารถแยกแยะสัญญาณของแต่ละผู้ใช้งานออกจากกันได้ด้วย ถึงแม้ว่าจะอยู่ในย่านความถี่เดียวกัน โดยเราจะกำหนดให้สัญญาณ เชิงรูปหลายความถี่เชิงเส้นแบบเชิงรูปขึ้นแทนข้อมูล '1' และให้สัญญาณเชิงรูปหลายความถี่เชิงเส้นแบบเชิงรูปลง แทนข้อมูล '0' ซึ่งสัญญาณเชิงรูปหลายความถี่เชิงเส้นสามารถอาศัยพื้นฐานจากสมการที่ 2.8 แล้วสร้างขึ้นได้ตามเงื่อนไขในสมการดังต่อไปนี้

สัญญาณเชิงรูปหลายความถี่เชิงเส้น(MLC) ช่วงแรกของแต่ละผู้ใช้

$$s_{f_1}(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_{ch} - \frac{W_d}{2} \right) t + \mu_{fm} \pi t^2 \right] \quad (\text{Up Chirp}) \quad (2.10)$$

$$s_{f_0}(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_{ch} + \frac{W_d}{2} \right) t - \mu_{fm} \pi t^2 \right] \quad (\text{Down Chirp}) \quad (2.11)$$

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

$$\mu_{fm} = \frac{(M+1-m)\Delta f}{mT_c} \quad (2.12)$$

สัญญาณเชิงรูปหลายความถี่เชิงเส้น(MLC) ช่วงหลังของแต่ละผู้ใช้

$$s_{b_1}(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_{ch} + \frac{W_d}{2} - m\Delta f \right) (t - mT_c) + \mu_{bm} \pi (t - mT_c)^2 \right] \quad (\text{Up Chirp}) \quad (2.13)$$

$$s_{b_0}(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_{ch} - \frac{W_d}{2} + m\Delta f \right) (t - mT_c) - \mu_{bm} \pi (t - mT_c)^2 \right] \quad (\text{Down Chirp}) \quad (2.14)$$

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

$$\mu_{bm} = \frac{m\Delta f}{(M+1-m)T_c} \quad (2.15)$$

$$T_c = \frac{T_h}{(M+1)} \quad (2.16)$$

$$\Delta f = \frac{W_d}{(M+1)} \quad (2.17)$$

โดยที่	f_{ch}	คือ ความถี่กลางของแบนด์ความถี่กระโดด
	W_d	คือ แบนด์วิคท์ของความถี่กระโดด (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' ด้วยสัญญาณเข้รปหลายความถี่เชิงเส้นแบบเข้รปขึ้น และแทนข้อมูล '0' ด้วยสัญญาณเข้รปหลายความถี่เชิงเส้นแบบเข้รปลงแล้ว เราสามารถลดรูปสมการที่ 2.10, 2.11, 2.13 และ 2.14 ให้อยู่ในความสัมพันธ์ดังนี้

$$s_f(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_{ch} - b(t) \frac{W_d}{2} \right) t + b(t) \mu_{fm} \pi t^2 \right] \quad (2.18)$$

$$0 \leq t \leq mT_c$$

$$s_b(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_{ch} + b(t) \left(\frac{W_d}{2} - m\Delta f \right) \right) (t - mT_c) + b(t) \mu_{bm} \pi (t - mT_c)^2 \right] \quad (2.19)$$

$$mT_c \leq t \leq T_h$$

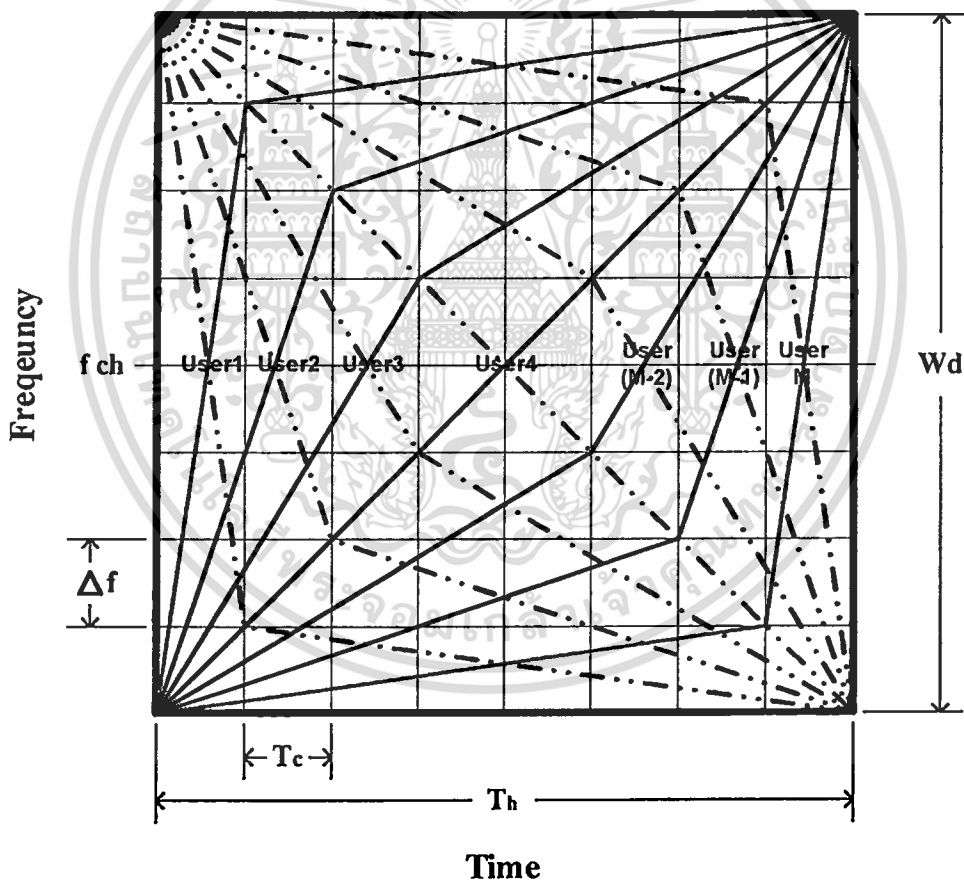
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$0 \leq t \leq T_h$$

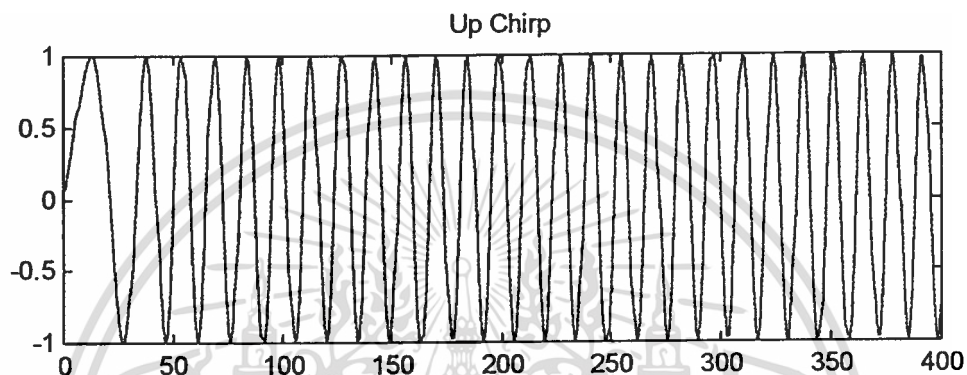
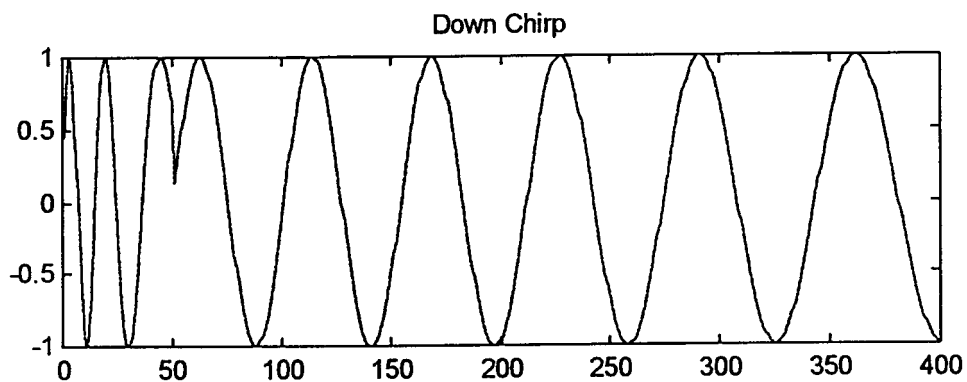
เพราะฉะนั้นจากสมการที่ 2.18 และ 2.19 สัญญาณเซิร์ปหลายความถี่เชิงเส้น (MLC) ทั้งหมดในช่วงคาบเวลา T_h ของแต่ละผู้ใช้ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$s_{mc}(t) = s_f(t) + s_b(t) \quad (2.20)$$

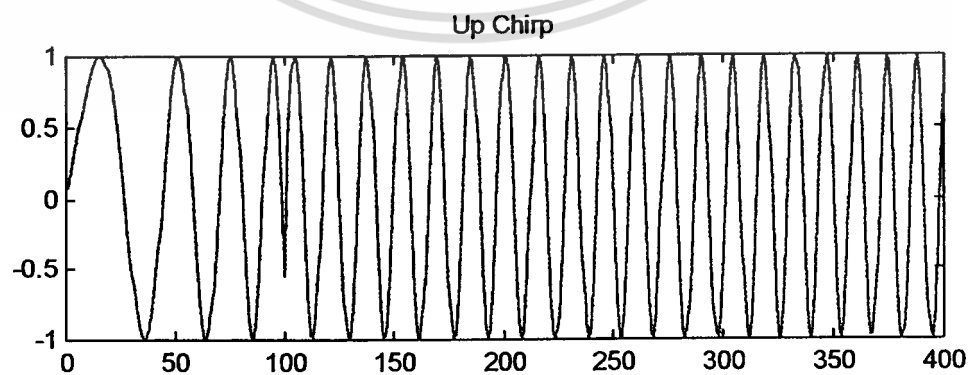
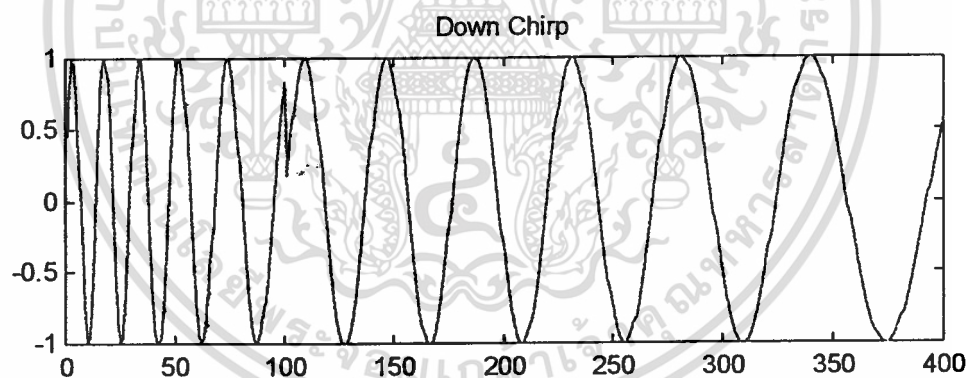


รูปที่ 2.10 แสดงสัญญาณเซิร์ปหลายความถี่เชิงเส้น(MLC) ในแกนเวลา-ความถี่ กรณี 7 ผู้ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

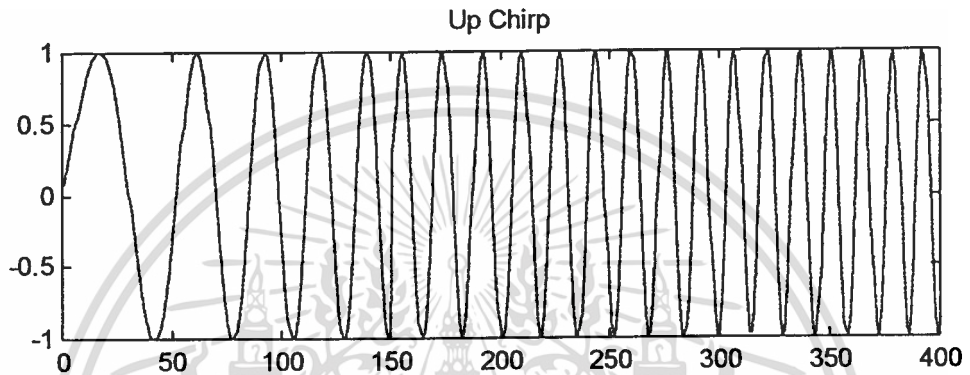
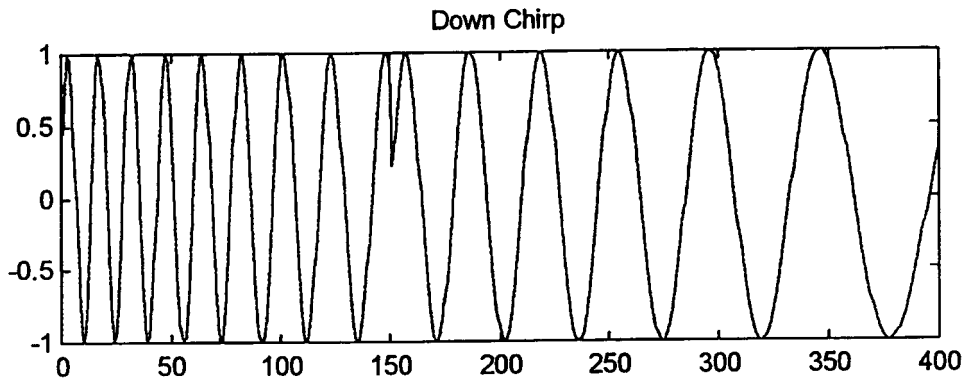


(ก) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 1

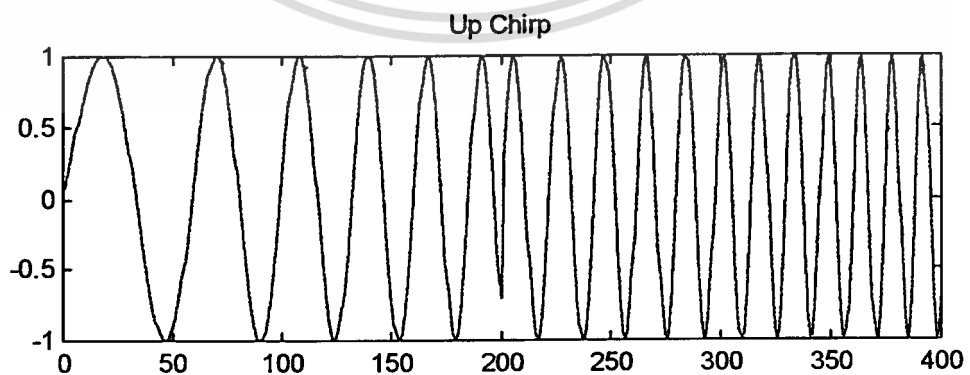
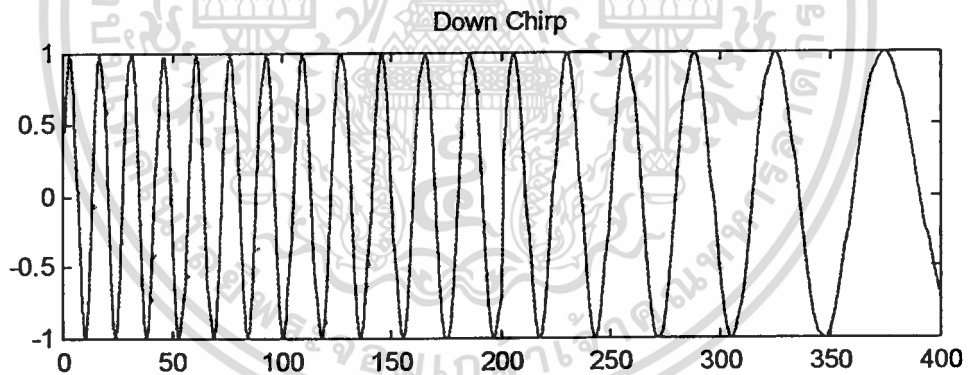


(ข) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

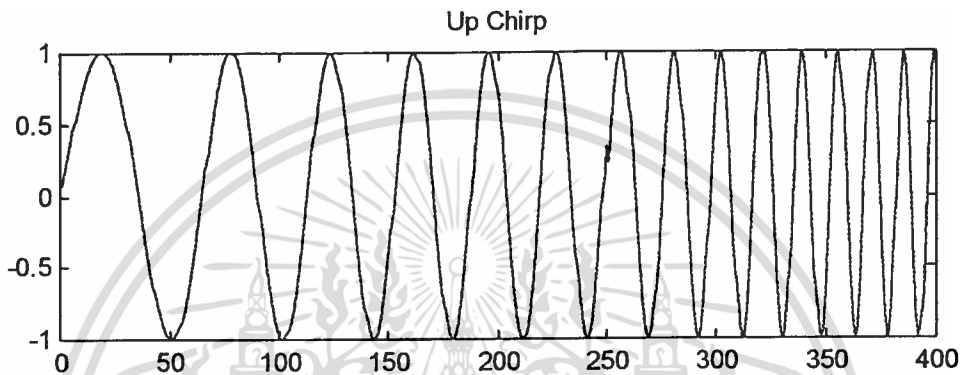
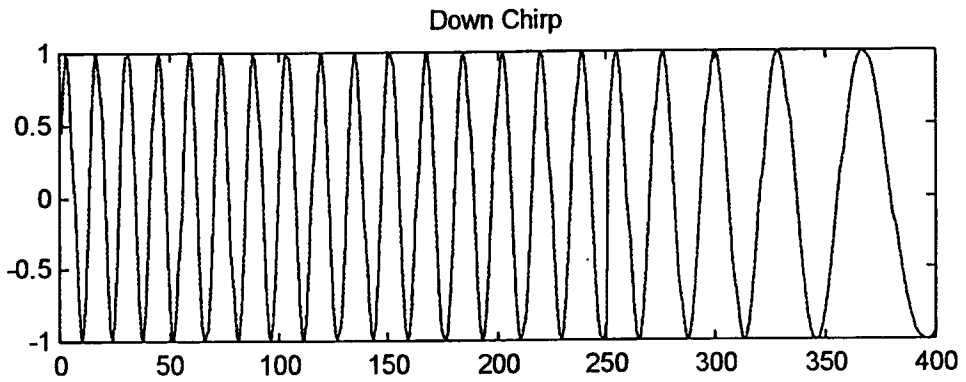


(ค) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 3

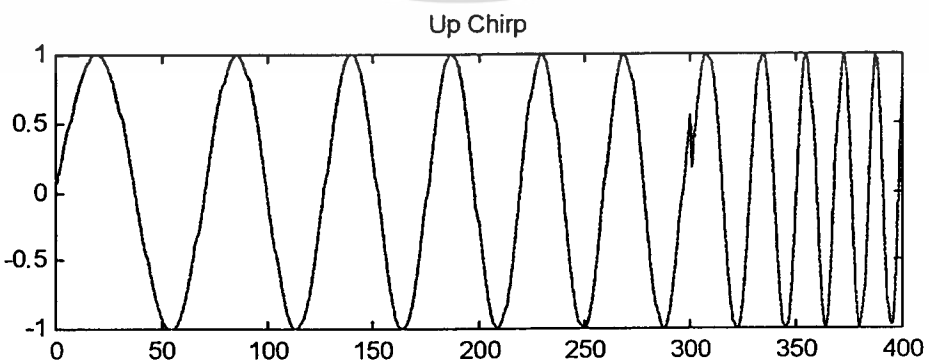
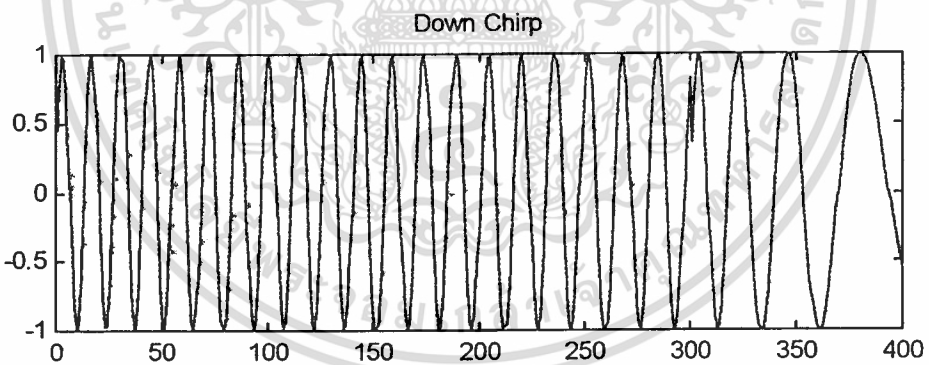


(ง) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

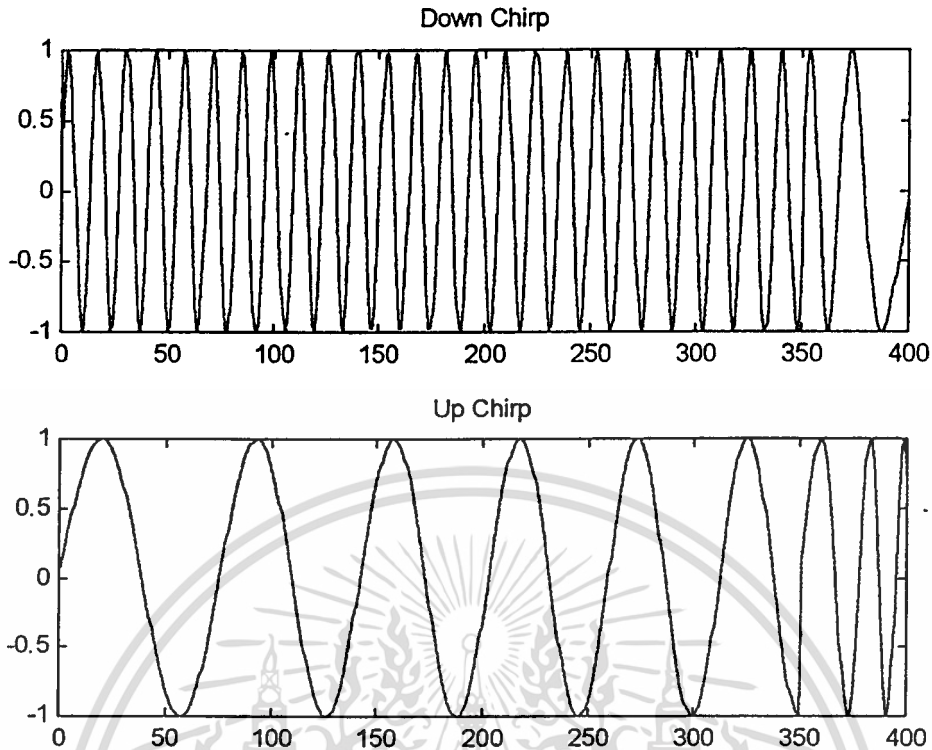


(จ) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 5



(ข) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) สัญญาณของผู้ใช้ที่ 7

รูปที่ 2.11 แสดงสัญญาณ chirp หลายความถี่เชิงเส้น (MLC) ในแกนเวลา-แอมพลิจูด ของทั้ง 7 ผู้ใช้ ตามแกนเวลา-ความถี่ในรูปที่ 3.2 โดยที่ $T_c = 50$ แชนเนล

2.2 หลักการทำงานของระบบ MLC-FH-CDMA

กระบวนการทำงานของระบบฟรีควเอนซีฮอปปีงซีดีเอ็ม โดยการมอดูเลตสัญญาณแบบ chirp เชิงเส้นหลายความถี่ นั้นความถี่ของ chirp นั้นจะอยู่ในย่านความถี่มอดูเลตข้อมูล (Data modulated band หรือ Frequency hop band : W_d) ขึ้นต่อมาร์ทส์ PN จะถูกสร้างขึ้น เพื่อให้แต่ละผู้ใช้นิรหัส PN ประจำตัว 1 ชุด ซึ่งในรหัส PN แต่ละชุดจะถูกแบ่งออกเป็นช่วงๆ ละจำนวน k ชิพ (Chip) โดยรหัส PN จำนวน k ชิพ (Chip) นี้ จะมีคาบเวลาเท่ากับคาบเวลากระโดดความถี่ (T_h) ของระบบฟรีควเอนซีฮอปปีงซีดีเอ็มเอด้วย และยังถูกนำไปใช้ควบคุมการสังเคราะห์ความถี่ที่จะนำไปผสมกับสัญญาณ chirp เชิงเส้นหลายความถี่ ที่ตัวผสมสัญญาณ (Mixer) จึงทำให้ย่านความถี่ W_d เกิดการกระโดดความถี่ไปตามคํารหัสในแต่ละช่วงจำนวน k ชิพ ของรหัส PN ดังแสดงในรูปที่ 2.13 ซึ่งการกระโดดความถี่ทั้งหมดของ W_d จะอยู่ในย่านความถี่สเปกตรัมแพร่ (Spread spectrum band : W_s) โดยมีความสัมพันธ์กันดังนี้ [3]

$$W_s = 2^k W_d \quad (2.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_p = \frac{W_s}{W_d} = 2^k \quad (2.22)$$

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

โดยการสร้างสัญญาณของระบบ MLC-FH-CDMA จะอาศัยสมการที่ 2.20 (สมการสัญญาณมอดูเลต MLC) และทำการปรับค่าความถี่กลางของแบนด์วิธความถี่กระโดด (f_{ch}) ในสมการให้เป็นไปตามเงื่อนไขดังนี้ [12]

$$f_{ch} = f_{chl} + (l_m - 1)W_d, \quad l_m = 1, 2, \dots, L \quad (2.23)$$

$$L = 2^k \quad (2.24)$$

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

เพราะฉะนั้นจากสมการที่ (2.23) เราสามารถแสดงสมการสัญญาณ MLC-FH-CDMA ของทุกผู้ใช้ได้ดังนี้

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=1}^M p_{T_h}(t - nT_h) s_{mf}(t) \quad (2.25)$$

โดยที่

$$s_{mf}(t) = s_{mff}(t) + s_{mfb}(t) \quad (2.26)$$

$$s_{mff}(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_{chl} + \left(l_m - 1 - \frac{b(t)}{2} \right) W_d \right) t + b(t) \mu_{fm} \pi t^2 \right] \quad (2.27)$$

$$0 \leq t \leq mT_c$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

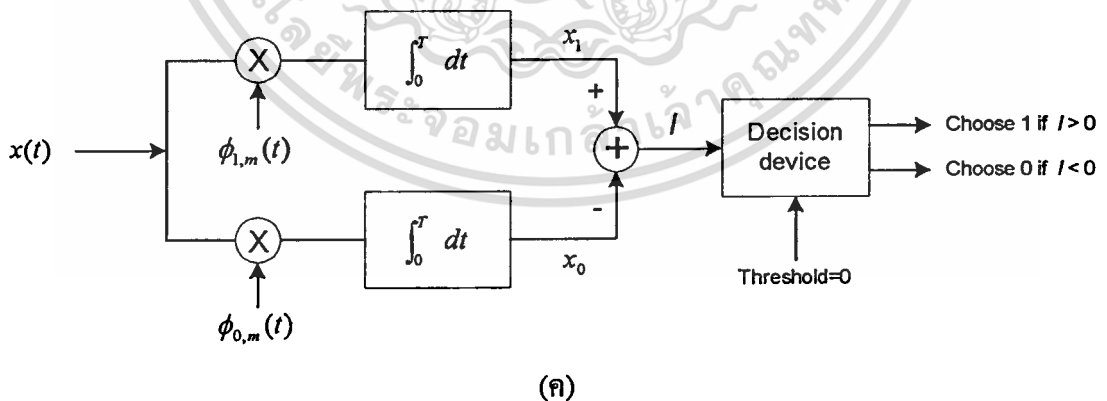
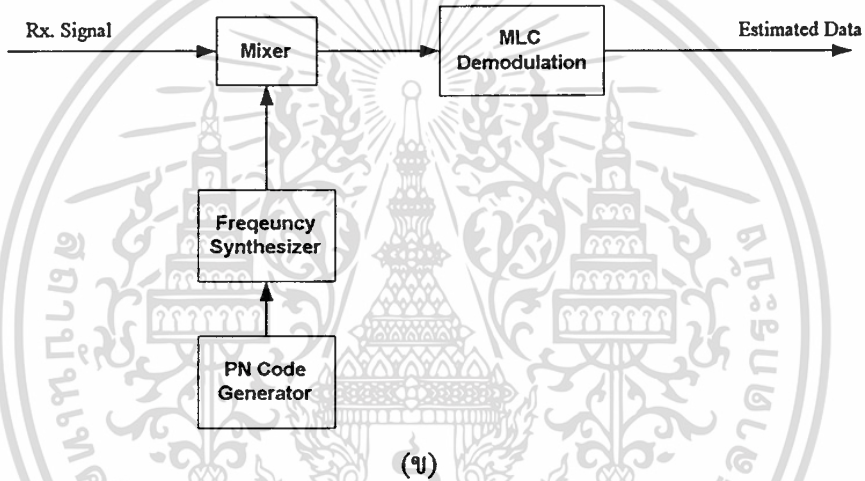
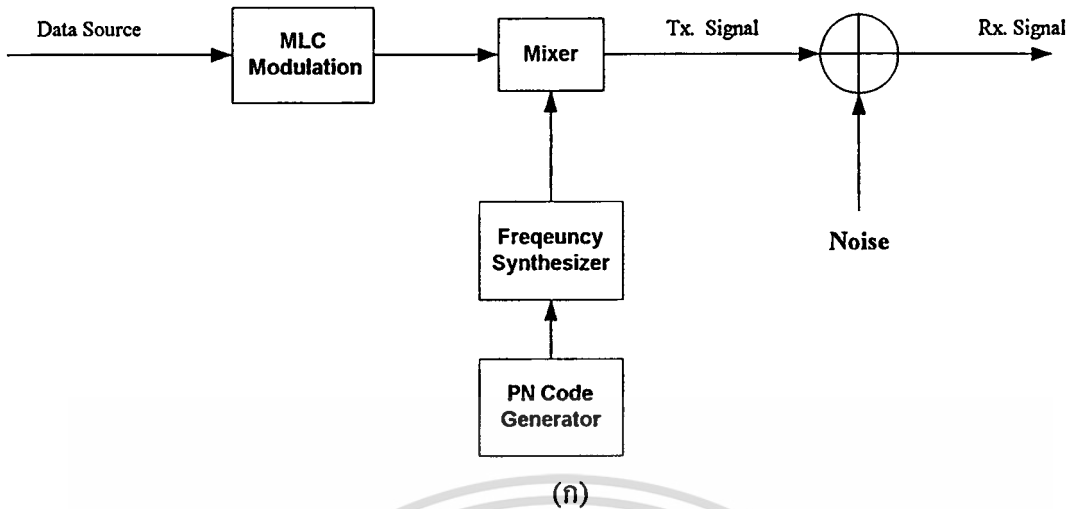
$$s_{mfb}(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_{ch1} + \left(l_m - 1 + \frac{b(t)}{2} \right) W_d - b(t)m\Delta f \right) (t - mT_c) + b(t)\mu_{bm}\pi(t - mT_c)^2 \right] \quad (2.28)$$

$$mT_c \leq t \leq T_h$$

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

$$0 \leq t \leq T_h$$

กระบวนการของระบบ MLC-FH-CDMA จะแสดงในรูปที่ 2.12 ซึ่งประกอบด้วยภาคส่ง(ก) ภาครับ(ข) และวงจรมอดูเลเตอร์(ค) โดยในส่วนของภาครับนั้นจะใช้วงจรมอดูเลเตอร์แบบ MLC ซึ่งเป็นวงจรมอดูเลเตอร์แบบคอสโมรเรเตอร์ (Correlator) ที่มีสัญญาณอ้างอิงสำหรับใช้เปรียบเทียบสัญญาณที่มีลักษณะแตกต่างกันไปนั่นคือ $\phi_m(t)$ สำหรับข้อมูล '1' และ $\phi_0(t)$ สำหรับข้อมูล '0' โดยที่ $m = 1, 2, \dots, M$ ซึ่งจุดนี้เป็นจุดที่แตกต่างจากวงจรมอดูเลเตอร์แบบ BFSK ที่มีสัญญาณอ้างอิง 2 สัญญาณคือ $\phi_1(t)$ และ $\phi_0(t)$ และรูปที่ 2.13 จะแสดงสัญญาณส่ง(Spreading Signal) ในแกนเวลา-ความถี่ของ 2 ผู้ใช้ที่มีข้อมูลและรหัส PN และด้านล่างของรูปที่ 2.13 จะแสดงสัญญาณที่ถูกตีสปรดลงอยู่ในย่านมอดูเลตข้อมูล (Despreading Signal) ซึ่งสัญญาณจะถูกส่งไปเปรียบเทียบและวิเคราะห์ในวงจรมอดูเลเตอร์แบบ MLC นั้นเอง โดยจะเห็นว่า ณ จุดที่เกิดการชนความถี่ สัญญาณของผู้ใช้ A และ B จะมีลักษณะทางความถี่แตกต่างกัน จึงทำให้ที่วงจรมอดูเลเตอร์แบบ MLC ของภาครับสามารถแยกแยะได้ว่าสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งมาชนกันนั้นสัญญาณไหนเป็นของผู้ใช้รายใด เพราะฉะนั้นจึงไม่มีการประเมินสัญญาณผิดพลาดเกิดขึ้นทั้งในผู้ใช้ A และ B ด้วยเหตุนี้จึงส่งผลให้ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดข้อมูล (Probability of Error) ของระบบฟรีควอนซีฮอปปีงซีดีเอ็มแอลลดลง



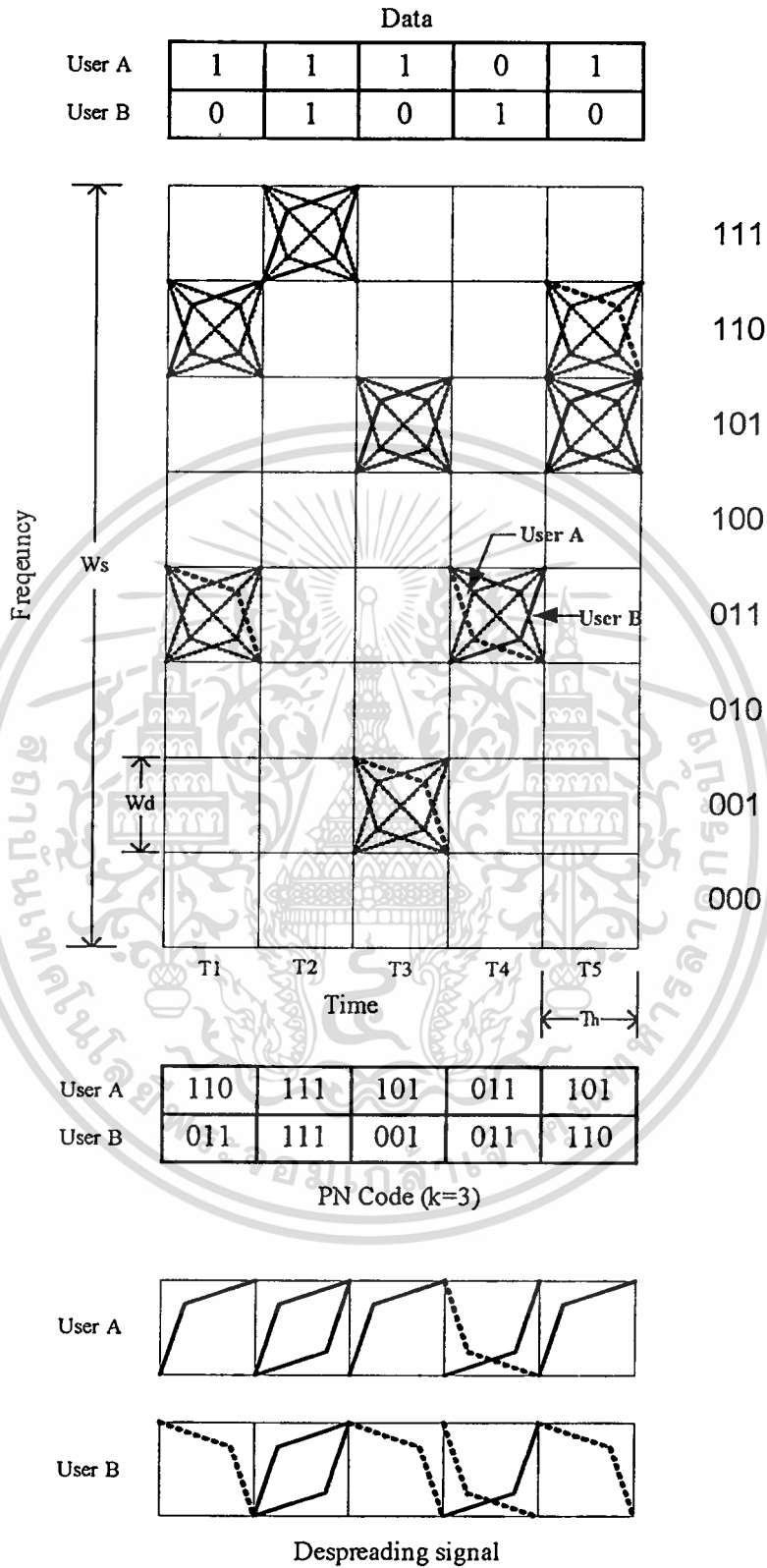
รูปที่ 2.12 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ MLC-FH-CDMA

(ก) ภาคส่ง (Transmitter)

(ข) ภาครับ (Receiver)

(ค) วงจรเทคนิคเชิงรับหลายความถี่เชิงเส้นคิมอดูเลเตอร์ โดยที่ m คือลำดับของผู้ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



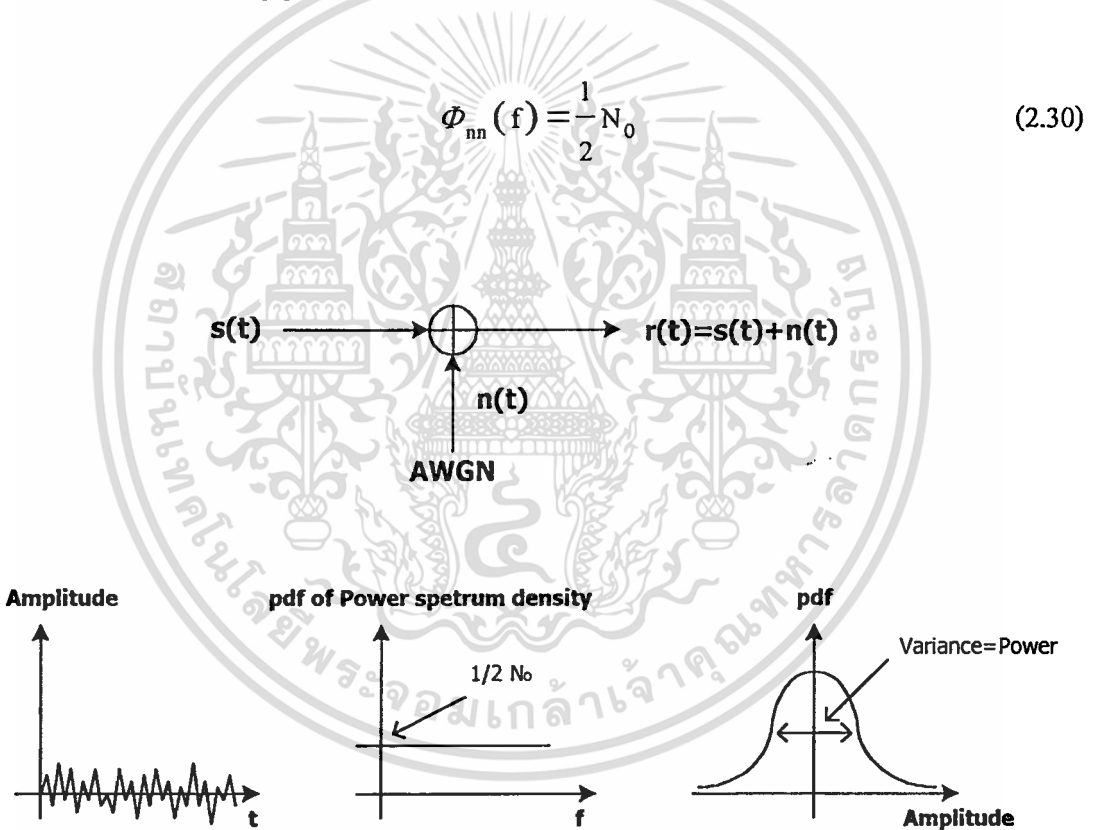
รูปที่ 2.13 แสดงสัญญาณของระบบ MLC-FH-CDMA ในแกนความถี่และเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 ทฤษฎีของช่องสัญญาณการจางหายหลายทิศทาง

2.3.1 ช่องสัญญาณรบกวนขาว (AWGN)

จากรูปที่ 2.14 สัญญาณรบกวนในระบบสื่อสารนั้นส่วนมากจะจำลองให้เป็นแบบ ช่องสัญญาณรบกวนขาว ซึ่งมีความหนาแน่นสเปกตรัมเป็นแบบยูนิฟอร์ม (Uniform Spectrum Density) และแอมพลิจูดมีการแจกแจงแบบเกาส์ (Gaussian Distribution) โดยปกติแล้วสัญญาณรบกวนทางอุณหภูมิจึง (Thermal Noise) และสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า (Electrical Noise) ที่เกิดจากการขยายสัญญาณนั้นจะมีคุณสมบัติของสัญญาณรบกวนขาว ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถจำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ได้ ซึ่งฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability Density Function) ของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN สามารถแสดงได้ตามสมการที่ 2.30



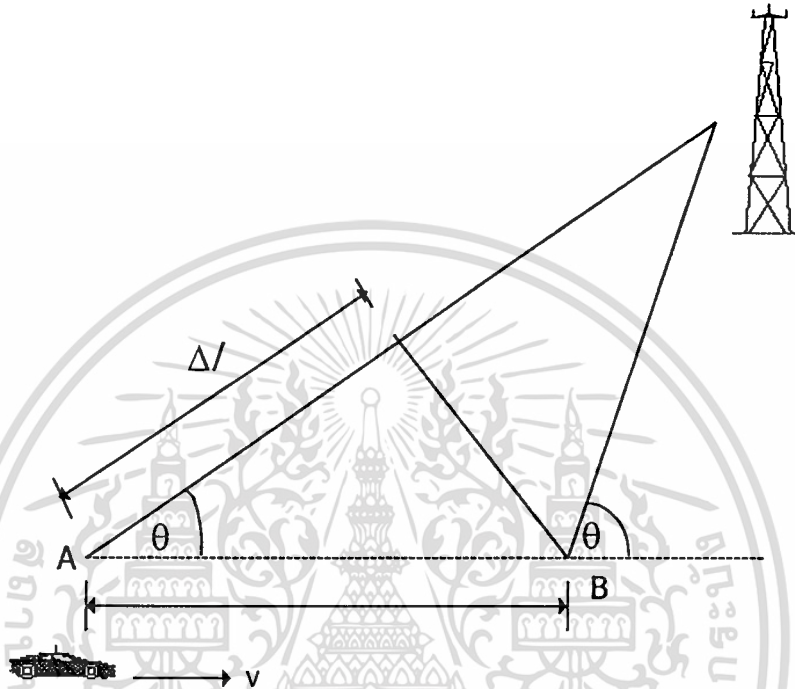
รูปที่ 2.14 คุณสมบัติของช่องสัญญาณรบกวนขาว

2.3.2 ปรากฏการณ์คอปเปอเรชัน

ปรากฏการณ์คอปเปอเรชันเกิดจากการที่อุปกรณ์ภาครับสัญญาณมีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วในระดับหนึ่ง ซึ่งมีผลทำให้สัญญาณที่รับได้มีความถี่ที่เปลี่ยนไปจากความถี่ของสัญญาณที่ส่งออกจากต้นกำเนิด ปรากฏการณ์ที่กล่าวถึงนี้พบเห็นได้บ่อยครั้งในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เช่น การใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่ภายในรถยนต์ส่วนตัวหรือรถไฟฟ้าที่มีการเคลื่อนที่ เราสามารถ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้เพื่อประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณค่าของความถี่ที่เปลี่ยนไปได้ดังนี้ พิจารณาอุปกรณ์โทรศัพท์ในรถคันหนึ่งซึ่งมีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วคงที่ v ระหว่างจุด A และ B เป็นระยะทางเท่ากับ d ในการคำนวณนี้เราสมมติว่าแหล่งกำเนิดสัญญาณของสถานีฐานอยู่ห่างไกลออกไป จนทำให้เส้นทางการเดินทางของคลื่นทั้งสองที่ไปยังตำแหน่ง A และ B แทบจะตั้งฉากขนานกันไป ดังรูปที่ 2.23 ประกอบ



รูปที่ 2.15 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ซีฟต์ที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ภาครับ

จากรูปที่ 2.15 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

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

จะได้ว่าความถี่ที่เลื่อนไปหรือดอปเปลอร์ซีฟต์ f_i มีค่าเท่ากับ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

หรือจะเขียนในรูปที่กระชับได้เป็น

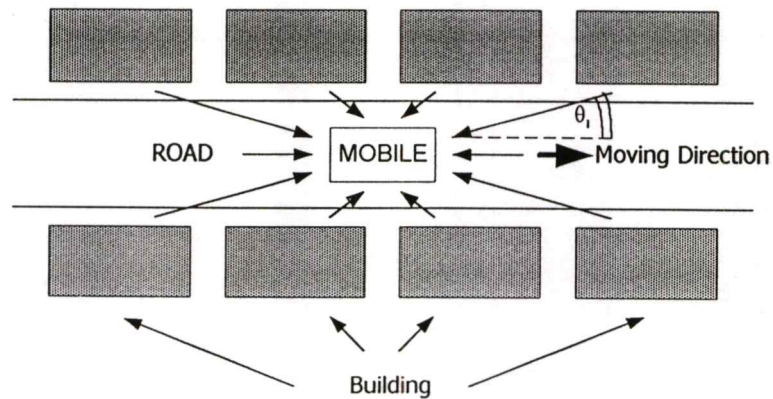
$$f_i = f_d \cos \theta \quad (2.33)$$

โดย $f_d = \frac{v}{\lambda}$ และเรียก f_d ว่าเป็นค่าดอปเปลอร์ชีพต์สูงสุด ซึ่งเป็นค่าที่คำนวณได้จากความเร็วของเครื่องรับโทรทัศน์เคลื่อนที่เทียบกับความยาวคลื่นของสัญญาณ

จากสมการที่ 2.32 จะเห็นได้ว่า ดอปเปลอร์ชีพต์จะขึ้นอยู่กับความเร็วในการเคลื่อนที่ของโทรทัศน์เคลื่อนที่ และมุมระหว่างทิศทางการเคลื่อนที่ของโทรทัศน์เคลื่อนที่เทียบกับทิศทางที่คลื่นเดินทางมาถึง สังเกตว่า ถ้าโทรทัศน์เคลื่อนที่มีการเคลื่อนที่เข้าหาแหล่งกำเนิด จะได้ว่า θ เท่ากับ 0 และดอปเปลอร์ชีพต์มีค่าเป็นบวก (ความถี่เพิ่มขึ้น) แต่ถ้าโทรทัศน์เคลื่อนที่เคลื่อนที่ออกจากแหล่งกำเนิดจะได้ว่า θ เท่ากับ 180 และ ดอปเปลอร์ชีพต์มีค่าเป็นลบ (ความถี่ลดลง)

2.3.3 ช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี (Rayleigh)

โดยทั่วไปการใช้งานโทรทัศน์เคลื่อนที่ของผู้ใช้ มักอยู่สูงจากพื้นผิวไม่เกิน 3 เมตร ดังนั้นสัญญาณที่ส่งผ่านจะเกิดการสะท้อนกับพื้นดินหรือสิ่งต่างๆ รอบข้างอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ ซึ่งการสะท้อนของคลื่นเหล่านี้ส่งผลให้สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับประกอบด้วยสัญญาณที่แพร่มาจากภาคส่งมากกว่าหนึ่งทิศทาง ดังแสดงในรูปที่ 2.16 และโดยทั่วไปแล้วสัญญาณเหล่านี้มักจะเดินทางมาถึงภาครับด้วยเวลาที่แตกต่างกัน และมีขนาดที่แตกต่างกันด้วยเมื่อสัญญาณเหล่านี้มารวมเข้าด้วยกัน จะได้สัญญาณที่มีแอมพลิจูดแปรเปลี่ยนอย่างมาก ปัญหานี้มีชื่อเรียกว่า มัลติพาทเฟดดิ้งไม่เพียงเท่านั้นถ้าเราพิจารณาเพิ่มเติมถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นเมื่อนำปัญหาของดอปเปลอร์ชีพต์มาคิดประกอบด้วย กล่าวคือจะรวมเอาผลกระทบของดอปเปลอร์ชีพต์ที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ภาครับสัญญาณมาพิจารณาร่วมด้วย



รูปที่ 2.16 แบบจำลองสมมติฐานของการเกิดช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทาง

พิจารณาการส่งผ่านสัญญาณ ไซน์ซอว์ความถี่เดียว 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 และค่าคอปเปลอร์ชิฟต์เท่ากับ $f_d \cos \theta_i$ ซึ่งเป็นค่าที่ขึ้นกับทิศทางการมาถึงของสัญญาณเทียบกับทิศทางเคลื่อนที่ของอุปกรณ์รับสัญญาณ (θ_i) และค่าคอปเปลอร์ชิฟต์สูงสุดคือ $f_d = \frac{v}{\lambda}$ 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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r(t) = \text{rexp}[j(2\pi f_0 t + \phi)] \quad (2.37)$$

จะได้ว่า

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

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

เราสามารถเขียนความสัมพันธ์นี้ให้กระชับขึ้นในรูปของตัวแปร x และ y ดังนี้

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

โดย

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

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 θ_i ก็เช่นกันสามารถประมาณว่าเป็นตัวแปรแรนดอมที่มีการกระจายแบบยูนิฟอร์มที่มีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 2π ฉะนั้น x จึงเป็นค่าที่ได้จากการบวกตัวแปรแรนดอมจำนวน n ตัวเข้าด้วยกัน ซึ่งถ้าหาก n มีค่าใหญ่พอเราสามารถนำทฤษฎีบท central limit theorem มาใช้เพื่อสรุปว่าตัวแปรแรนดอม x มีการกระจายแบบ Gaussian โดยมีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และมีแวนรียนซ์เท่ากับ σ_x^2 ฉะนั้น ตัวแปรแรนดอม x มีการกระจายดังนี้

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

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 $\sigma_x^2 = \sigma_y^2$ และจะข้อกำหนดให้เท่ากับ σ^2 ฉะนั้นตัวแปรแรนดอม y มีการกระจายดังนี้

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

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 ฉะนั้นเราจึงสามารถสรุปได้ว่า แอมพลิจูดของสัญญาณ r เป็นตัวแปรแรนดอมที่มีการกระจายแบบ Rayleigh (Rayleigh distribution) ดังนี้

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

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

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

2.3.4 ช่องสัญญาณการจางหายแบบไรเซียน (Rician)

เป็นแบบจำลองการจางหายบนช่องสัญญาณที่เหมาะสมกับสภาวะแวดล้อมในเมืองซึ่ง

ประกอบด้วยพารามิเตอร์ 2 ค่าและมีค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังสมการ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

2.3.5 ช่องสัญญาณการจางหายแบบนากากามิ (Nakagami)

เป็นแบบจำลองการจางหายบนช่องสัญญาณที่ได้มาจากการทดลองและสามารถอธิบายปรากฏการณ์ของการเฟดดิ้งในบริเวณอื่นๆ ได้ดี เาต์พุตของสัญญาณด้านรับจะเป็นผลบวกทางเวกเตอร์ของขนาดของสัญญาณ (signal strength) แบบจำลองนากากามิ ไม่ได้อธิบายรายละเอียดทางปัญหาคำนวณ อย่างไรก็ตามแบบจำลองนากากามิ ยังสามารถอธิบายแบบจำลองอื่นๆ ได้ดีอีกด้วย สามารถแสดงค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังสมการ 2.49

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

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

โดยจุดเด่นของแบบจำลองนากากามิคือ

(ก) เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลองและสอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในชนบทและเมืองใหญ่

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

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

2.3.6 การจางหายบนช่องสัญญาณแบบ Nakagami-Rice

ในสมมติฐานนี้จะอิงตามแบบจำลองในรูปที่ 2.16 เช่นกัน แต่สัญญาณที่ได้รับจะประกอบด้วยสัญญาณทางตรงที่มีความเข้มมากกว่าสัญญาณอื่นๆ หนึ่งสัญญาณและสัญญาณอีกหลายสัญญาณที่เกิดจากการสะท้อน การหักเห และการกระจาย(scattering) ถ้าสัญญาณที่ถูกส่งออกมาแสดงในรูปของเอกซ์โพเนนเชียลเชิงซ้อนจะได้ดังที่แสดงในสมการ (2.50) แล้วสัญญาณทางตรงที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ a_{dir} กำลังเคลื่อนที่เข้ามาด้วยมุม θ_{dir} รวมทั้งสัญญาณประกอบอื่นๆที่ถูกแสดงในรูปของตัวแปรเกาเซียนแบบสุ่มซับซ้อน สัญญาณที่ได้รับจะสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 r(t) &= a_{dir} \exp \{j[2\pi(f_0 + f_d \cos \theta_{dir})t]\} \\
 &\quad + \sum_{i=1}^n a_i \exp \{j[2\pi(f_0 + f_d \cos \theta_i)t + \phi_i]\} \\
 &= \{a_{dir} \exp(j2\pi f_d \cos \theta_{dir} t) + c_{random}(t)\} \exp(j2\pi f_0 t) \\
 &= c(t) \exp(j2\pi f_0 t)
 \end{aligned} \tag{2.51}$$

โดยที่ $c_{random}(t)$ เป็นตัวแทนการผันแปรของสัญญาณที่ไม่ใช่ทางตรง ซึ่งแสดงได้ในรูปดังต่อไปนี้

$$c_{random} = x_{random} + jy_{random} \tag{2.52}$$

โดย

$$x_{random} = \sum_{i=1}^n a_i \cos(2\pi f_d \cos \theta_i t + \phi_i) \text{ และ } y_{random} = \sum_{i=1}^n a_i \sin(2\pi f_d \cos \theta_i t + \phi_i) \tag{2.53}$$

และตัวแทนการผันแปรของการจางหาย $c(t)$ จะได้เป็น

$$c(t) = a_{dir} \exp(j2\pi f_d \cos \theta_{dir} t) + c_{random}(t) \tag{2.54}$$

โดยกำลังของสัญญาณทางตรง (b_{dir}) จะมีค่าเท่ากับ

$$b_{dir} = \frac{a_{dir}^2}{2} \tag{2.55}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนกำลังเฉลี่ยของสัญญาณที่ได้รับที่ไม่ใช่ทางตรง(สัญญาณที่มาแบบสุ่ม : b_{random}) จะเท่ากับ

$$b_{\text{random}} = \frac{1}{2} \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i^2 \quad (2.56)$$

และสัดส่วนของกำลังทั้งสองนี้

$$K = \frac{b_{\text{dir}}}{b_{\text{random}}} = \frac{a_{\text{dir}}^2}{2b_{\text{random}}} \quad (2.57)$$

จะถูกเรียกว่าไรเซียน แฟคเตอร์(Rician Factor: K) โดยเมื่อ $a_{\text{dir}} = 0$ ($K=0$) แบบจำลองนี้จะทำงานเหมือนกับแบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบ Rayleigh แต่เมื่อ $b_{\text{random}} = 0$ ($K = \infty$) แบบจำลองนี้จะทำงานเหมือนกับช่องสัญญาณรบกวนขาว

เนื่องจากสัญญาณที่ไม่ใช่สัญญาณทางตรงของทฤษฎีนี้ ได้ถูกพิจารณาว่าเป็นไปตามกระบวนการเกาส์แบบสุ่มซับซ้อน ดังนั้นค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นจึงสามารถแสดงออกมาได้ดังนี้

$$p(x, y) = \frac{1}{2\pi b_0^2} \exp\left(-\frac{(x - a_{\text{dir}})^2 + y^2}{2b_0^2}\right) \quad (2.58)$$

2.3.7 ผลกระทบของดีเลย์สเปรด

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

การวิเคราะห์คุณลักษณะของช่องสัญญาณในหัวข้อก่อนหน้านี้ทั้งหมดยังไม่ได้มีการนำปัญหาของดีเลย์สเปรด มาคิดแต่อย่างใด เพราะเป็นแบบจำลองช่องสัญญาณที่ทำการวิเคราะห์ภายใต้สมมติฐานที่ว่าคลื่นสัญญาณของแต่ละเส้นทางเดินทางถึงภาครับพร้อมกัน หรือในเวลาทีใกล้เคียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เคียงกันมาก อย่างไรก็ตาม ในสภาพความเป็นจริงคลื่นสัญญาณที่รับได้ย่อมจะมาถึงภาครับไม่พร้อมกัน และแน่นอนว่าเวลาการมาถึงของสัญญาณที่แตกต่างกันย่อมจะส่งผลกระทบต่อคุณลักษณะของสัญญาณที่รับได้ โดยทั่วไปผลกระทบของดีเลย์สเปรด จะมีมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับแบนด์วิธของสัญญาณที่ส่งเมื่อเปรียบเทียบกับส่วนกลับของค่าความแตกต่างของเวลาการมาถึงระหว่างคลื่นสัญญาณแต่ละเส้นทาง กล่าวคือ ถ้าสัญญาณที่ส่งมีแบนด์วิธที่แคบมากเมื่อเทียบกับส่วนกลับของความแตกต่างของเวลาการมาถึง เราสามารถละทิ้งผลกระทบของดีเลย์สเปรด ได้ แต่หากสัญญาณที่ส่งมีแบนด์วิธที่สูงมากขึ้น ในการวิเคราะห์แบบจำลองช่องสัญญาณ มัลติพาท จำเป็นที่เราจะต้องนำปัญหาของดีเลย์สเปรด มาร่วมคิดด้วย

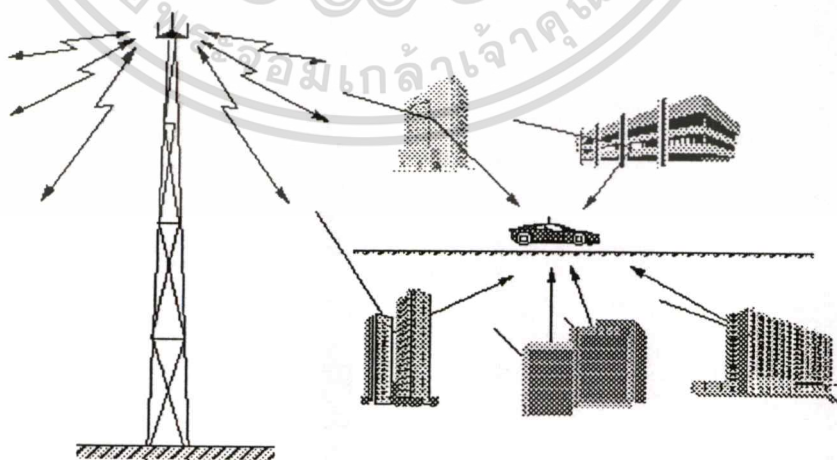
พิจารณาตัวอย่างการส่งผ่านสัญญาณในพื้นที่การใช้งานบริเวณแคบ ๆ เช่น ในอาคารสำนักงานทั่วไปดีเลย์สเปรด มีค่าประมาณไม่เกิน 1 us หากมีการใช้งานระบบสื่อสารดิจิตอลย่านความถี่ 900 MHz ที่อัตราส่งเท่ากับ 200 kbps การส่งบิตข้อมูลหนึ่งบิตจะใช้เวลานาน 5 us นั้นหมายความว่าในการส่งบิตข้อมูลแต่ละบิตส่วนท้ายของบิตนั้นจะไปทับซ้อนกับส่วนต้นของบิตถัดไปอยู่ถึง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

ในการทดสอบช่องสัญญาณระหว่างภาครับและภาคส่งที่กำลังใช้งานว่ามีคุณลักษณะในเชิงของดีเลย์สเปรด อย่างไรสามารถทำได้โดยให้ภาคส่งกำเนิดสัญญาณอิมพัลส์ $a_0\delta(t)$ ออก และภาครับตรวจจับการมาถึงของสัญญาณดังกล่าว พิจารณาสถานการณ์ตัวอย่างการส่งสัญญาณจากสถานีฐานไปยังเครื่องรับโทรศัพท์ในรถยนต์ในรูปที่ 2.17 (ก) จากรูปจะเห็นว่าคลื่นสัญญาณเคลื่อนที่ไปยังภาครับจำนวน 3 เส้นทาง โดยที่แต่ละเส้นทางมีระยะทางความยาวไม่เท่ากัน ฉะนั้นสัญญาณอิมพัลส์ของแต่ละเส้นทางจึงเดินทางถึงจุดหมายไม่พร้อมกัน และโดยทั่วไปแอมพลิจูดของสัญญาณของแต่ละส่วนเมื่อถึงภาครับก็มีขนาดไม่เท่ากันด้วย เหตุการณ์ที่อธิบายนี้ก็คือ ตัวอย่างของมัลติพาท นั่นเอง ถ้าจะแสดงสัญญาณที่รับได้ในรูปของผลรวมของสัญญาณอิมพัลส์ของแต่ละเส้นทางจะได้รูปสัญญาณเป็นดังสมการต่อไปนี้

$$h(\tau) = \sum_{i=1}^n a_i \exp(-j\theta_i) \delta(\tau - \tau_i) \quad (2.59)$$

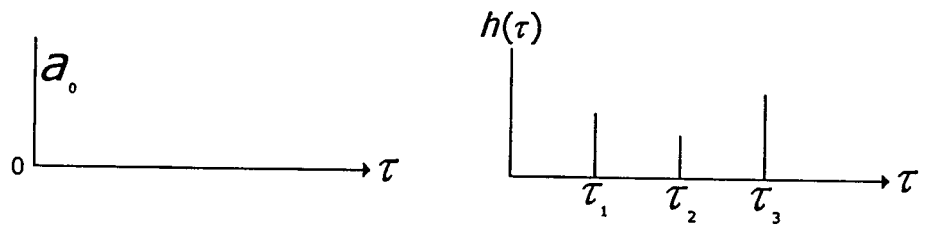
โดย n คือ จำนวนเส้นทางของสัญญาณ a_i
 θ_i คือ แอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณเส้นทางที่ i
 τ_i คือ เวลาประวิงที่เกิดขึ้นของสัญญาณเส้นทางที่ i

โดยทั่วไปสัญญาณที่เดินทางบนเส้นทางที่ไกลกว่าก็จะมีค่าเวลาประวิง τ_i มากกว่า และขนาดของสัญญาณที่รับได้ ณ ภาครับก็น่าจะมีแอมพลิจูด a_i ที่ต่ำกว่าด้วย แต่ในสภาพแวดล้อมบางอย่างเช่นในเมืองใหญ่ พื้นผิวสะท้อนของวัตถุ ตึกสูง หรืออาคารอาจมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันได้ค่อนข้างมาก ทำให้บางทีคลื่นสัญญาณที่เดินทางไกลแต่ระหว่างทางสะท้อนกับผิวที่มีการสูญเสีย น้อย ก็อาจจะมีแอมพลิจูดที่สูงกว่าคลื่นสัญญาณที่เดินทางระยะสั้น ๆ ได้ ถ้าเผชิญสัญญาณดังกล่าวต้องกระทบกับพื้นผิวที่มีการดูดซับสัญญาณมาก ดังตัวอย่างที่แสดงในรูปที่ 2.17 (ข) ซึ่งแสดงคุณลักษณะดีเลย์สเปรด ของช่องสัญญาณในสภาพแวดล้อมที่สัญญาณซึ่งเดินทางบนเส้นทางไกลที่สุดคือเส้นทางที่ 3 อาจมีแอมพลิจูดที่สูงกว่าเส้นทางที่สั้นกว่าดังเช่นเส้นทางที่ 2 ได้



(ก) สภาพทางกายภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



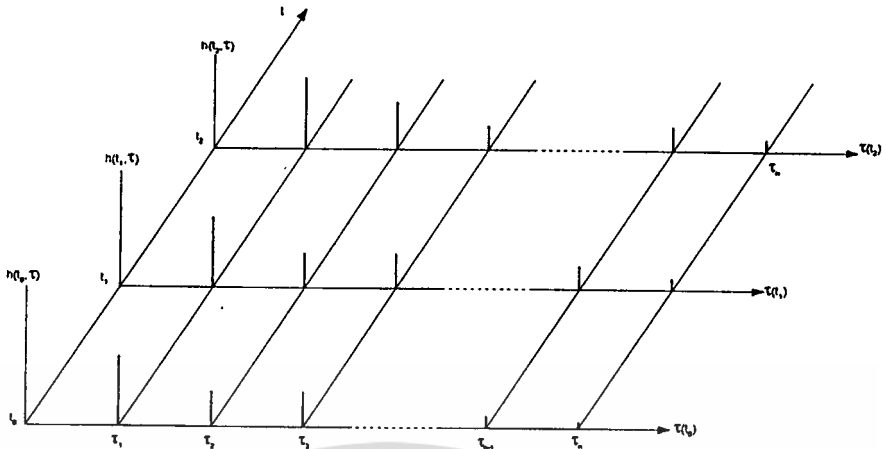
(ข) รูปสัญญาณที่ส่งจากสถานีฐานเทียบกับสัญญาณที่รับได้ในรถยนต์
รูปที่ 2.17 ตัวอย่างแสดงการส่งผ่านสัญญาณอิมพัลส์ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ

นอกจากนี้แล้วหากเราทดสอบส่งสัญญาณอิมพัลส์มากกว่าหนึ่งครั้ง เราจะพบอีกด้วยว่าคุณลักษณะดีเลย์สเปรด ของช่องสัญญาณก็มีได้เหมือนเดิมแต่อย่างไร เพราะสภาพแวดล้อมสามารถเปลี่ยนแปลงได้ตลอดเวลา สืบเนื่องจากการเคลื่อนที่ของผู้ใช้โทรศัพท์เอง หรือเกิดจากการเคลื่อนไหวของวัตถุรอบข้าง และด้วยคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่มักจะมีการแปรเปลี่ยนไปตามเวลา นี้เอง จึงต้องมีการปรับฟังก์ชันผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่ความสัมพันธ์ในสมการที่ 2.54 จากเดิม $h(\tau)$ ให้เป็นฟังก์ชันที่ขึ้นกับเวลา t ด้วย ผลที่ได้คือ

$$h(\tau) = \sum_{i=1}^n a_i(t, \tau) \exp[-j\theta_i(t, \tau)] \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (2.60)$$

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 2.18 ตัวอย่างฟังก์ชันผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมัลติพาท

จากผลการวัดคุณลักษณะฟังก์ชันผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมัลติพาท เราสามารถนำมาคำนวณเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่เราสนใจได้ดังนี้

ค่าเฉลี่ยของดีเลย์

ค่าพารามิเตอร์แรกที่พิจารณาคือ ค่าเฉลี่ยของดีเลย์ (mean excess delay) ซึ่งนิยามให้มีค่าเท่ากับ

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

โดย $P(\tau_i)$ คือ กำลังของสัญญาณเส้นทางที่ i

สำหรับพารามิเตอร์ที่สองที่จะกล่าวถึงคือ rms delay spread ซึ่งนิยามดังนี้คือ

$$\sigma_\tau = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (2.62)$$

โดย

$$\tau^2 = \frac{\sum_i a_i^2 \tau_i^2}{\sum_i a_i^2} = \frac{\sum_i P(\tau_i) \tau_i^2}{\sum_i P(\tau_i)} \quad (2.63)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พารามิเตอร์สุดท้ายที่เราให้ความสนใจคือ ค่าดีเลย์สเปดสูงสุด (maximum delay spread) หรือ τ_{\max} ซึ่งนิยามให้เป็นค่าดีเลย์สูงสุดวัด ณ จุดที่กำลังของสัญญาณมัลติพาธ มีค่าต่ำสุดกว่าค่ากำหนดค่าหนึ่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบและพัฒนาโปรแกรมจำลองการทำงานของระบบ

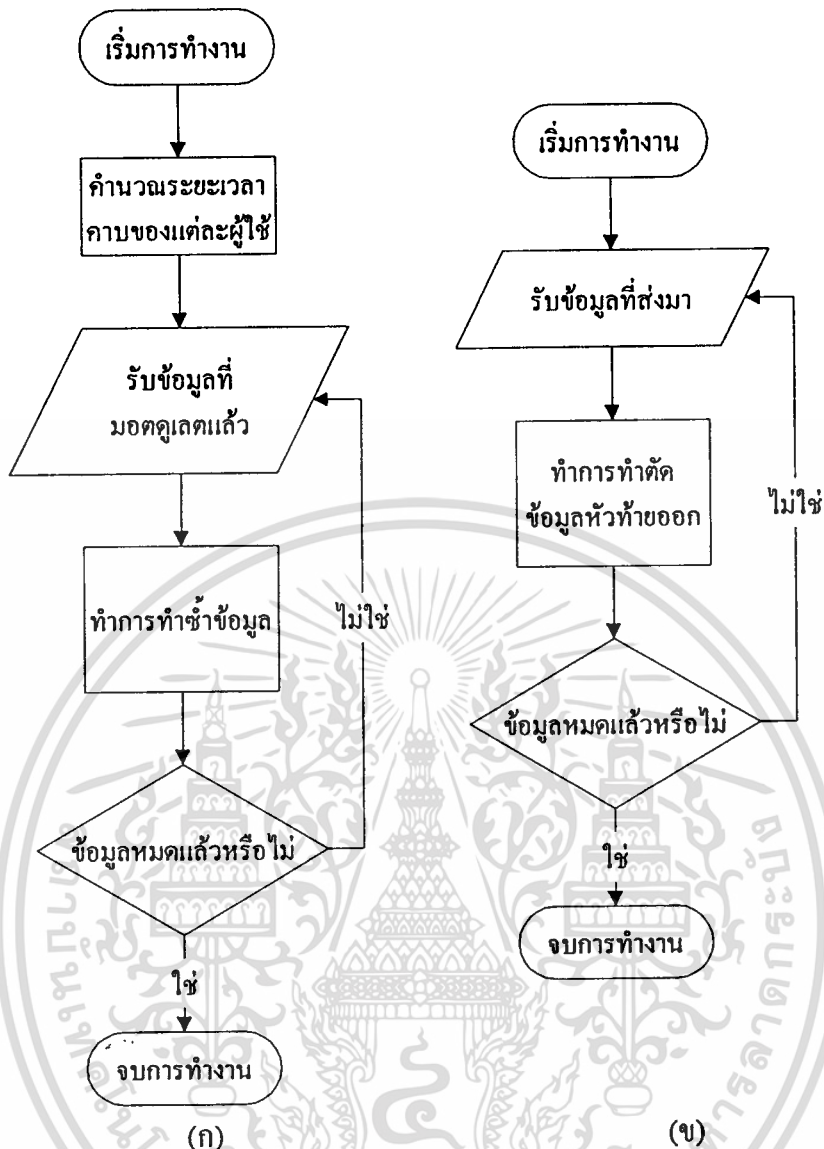
ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งการออกแบบและพัฒนาโปรแกรมออกเป็น 3 ส่วนด้วยกันคือ การออกแบบและพัฒนาโปรแกรมจำลองการทำงานของระบบ MLC-FH-CDMA การออกแบบและพัฒนาโปรแกรมจำลองการทำงานของช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคาгами-ไรซ์ และการออกแบบและพัฒนาโปรแกรมสำหรับทดสอบสมรรถนะของระบบ ซึ่งแต่ละส่วนนั้นจะมีกระบวนการที่สัมพันธ์กัน ดังจะได้แสดงในหัวข้อต่างๆต่อไปนี้

3.1 การออกแบบและพัฒนาโปรแกรมจำลองการทำงานของระบบ MLC-FH-CDMA

ระบบ MLC-FH-CDMA นั้นสามารถแยกการทำงานออกเป็นส่วนหลักได้ 2 ส่วนคือ ส่วนของการสเปกตรัม-ดีสเปกตรัม กับส่วนของการมอดูเลต-ดีมอดูเลตสัญญาณ โดยในหัวข้อนี้จะได้นำเสนอการออกแบบและอธิบายการทำงานของส่วนทั้ง 2 นี้

3.1.1 การออกแบบโปรแกรมสำหรับการสเปกตรัม-ดีสเปกตรัม

โดยหลักการแล้วส่วนนี้จะมีหน้าที่เปลี่ยนแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลให้มาเท่ากับแบนด์วิดท์ของรหัสที่ใช้เข้ารหัส หรือในระบบ FH-CDMA ก็คืออัตราการกระโดดคลื่นความถี่(Hopping Rate) นั่นเอง แต่สำหรับโปรแกรมซึ่งกำหนดให้สัญญาณข้อมูลเข้ามาในรูปของเมทริก สเปกตรัมจึงเป็นการขยายขนาดของเมทริกตามอัตราการกระโดดข้อมูล นั่นคือข้อมูลหนึ่งตัวนั้น หลังจากผ่านการมอดูเลตแล้วจะถูกทำซ้ำเท่ากับจำนวนระยะเวลาของคาบซึ่งถูกแบ่งให้แต่ละผู้ใช้ เช่น ถ้าเดิมจำนวนข้อมูลที่ผ่านการมอดูเลตแล้วเท่ากับ 255 ตัวแล้วระบบกำหนดให้คาบเวลาของแต่ละผู้ใช้ เท่ากับ 10 ขนานของเมทริกที่ถูกสเปกตรัมจะเท่ากับ 2550 เป็นต้น ส่วนการดีสเปกตรัม ก็จะเป็นตัดส่วนที่ซ้ำกันหรือยุบรวมส่วนที่เคยขยายไว้ในขั้นตอนแรกนั่นเอง โดยแผนผังแสดงการทำงานของโปรแกรมจำลองการทำงานนี้ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.1



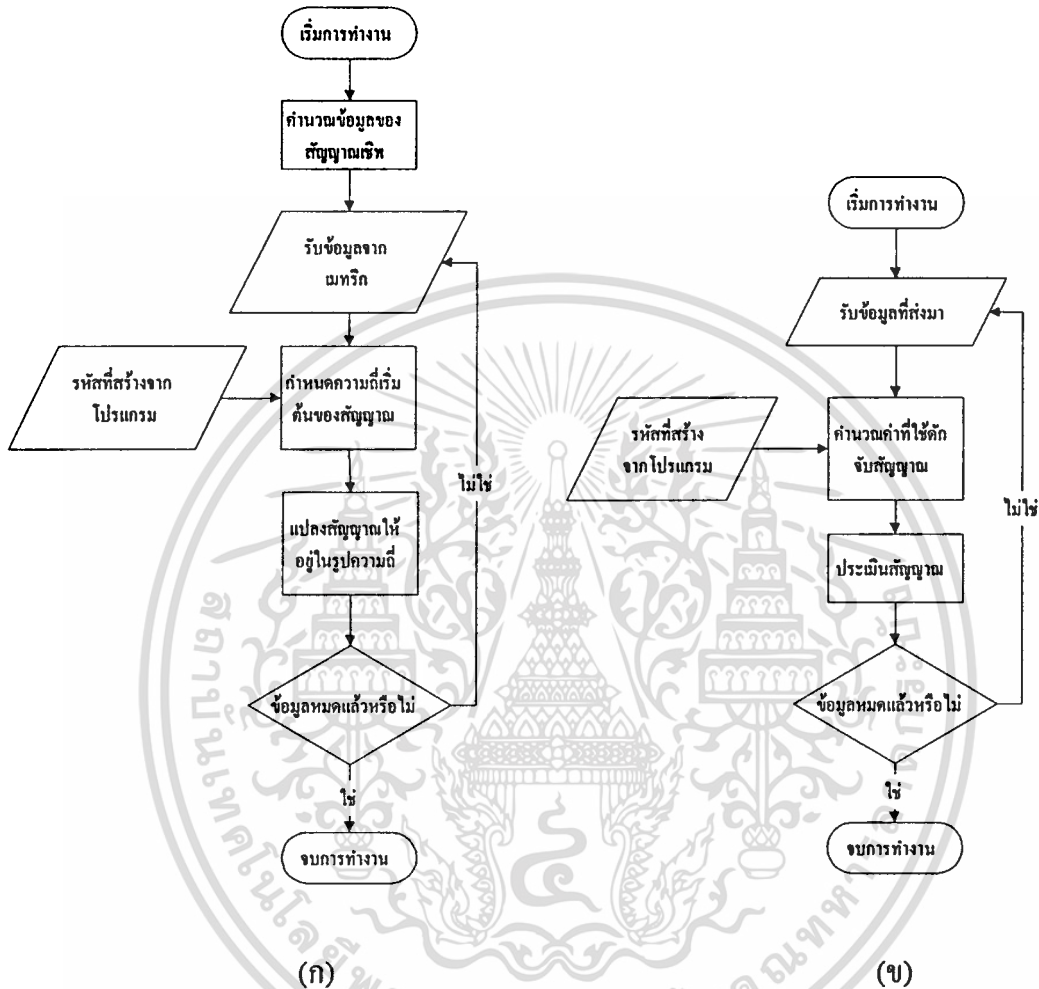
รูปที่ 3.1 แผนผังแสดงการทำงานของโปรแกรมสำหรับการสเปคตสเปกตรัม(ก) และ คีตสเปคตสเปกตรัม (ข)

3.1.2 การออกแบบโปรแกรมสำหรับการทำมอดดูเลต-คีมอดดูเลต

โปรแกรมในส่วนนี้มีหน้าที่ในการแปลงสัญญาณข้อมูลให้อยู่ในรูปสัญญาณเชิงรีป โดยเริ่มจากการแบ่งขนาดแบนด์วิดท์ของระบบที่มี และแบ่งคาบเวลา เพื่อให้ทราบขอบเขตในการกวาดสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ จากนั้นก็จะทำการระยะเวลาสำหรับช่วงของสัญญาณส่วนหน้า(Front Time) และสัญญาณส่วนหลัง(Back Time) ซึ่งเมื่อนำไปคำนวณร่วมกับพื้นที่การกวาดสัญญาณก็จะได้ความชันในการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณส่วนหน้า(Front Slope)และสัญญาณส่วนหลัง(Back Slope) จากนั้นจึงนำข้อมูลทั้งหมดมาใช้เปลี่ยนสัญญาณข้อมูลไปเป็นสัญญาณเชิงรีป ตามสมการที่ได้กล่าวไปแล้วใน บทที่ 2 ซึ่งรวมทั้งสมการสำหรับการคีมอดดูเลตสัญญาณด้วย ส่วนตำแหน่งหรือ

เอกสารที่ความถี่เริ่มต้นสำหรับการมอดดูเลตและความถี่ที่จะใช้จับสัญญาณมาคีมอดดูเลตนั้นจะถูกกำหนดไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยรหัส PN ที่ถูกสร้างขึ้นมานั้นเอง โดยรหัสหนึ่งชุดจะใช้กำหนดความถี่เริ่มต้นหรือช่วงการกวาดสัญญาณได้จำนวนหนึ่งเท่านั้น จะต้องมีการนำรหัสมาวนใช้ใหม่ตามระยะที่ระบบกำหนด โดยแผนผังแสดงการทำงานของโปรแกรมสำหรับทำการมอดูเลต-ดีมอดูเลตนั้น ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 แผนผังแสดงการทำงานของโปรแกรมสำหรับทำการมอดูเลต(ก) และ ดีมอดูเลต (ข)

3.2 การออกแบบและพัฒนาโปรแกรมจำลองการทำงานของช่องสัญญาณการจางหายแบบนากากามิ-ไรซ์

จากหลักการที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อ 2.3 และสมการของแบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบนากากามิ-ไรซ์นั้น เราสามารถแบ่งขั้นตอนของการออกแบบโปรแกรมได้เป็น 2 ขั้นตอน คือ ขั้นตอนการคำนวณสัญญาณทางตรงและขั้นตอนการคำนวณสัญญาณที่มาแบบสุ่ม สำหรับสัญญาณโดยตรงนั้นเราจะกำหนดให้มีการลดทอนเท่ากับ 1 นั่นคือ ให้เท่ากับสัญญาณข้อมูลที่เข้ามาเลย แต่สำหรับสัญญาณที่มาแบบสุ่มนั้นขั้นตอนการคำนวณจะมีความยุ่งยากซับซ้อนกว่า ดังนั้นเพื่อ

ให้สะดวกสำหรับการจำลองการทำงาน ในขั้นตอนนี้จึงจำเป็นต้องมีการกำหนดสมมติฐานสำหรับการคำนวณดังนี้

- เครื่องรับต้องใช้เสาอากาศแบบ Omnidirectional
- ค่าเฟสเริ่มต้นของสัญญาณจะต้องเป็นตัวแปรแบบสุ่มที่มีการกระจายแบบทรงเคียว
- มุมของการมาถึงก็จะต้องมีการกระจายแบบทรงเคียวด้วย
- จำนวนเส้นทางทั้งหมดเท่ากับ N

สมการของสัญญาณแบบสุ่มก็จะสามารถแสดงในรูปของระบบโลว์พาสเหมือนได้ดังนี้

$$c(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N e^{j 2\pi f_d \cos(2\pi n / N) t + j\phi_n} \quad (3.1)$$

ในกรณีที่เป็นเสาอากาศแบบ Omnidirectional สัญญาณที่เข้ามาในมุม θ และ ϕ จะมีความถี่ดอปเลอร์เดียวกันดังนั้นเราจึงสามารถรวมพจน์ที่มีการเอื้อมล้ำกันอยู่ในสมการ (3.1) ได้เป็นสมการดังต่อไปนี้

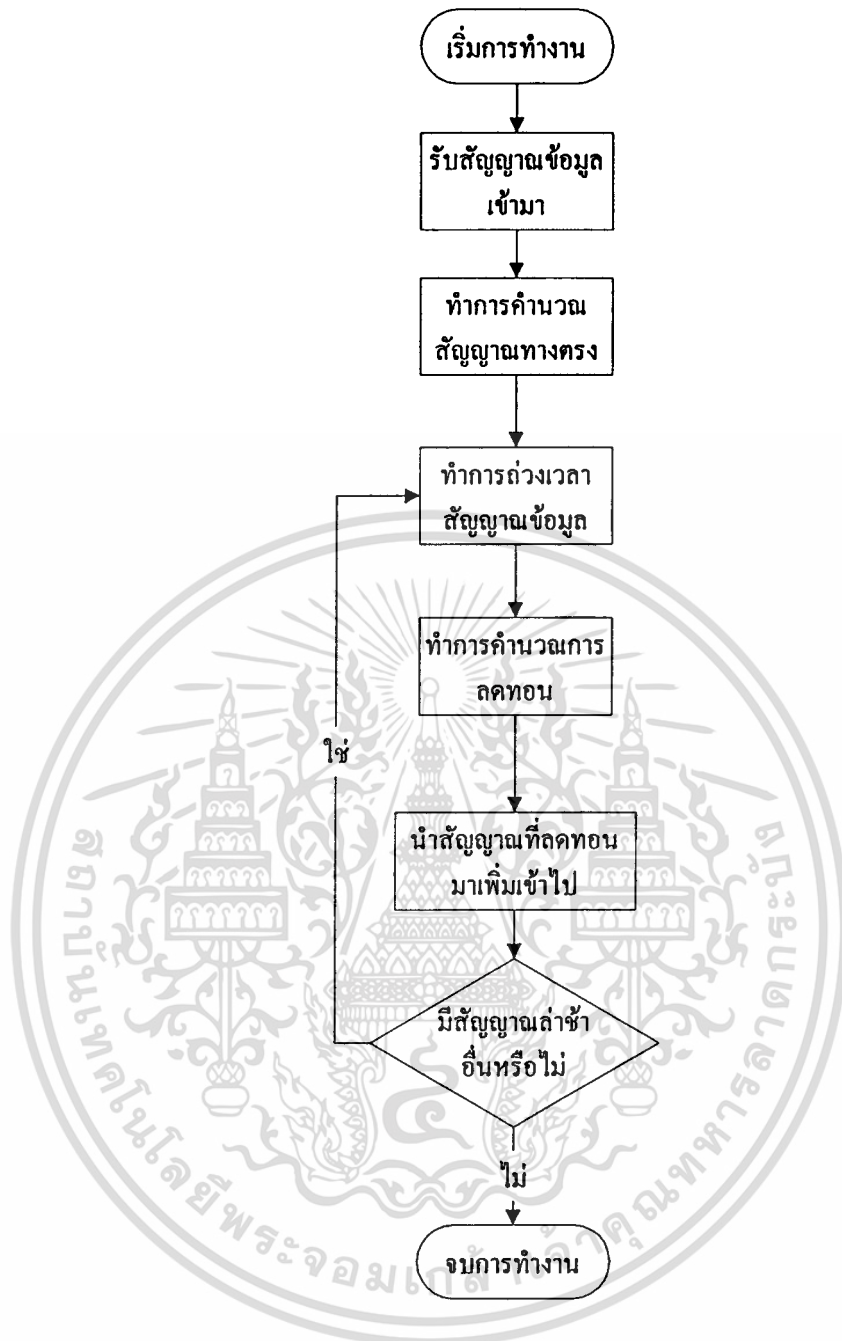
$$\begin{aligned} c(t) &= x(t) + j \cdot y(t) \\ &= \left[\sqrt{\frac{2}{N_1 + 1}} \sum_{n=1}^{N_1} \cos\left(\frac{\pi n}{N_1}\right) \cos\left\{2\pi f_d \cos\left(\frac{2\pi n}{N_1}\right) t\right\} + \frac{1}{\sqrt{N_1 + 1}} \cos(2\pi f_d t) \right] \\ &\quad + j \left[\sqrt{\frac{2}{N_1}} \sum_{n=1}^{N_1} \sin\left(\frac{\pi n}{N_1}\right) \cos\left\{2\pi f_d \cos\left(\frac{2\pi n}{N_1}\right) t\right\} \right] \end{aligned} \quad (3.2)$$

โดยที่ $N/2$ เป็นจำนวนคู่ จะสามารถหาค่า N_1 ได้จากสมการดังนี้

$$N_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{N}{2} - 1 \right) \quad (3.3)$$

จากนั้น จึงทำการคูณกับค่าการลดทอนซึ่งในที่นี้จะมีการกำหนดในรูปสัดส่วนของกำลังเมื่อเทียบกับกำลังของสัญญาณทางตรง เสร็จแล้วจึงนำค่า $c(t)$ และค่าการลดทอนนี้ ไปคำนวณร่วมกับสัญญาณที่เข้ามาซึ่งผ่านการทำให้ล่าช้าแล้ว ก็จะได้สัญญาณที่ถูกลดทอนและล่าช้าออกมา นำไปบวกกับสัญญาณทางตรง ก็จะได้เป็น สัญญาณที่ได้รับ ณ เครื่องรับซึ่งผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบนาฬิกาไม-ไรซ์มาแล้ว โดยแผนผังแสดงการทำงานของโปรแกรมจำลองการทำงานนี้ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



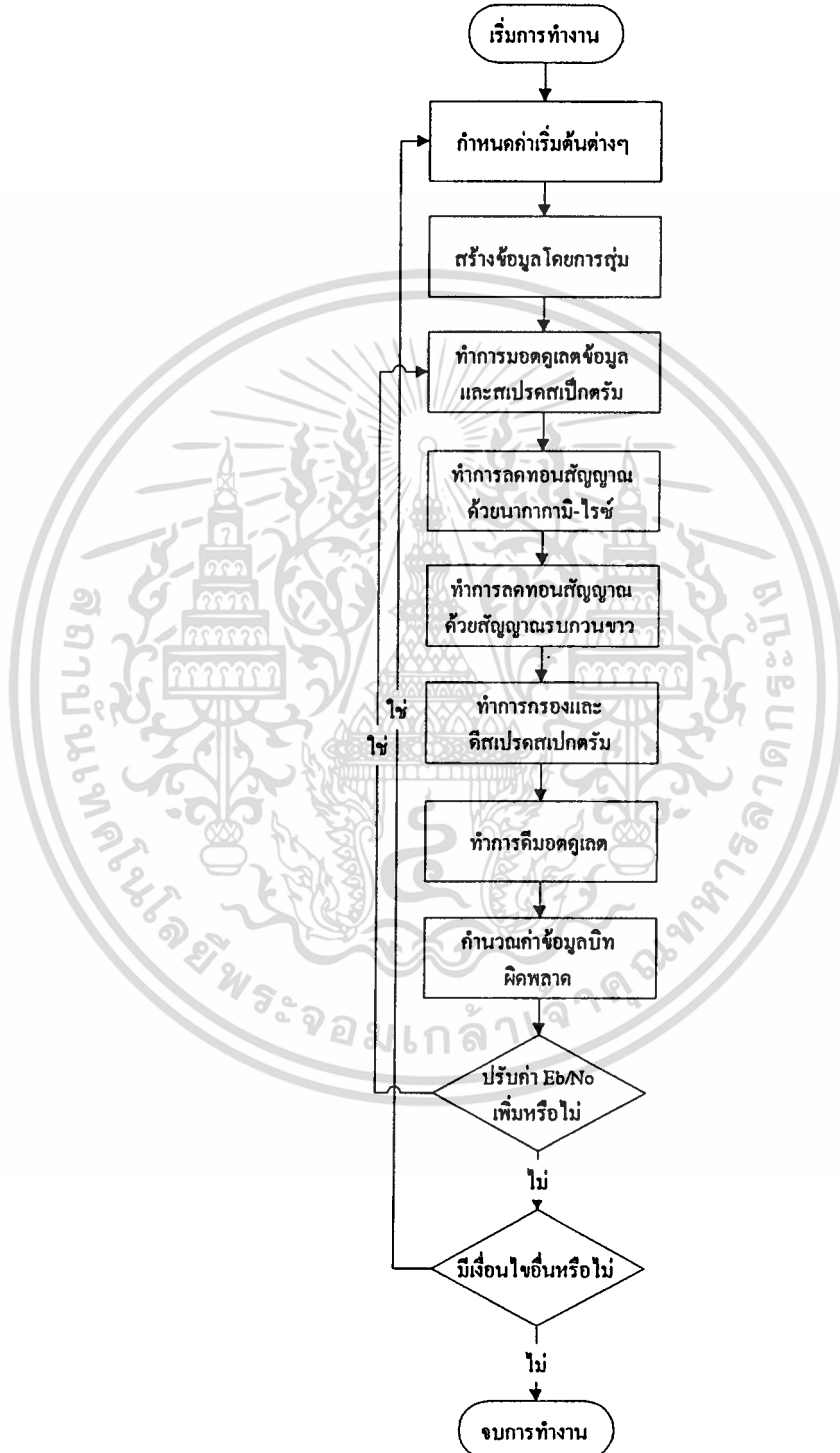
รูปที่ 3.3 แผนผังแสดงการทำงานของโปรแกรมจำลองการทำงานของช่องสัญญาณการจางหายแบบ นากากามิ-ไรซ์

3.3 การออกแบบและพัฒนาโปรแกรมสำหรับทดสอบสมรรถนะของระบบ

สำหรับการทดสอบระบบสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA นั้นเราจะเริ่มด้วยการสุ่มข้อมูลออกมาชุดหนึ่งซึ่งในรูปของเมทริก โดยขนาดความยาวของเมทริกนั้นจะเท่ากับจำนวนข้อมูลที่เรากำหนด ส่วนความกว้างจะเท่ากับจำนวนผู้ใช้ที่อยู่ในระบบ จากนั้นเราจะทำการส่งเมทริกข้อมูลนี้เข้าสู่กระบวนการของระบบ MLC-FH-CDMA และ ช่องสัญญาณการจางหายแบบ นากากามิ-ไรซ์ สุดท้ายเมื่อได้เมทริกข้อมูลที่ผ่านกระบวนการต่างๆจนกลายเป็นเมทริกข้อมูลที่เครื่องรับแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่ไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทั่วไปใช้ประโยชน์อื่นใด
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั้น โปรแกรมก็จะทำการตรวจวัดค่าข้อมูลบิตผิดพลาด(Bit Error Rate) โดยจะนำเมตริกข้อมูลที่ได้รับมาเปรียบเทียบกับเมตริกข้อมูลที่ส่งมา(เมตริกเริ่มแรก) แล้วนับจำนวนบิตที่ผิดพลาดเคลื่อนไป มาหารกับจำนวนข้อมูลทั้งหมด โดยแผนผังแสดงการทำงานของโปรแกรมทดสอบสมรรถนะของระบบได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แผนผังแสดงการทำงานของโปรแกรมทดสอบสมรรถนะของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดสอบสมรรถนะของระบบ

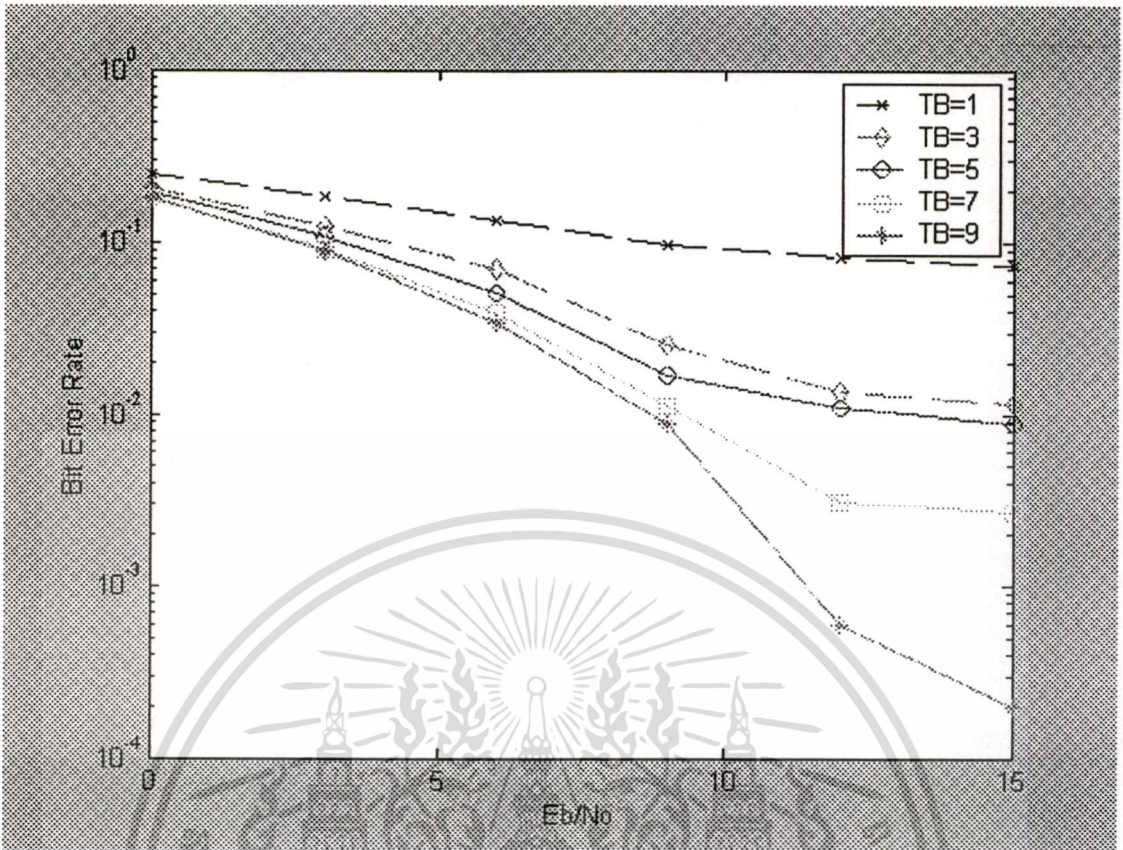
ในบทนี้จะนำเสนอผลการวิเคราะห์เปรียบเทียบโดยใช้โปรแกรม Matlab ในการจำลองกระบวนการทำงานของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากาามิ-ไรซ์ ซึ่งอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบนั้นสามารถคำนวณได้จากกระบวนการที่ได้นำเสนอแล้วในบทที่ 3 โดยการทดสอบและวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากาามิ-ไรซ์นั้นแบ่งออกเป็น 2 แนวทาง คือแนวทางที่ 1 จะมุ่งทดสอบผลกระทบของตัวแปรต่างๆที่สำคัญที่มีผลต่อสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA โดยผลการทดสอบนั้นได้แสดงไว้ในหัวข้อ 4.1 ส่วนแนวทางที่ 2 จะมุ่งทดสอบและวิเคราะห์สมรรถนะของระบบในเชิงเปรียบเทียบ โดยจะเปรียบเทียบผลกระทบของตัวแปรต่างๆของระบบ MLC-FH-CDMA เมื่อทำงานบนแบบจำลองช่องสัญญาณแบบต่างๆ และเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบนี้กับระบบ FH-CDMA เดิม CDMA โดยผลการทดสอบนั้นได้แสดงไว้ในหัวข้อ 4.2

4.1 สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากาามิ-ไรซ์

ในหัวข้อนี้จะแสดงสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากาามิ-ไรซ์ ตามสภาวะเงื่อนไขต่างๆของระบบ ซึ่งประกอบด้วยค่าผลคูณเวลา-ความถี่(TB) จำนวนผู้ใช้(User) อัตราขยายการประมวลผล(G_p) และค่าตัวแปรไรเซียนซึ่งเป็นตัวแปรของแบบจำลองบนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากาามิ-ไรซ์

4.1.1 ผลของการเพิ่มค่าผลคูณเวลา-ความถี่ (Time-Bandwidth Product)

ในรูปที่ 4.1 แสดงสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากาามิ-ไรซ์ ที่ค่าผลคูณเวลา-ความถี่ต่างๆ ที่จำนวนผู้ใช้เท่ากับ 5

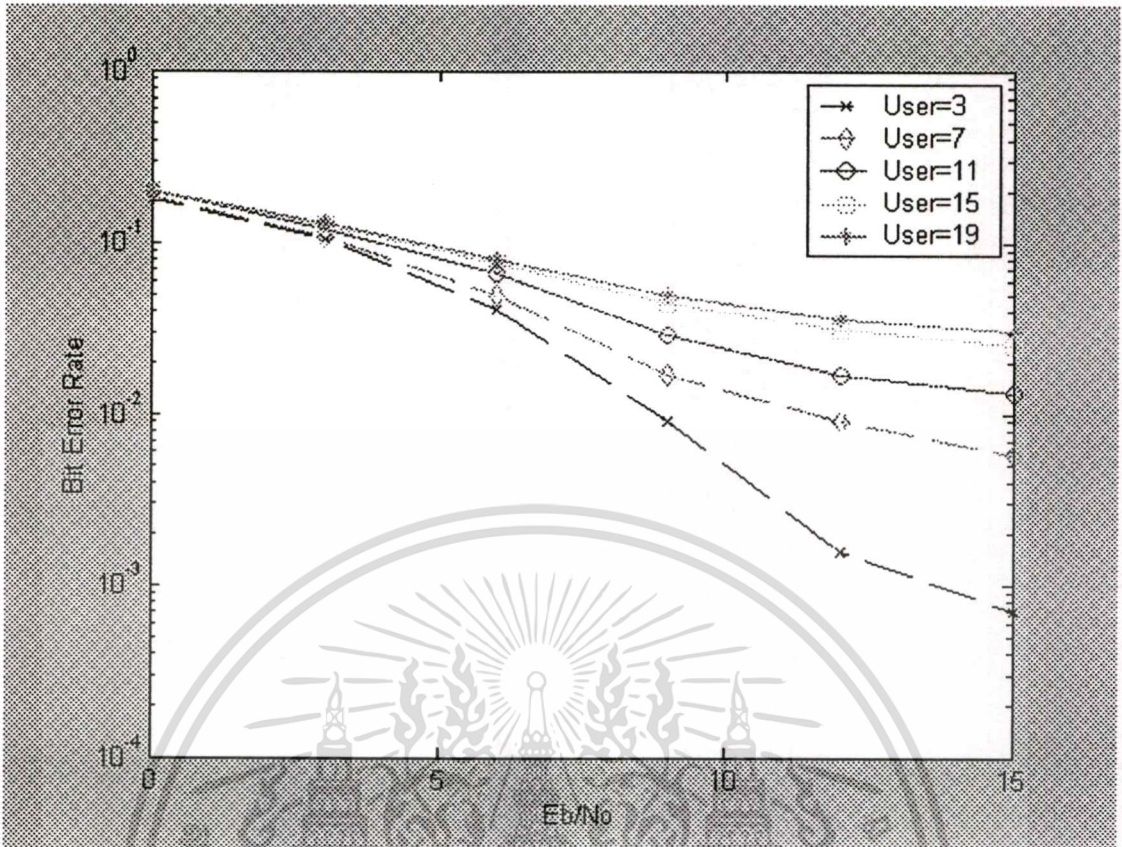


รูปที่ 4.1 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากาามิ-ไรซ์กรณีมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 1, 3, 5 7 และ 9 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้

จากรูปจะเห็นว่า การเพิ่มค่าผลคูณเวลา-ความถี่มีผลให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากาามิ-ไรซ์ ดีขึ้น ที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะเมื่อมีพื้นที่ในการกวาดความถี่เพิ่มขึ้น ความถี่ของสัญญาณเชิงรูปเชิงเส้นแต่ละอันก็จะมี ความห่างจากกันเพิ่มขึ้น ทำให้การผิดพลาดในการแยกแยะสัญญาณน้อยลง ส่งผลให้สมรรถนะดีขึ้นนั่นเอง นอกจากนี้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ยังเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว เมื่อ ค่า E_b/N_0 สูงขึ้นอีกด้วย ในกรณีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5

4.1.2 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ

ในรูปที่ 4.2 ได้แสดงสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากาามิ-ไรซ์ ที่มีอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 32 และที่ค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5 โดยที่ในรูปจะแสดงสมรรถนะของระบบที่จำนวนต่างๆของผู้ใช้ภายใน

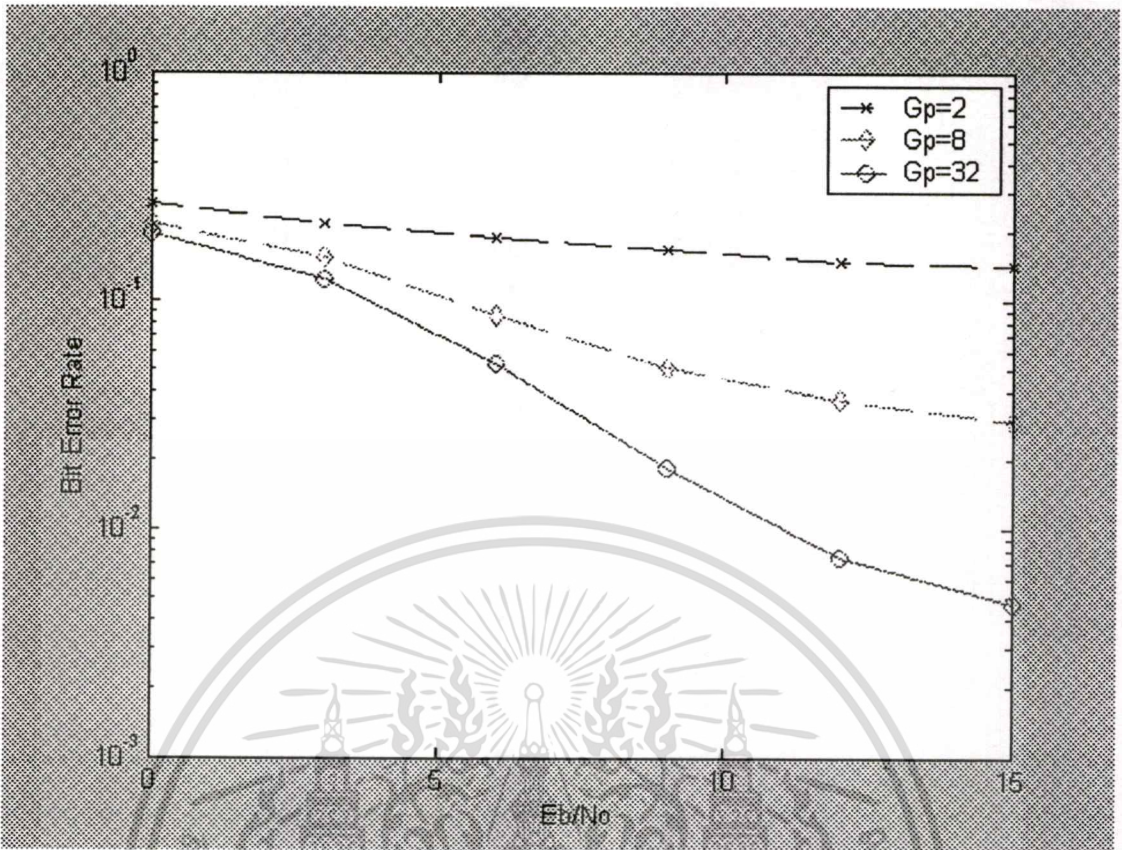


รูปที่ 4.2 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์ กรณีมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 3, 7, 11, 15, และ 19 ผู้ใช้ เมื่อมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5

จากรูปจะเห็นว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบลดลง มีผลทำให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์ ดีขึ้นแต่ ผลของจำนวนผู้ใช้จะเห็นได้ชัดเจนขึ้นเมื่อค่า E_b/N_0 มีค่าสูงขึ้น ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากเหตุผลที่ว่า เมื่อจำนวนผู้ใช้มีจำนวนน้อย ก็ทำให้จำนวนของสัญญาณเซิร์ฟเซิงเส้นที่ต้องเตรียมไว้ให้ผู้ใช้แต่ละรายก็น้อยตาม ทำให้ในหนึ่งช่วงเวลา-ความถี่ไม่แออัด และสามารถลดความผิดพลาดของการแยกแยะสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ได้นั่นเอง

4.1.3 ผลของการปรับค่าอัตราขยายการประมวลผล

ในรูปที่ 4.3 แสดงสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์ ที่มีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5 และระบบที่มีจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 5 ผู้ใช้ เปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์ ที่ค่าอัตราขยายการประมวลผลต่างๆ



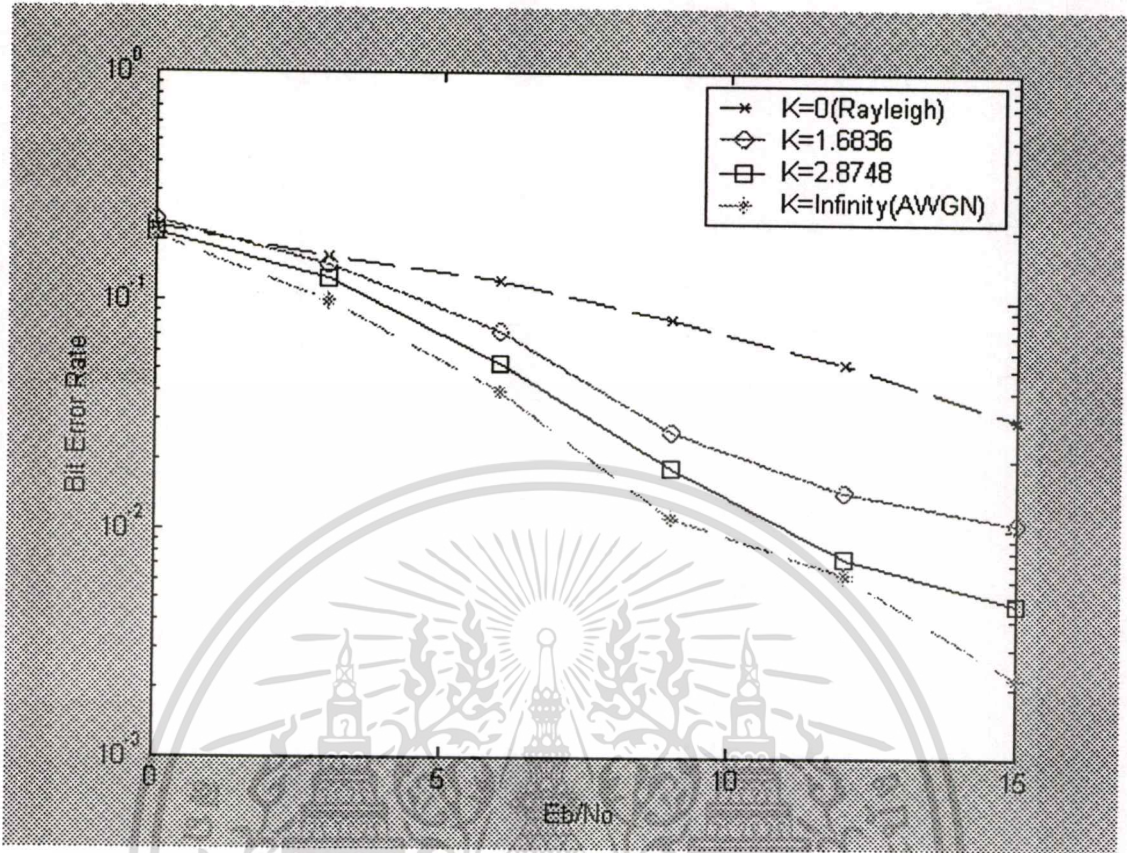
รูปที่ 4.3 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์ กรณีมีค่าอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 2, 8, และ 32 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้ และมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5

จากรูปจะเห็นว่าสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์ จะยังขึ้นอยู่กับค่าอัตราขยายการประมวลผลเหมือนกับแบบจำลองอื่นๆ นั่นคือเมื่อค่าอัตราขยายการประมวลผลมีค่าสูงจะทำให้สมรรถนะของระบบมีค่าสูงตามไปด้วย และค่าอัตราขยายการประมวลผลที่มีค่าสูงยังมีผลดีต่อความจุของจำนวนผู้ใช้ในระบบด้วย

4.1.4 ผลของการปรับค่าตัวแปรไรเซชัน

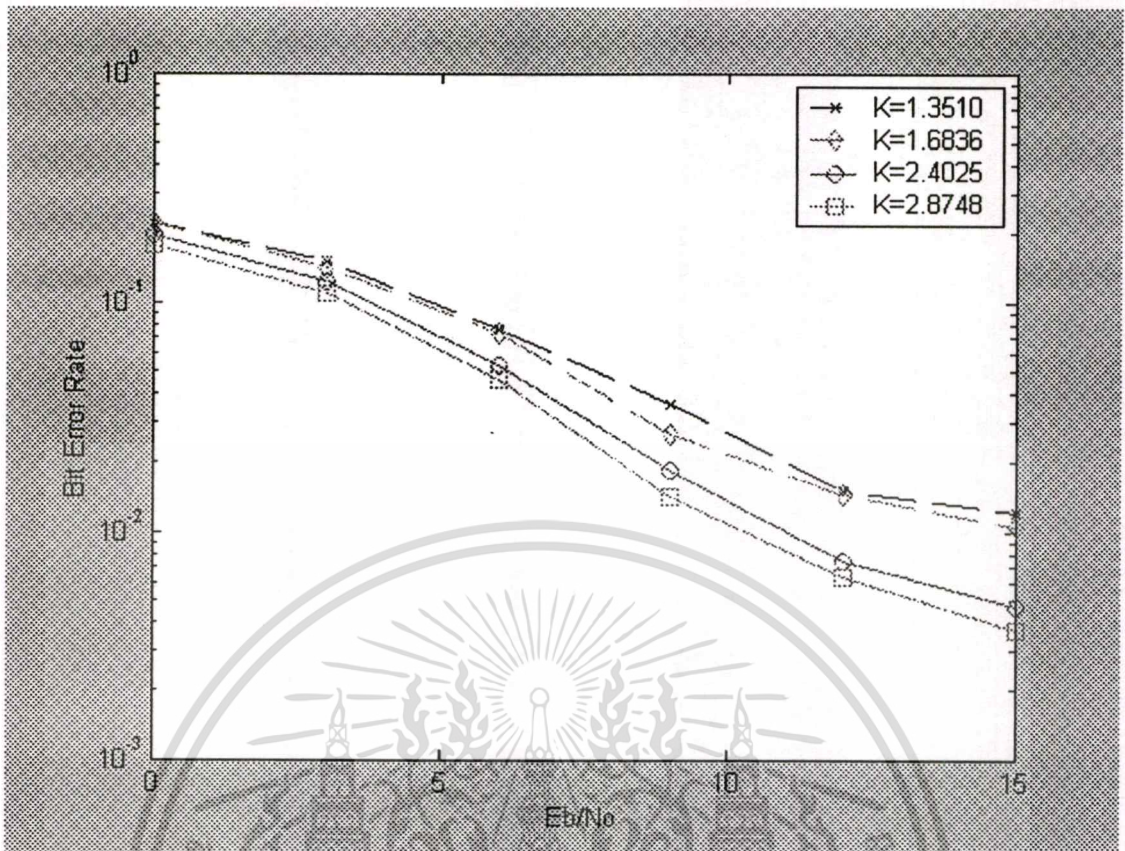
ในรูปที่ 4.3-4.4 แสดงสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์ ที่มีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5 และระบบที่มีจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 5 ผู้ใช้เปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์ ที่ค่าตัวแปรไรเซชันต่างๆ โดยรูปที่ 4.3 จะเป็นการเปรียบเทียบกันของค่าที่ทำให้แบบจำลองของนากากามิ-ไรซ์ มีพฤติกรรมเสมือนแบบจำลองอื่นๆ ส่วนในรูปที่ 3 จะเป็นการแสดงถึงผลของค่า

เอกสารตัวแปรไรเซชันที่มีต่อสมรรถนะของระบบที่การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากาามิ-ไรซ์ กรณีมีค่าตัวแปรไรเซชันเท่ากับ 0, 1.6836, 2.8748 และ ∞ เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้ และมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5

จากรูปจะเห็นว่าสมรรถนะบนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากาามิ-ไรซ์นั้นจะมีค่าอยู่ระหว่างสมรรถนะบนช่องสัญญาณรบกวนขาว กับ สมรรถนะบนช่องสัญญาณการกระจายแบบเรย์ลี ซึ่งมี ค่า $K=0$ และ $K=\infty$ โดยสมรรถนะของระบบที่มีค่าตัวแปรไรเซชันที่สูงกว่า(เข้าใกล้ ∞) ก็จะมีสมรรถนะใกล้เคียงกับแบบจำลองของเรย์ลี($K=\infty$) และ สมรรถนะของระบบที่มีค่าตัวแปรไรเซชันที่ต่ำกว่า(เข้าใกล้ 0) ก็จะมีสมรรถนะใกล้เคียงกับแบบจำลองของเรย์ลี($K=0$)



รูปที่ 4.5 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากาามิ-ไรซ์ กรณีมีค่าตัวแปรไรเซชันเท่ากับ 1.3510, 1.6836, 2.4025 และ 2.8748 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้ และมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5

จากรูปจะเห็นว่าสมรรถนะบนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากาามิ-ไรซ์นั้นจะลดลงเมื่อค่าตัวแปรไรเซชันมีค่าลดลง หรือมีค่าเข้าใกล้ 0 นั่นคือสภาวะของช่องสัญญาณการกระจายใกล้เคียงสภาวะของช่องสัญญาณการกระจายแบบเรย์ลี นั่นเอง

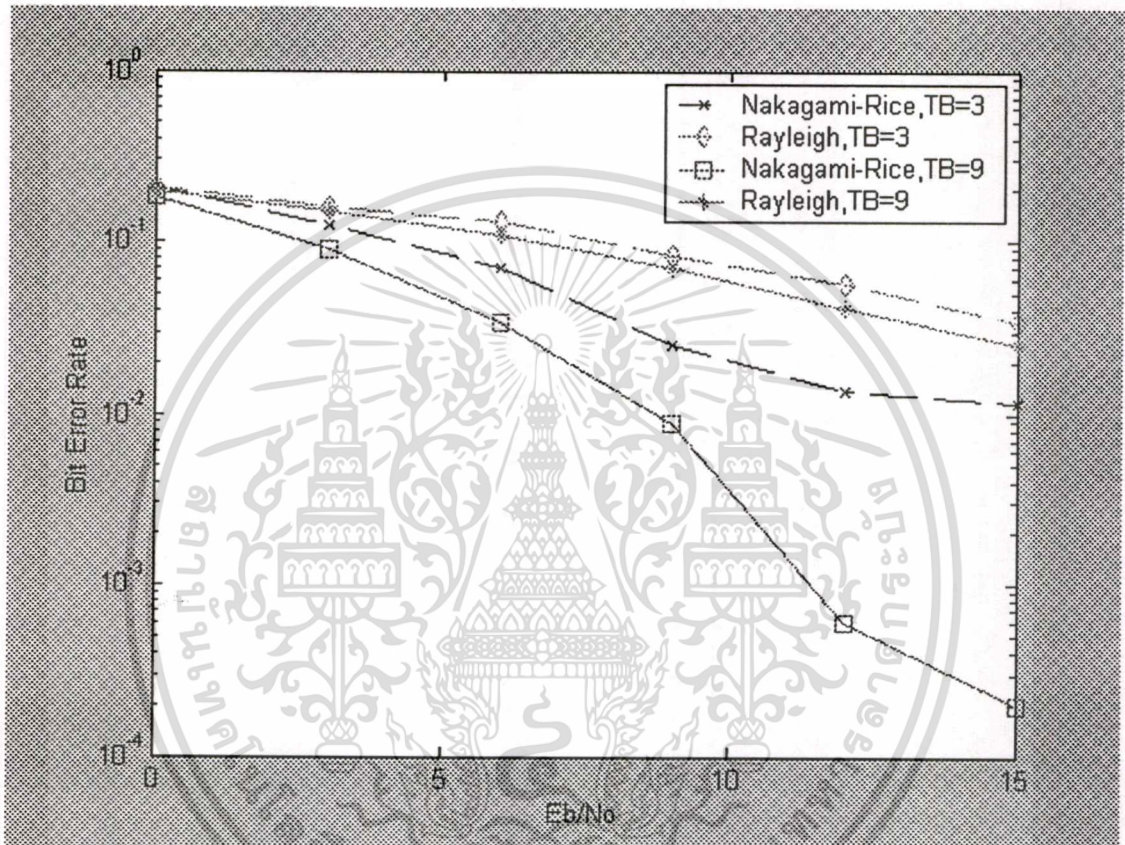
4.2 ผลของตัวแปรที่มีผลต่อสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากาามิ-ไรซ์เปรียบเทียบกับแบบอื่นๆ

ในหัวข้อนี้จะแสดงสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากาามิ-ไรซ์ เปรียบเทียบกับเมื่อทำงานบนช่องสัญญาณการกระจายแบบต่างๆ ตามสภาวะเงื่อนไขต่างๆ ของระบบ ซึ่งประกอบด้วยค่าผลคูณเวลา-ความถี่ (TB) จำนวนผู้ใช้ (User) และ อัตราขยายการประมวลผล (G_p)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.1 ค่าผลคูณเวลา-ความถี่ (Time-Bandwidth Product)

ในรูปที่ 4.6 แสดงสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์ และ เรย์ลี ที่ค่าผลคูณเวลา-ความถี่ต่างๆ ซึ่งมีจำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ 5 จากรูปจะเห็นว่า การเพิ่มค่าผลคูณเวลา-ความถี่มีผลให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์ นั้นจะดีขึ้นอย่างรวดเร็วที่ค่า E_b/N_0 สูงๆ

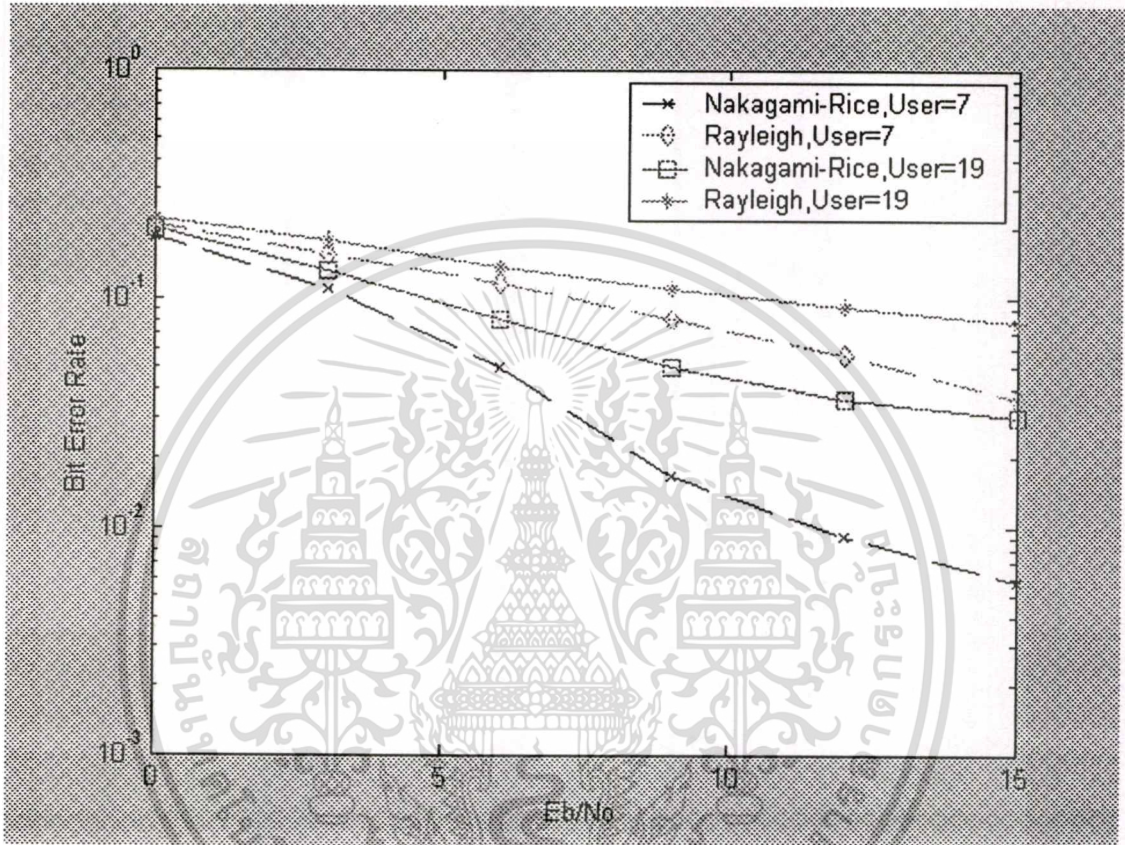


รูปที่ 4.6 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์ และ เรย์ลีกรณีที่มีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 3 และ 9 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้

จากรูปจะเห็นว่าเมื่อค่าผลคูณเวลา-ความถี่เพิ่มขึ้นมีผลทำให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ดีขึ้นและยังเห็นได้ชัดเมื่อค่า E_b/N_0 สูงขึ้น และยังสามารถบอกได้ว่าช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์นั้นสามารถตอบสนองต่อการเพิ่มค่า ค่าผลคูณเวลา-ความถี่ได้ดีกว่าช่องสัญญาณแบบเรย์ลีด้วย ในกรณีที่จำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 5

4.2.2 จำนวนผู้ใช้งานในระบบ

ในรูปที่ 4.7 ได้แสดงสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์ และ เรย์ลี ที่มีอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 32 โดยที่ในรูปจะแสดงสมรรถนะของระบบที่จำนวนต่างๆของผู้ใช้ภายในระบบ ซึ่งแสดงค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5



รูปที่ 4.7 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์ และ เรย์ลีกรณีที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 7, และ 19 ผู้ใช้ เมื่อมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5

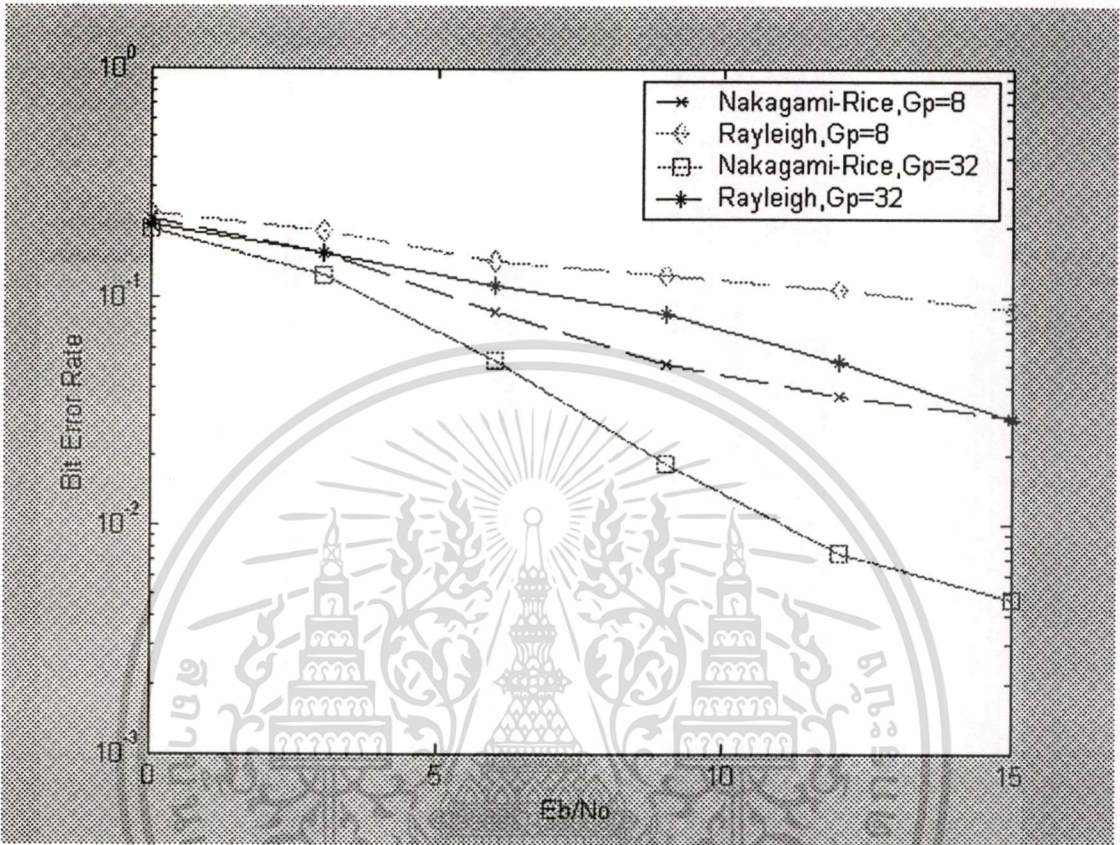
จากรูปจะเห็นว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบลดลง มีผลทำให้สมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์ ดีขึ้นกว่าแบบเรย์ลี และผลของจำนวนผู้ใช้งานจะเห็นได้ชัดเจนขึ้นเมื่อค่า E_b/N_0 มีค่าสูงขึ้น

4.2.3 ค่าอัตราขยายการประมวลผล

ในรูปที่ 4.8 แสดงสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์ และ เรย์ลี ที่มีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5 และระบบที่มีจำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ 5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผู้ใช้ โดยเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์ และ เรย์ลี ที่ค่าอัตราขยายการประมวลผลต่างๆ



รูปที่ 4.8 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์ และ เรย์ลี กรณีมีค่าอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 8 และ 32 เมื่อมีจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 ผู้ใช้ และมีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5

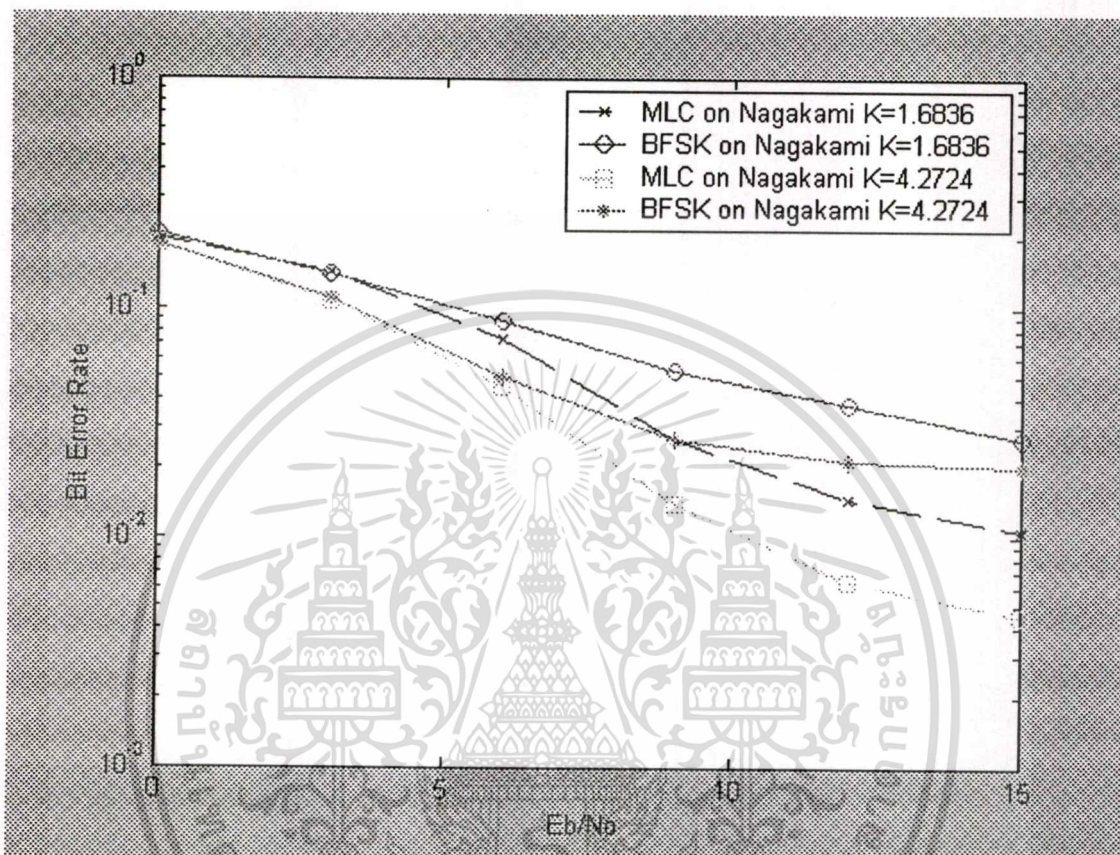
จากรูปจะเห็นว่าสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA ยังจะขึ้นอยู่กับค่าอัตราขยายการประมวลผล โดยค่าอัตราขยายการประมวลผลนั้นจะมีอัตราการลดลงที่มากกว่าเมื่อระบบทำงานบนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์ ซึ่งค่าอัตราขยายการประมวลผลที่มีค่าสูงยังมีผลดีต่อความจุของจำนวนผู้ใช้ในระบบด้วย

4.2.4 เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA

ในรูปที่ 4.9 แสดงสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA (ซึ่งเป็นระบบ FH-CDMA แบบดั้งเดิม) บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-

ไรซ์ ที่มีค่าผลคูณเวลา-ความถี่เท่ากับ 5 และระบบที่มีจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 5 ผู้ใช้ โดยเปรียบเทียบค่า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมรรถนะทั้งในสภาพแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวนความเข้มสัญญาณสูง (ตัวแปรไรเซชันเท่ากับ 1.6836) และ ในสภาพแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวนความเข้มสัญญาณเบาบางกว่า (ตัวแปรไรเซชันเท่ากับ 4.2724)



รูปที่ 4.9 แสดงอัตราความผิดพลาดข้อมูลกับอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของระบบ MLC-FH-CDMA เปรียบเทียบกับระบบ BFSK-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์ กรณีมีค่าตัวแปร ไรเซชันเท่ากับ 1.6836 และ 4.2724

จากรูปจะเห็นว่าสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA บนช่องสัญญาณการกระจายแบบนากากามิ-ไรซ์ นั้นเหนือกว่าสมรรถนะของระบบ BFSK-FH-CDMA ในทั้งสองสภาพแวดล้อม คือ ในสภาพแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวนความเข้มสัญญาณสูง (ตัวแปรไรเซชันเท่ากับ 1.6836) และ ในสภาพแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวนความเข้มสัญญาณเบาบางกว่า(ตัวแปรไรเซชันเท่ากับ 4.2724)

บทที่ 5

สรุปผลการวิเคราะห์

ระบบ MLC-FH-CDMA เป็นระบบที่พัฒนาขึ้นมาเพื่อแก้ไขปัญหาการชนความถี่ของผู้ใช้ ทำให้เพิ่มสมรรถนะของระบบ FH-CDMA เดิม และยังคงคุณสมบัติเดิมของ ระบบ CDMA อยู่หลายประการ เช่นสามารถแยกสัญญาณออกไปได้ ป้องกันการดักฟัง และทำให้ข้อมูลมีความปลอดภัย ดังนั้นการสื่อสารระบบ MLC-FH-CDMA จึงเป็นหัวข้อที่ได้รับความสนใจและมีประโยชน์ในการที่จะนำระบบนี้มาประยุกต์ใช้ให้บริการในระบบสื่อสารในปัจจุบัน ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการทดสอบและวิเคราะห์สมรรถนะของระบบการสื่อสารฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอโดยใช้การมอดูเลตแบบเชิร์ปเชิงเส้นหลายความถี่ โดยนำเอาแบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบนากากามิ-ไรซ์ เข้ามาใช้ทดสอบสมรรถนะของระบบ โดยแบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบนากากามิ-ไรซ์นี้ มีคุณสมบัติพิเศษกว่าแบบจำลองช่องสัญญาณแบบอื่นๆ ตรงที่แบบจำลองนี้ได้รวมสภาวะเงื่อนไขที่มี สัญญาณทางตรงหรือสัญญาณในแนวสายตา(Line of sight: LOS)ซึ่งมักเกิดขึ้นในการให้บริการของไมโครเซลล์ที่มักติดตั้งอยู่ในตำแหน่งที่สูง เช่นบนยอดตึก เป็นต้น นอกจากนี้ยังมีการตั้งสมมติฐานและสร้างสมการที่สามารถปรับเปลี่ยนให้แบบจำลองมีความเสมือนแบบจำลองอื่นๆ ได้อีกด้วย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอการหลักการและทฤษฎีของระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบเชิร์ปหลายความถี่เชิงเส้นบนในบทที่ 2 จากนั้นจึงได้อธิบายการทำงานและการออกแบบโปรแกรมจำลองการทำงานของระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอแบบเชิร์ปหลายความถี่เชิงเส้น การทำงานและการออกแบบโปรแกรมจำลองการทำงานของแบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบนากากามิ-ไรซ์ และการออกแบบโปรแกรมที่ใช้ทดสอบสมรรถนะของระบบบนช่องสัญญาณการจางหายแบบนากากามิ-ไรซ์ ไว้ใน หัวข้อ 3.1, 3.2 และ 3.3 ตามลำดับ และสุดท้ายได้ทำการเก็บรวบรวมผลการทดสอบแล้วนำมาวิเคราะห์ โดยการวิเคราะห์จะแบ่งออกเป็นสองแนวทางด้วยกัน แนวทางแรกคือการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบเชิร์ปหลายความถี่เชิงเส้นบนช่องสัญญาณการจางหายแบบนากากามิเมื่อมีสภาวะเงื่อนไขต่างๆเปลี่ยนไป เช่น จำนวนผู้ใช้ในระบบ ค่าผลคูณเวลา-ความถี่ ค่าอัตราขยายการประมวลผลรวมทั้งผลของการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปร โรเซชันซึ่งเป็นตัวแปรของแบบจำลองช่องสัญญาณ แนวทางที่สองคือการวิเคราะห์ระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบเชิร์ปหลายความถี่เชิงเส้นบนช่องสัญญาณการจางหายแบบนากากามิ-ไรซ์ ในเชิงเปรียบเทียบกับบนช่องสัญญาณแบบอื่นๆที่แบบจำลองนี้สามารถทำเสมือนได้ และ ยังเปรียบเทียบกับระบบดั้งเดิมอีกด้วย โดยผลการวิเคราะห์ในแนวทางแรกคือ สมรรถนะของระบบฟรีควอนซ์ฮอปปีงซีดีเอ็มเอที่ใช้

การมอดูเลตแบบซีอาร์พีหลายความถี่เชิงเส้นบนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคาгами-ไรซ์จะสูงขึ้นตามการเพิ่มค่าผลคูณเวลา-ความถี่ ค่าอัตราขยายการประมวลผล และสมรรถนะของระบบจะลดลงเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้น ส่วนผลการวิเคราะห์ในแนวทางที่สองคือ การทำงานของระบบบนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคาгами-ไรซ์จะให้ประสิทธิภาพที่เหนือกว่าบนช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี เนื่องจากสมมติฐานที่ใช้สร้างแบบจำลองมีความแตกต่างกันนั่นเอง และบนช่องสัญญาณนาคาгамиที่สภาพแวดล้อมแบบต่างๆ ระบบ MLC-FH-CDMA ก็ดีกว่าระบบเดิมด้วย

ผลที่ได้ทั้งหมดแสดงให้เห็นว่า สมรรถนะของระบบฟรีควีนซีฮอปป์ิงซีดีเอ็มเอแบบซีอาร์พีหลายความถี่เชิงเส้นบนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคาगามินั้น จะเหนือกว่าบนช่องสัญญาณแบบเรย์ลี ในกรณีเงื่อนไขของระบบเหมือนกัน เนื่องจากสมมติฐานของแบบจำลองช่องสัญญาณ แต่แบบจำลองนี้ก็สามารถปรับแต่งค่าตัวแปรภายในให้แบบจำลองมีความใกล้เคียงกับสภาวะที่เป็นจริงได้ ดังนั้นการทดสอบระบบด้วยแบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคาगามิจึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่น่าสนใจ เพื่อให้การนำระบบฟรีควีนซีฮอปป์ิงซีดีเอ็มเอแบบซีอาร์พีหลายความถี่เชิงเส้นไปใช้ในการให้บริการในสภาพแวดล้อมการให้บริการในปัจจุบันเป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพมากที่สุด



เอกสารอ้างอิง

- [1] S. Sampei, "Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communication", Prentice-Hall, 1997
- [2] R. Prasad, "CDMA for Wireless Personal Communications", Artech House, London, 1996
- [3] R. E. Ziemer, R. L. Peterson, "Digital Communication and Spread Spectrum System", Macmillan Publishing, New York, 1985
- [4] J. G. Proakis, "Digital Communication", McGraw-Hill, 2000
- [5] H. Harada, R. Prasad, "Simulation and Software Radio for Mobile Communications", Artech House, London, 2002
- [6] C.E. Cook, M. Bernfeld, "Radar Signals; An Introduction to Theory and Application", Artech House, 1987
- [7] B. Edde, "Radar Principles Technology Applications", Prentice-Hall, 1994
- [8] P. Z. Peebles, Radar Principles, John Wiley, New York, 1998
- [9] K. W. Halford, "Multistage Multiuser Detection for FHMA", IEEE Transactions on Communications, Vol.48, No.9, September 2000
- [10] S. Hengstler, D. P. Kasilingam. A. H. Costa, "A Novel Chirp Modulation Spectrum Technique for Multiple Access", IEEE Symp. on Spread-Spectrum Tech. & Appl., pp 73-77, September. 2-5, 2002
- [11] 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, July 1999.
- [12] สมยศ ธรรมาสุขสิน. 2547. "การปรับปรุงสมรรถนะของระบบสื่อสาร FH-CDMA ด้วยเทคนิค Chirp แบบหลายความถี่เชิงเส้น" วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตสาขา วิชาวิศวกรรม โทรคมนาคม-บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

โปรแกรม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมสำหรับทดสอบสมรรถนะของระบบ MLC-FH-CDMA และ โปรแกรมจำลองการทำงาน of ช่องสัญญาณการจางหายแบบนากากามิ-ไรซ์ จะประกอบด้วยโปรแกรมดังต่อไปนี้

โปรแกรมหลัก 1 โปรแกรม

- mlc_fh_cdma_test.m

โปรแกรมย่อย 13 โปรแกรม

- mseq.m
- shift.m
- goldseq.m
- rx_filter.m
- mchirp_mod_hop.m
- compconv2.m
- Nakagami_Rice_Fade.m
- delay.m
- random_wave_fade.m
- comb2.m
- chirp_despread.m
- chirp_demod.m



mlc_fh_cdma_test.m

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

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

```
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]; % initial value of register for 1st
regi2 = [1 1 1 1 1 1 1]; % initial value of register for 2nd
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ ไม่อนุญาตให้ผู้อื่นใช้ซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

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);

%***** 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

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

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 = [fix(T/2),T]; % delay time
dlvl1 = [10.0,40.0]; % attenuation level
n0 = [6,7]; % number of waves to generate fading
th1 = [0.0,0.0]; % initial Phase of delayed wave
nowl = 2; % number of directwave + delayed wave
tstp = 1 / sr / T / ncs; % time resolution
fd = 185; % doppler frequency [Hz](v=100km/h,f=2GHz)
flat = 1; % flat Rayleigh environment
itndel = nd * T * ncs * 30; % number of fading counter to skip

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

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

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

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

nebn0=1;
for ebn0=sebn0:debn0:febn0
    noce = 0;                % Number of Chirp Error
    nod  = 0;                % Number of All Data
    itnd1 = [3001,4004];    % set fading counter

    for ii=1:loop

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

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

        %%%%%%%%%%%%% Transmission Filtering %%%%%%%%%%%%%
        qdata = zeros(1:len(mc1))
        [mc1,QCH1] = comconv2(mc, qdata,bpf);    % Tx. filtering

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

        %***** Fading channel *****
        qch=zeros(1,length(mc2));
        if rfade == 0
            mc3 = mc2;
        else

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ [mc3,qchc] = sefade(mc2,qch,itau,dlv11,th1,n0,itnd1,... % fading channel) ในการดำเนินการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

now1,length(mc2),tstp,fd,flat);

itnd1 = itnd1 + itndel;

end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% AWGN %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
spowc = sum(rot90(mc.^2)) / nd;          % attenuation Calculation(MC)
attnc = sqrt(0.5 * spowc * sr / br * 10^(-ebn0/10));
mc_qch3=zeros(1:len(mc3))
[mc4, mc_qch4] = comb2(mc3, mc_qch3,attmp,attnc); % Add White Gaussian Noise
(AWGN)

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

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Receiver Filtering & Despreading%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
[mc5] = chirp_despread(mc4,code,bpfr,T,ncs,nh,user,nd,Nr);
% Rx. filtering

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Demodulation & Estimation %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
[cdemodata] = chirp_demod(mc5,code,Gp,T,df,ncs,nh,user,nd,fs);
% QPSK demodulation

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

noce2 = sum(sum(abs(data-cdemodata)));
noce = noce + noce2;
nod2 = user * nd * ml;
nod = nod + nod2;
fprintf('%d\t%e\n',ii,noce2/nod2);

end

```

```

berc = noce / nod;
fprintf('%d\t%d\t%d\t%d\n%e\n\n',ebn0,noce,nod,noce/nod);
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\n',nod);
fprintf('Multi Path Fading Consider(1=Yes,0=No): %d\n\n',rfade);
disp('Bit Error Rate of Multi Chirp-FH-CDMA')
disp(Pberc);
%*****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

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

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*****

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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
end

```

เอกสาร **inregi** และ **outregi**; ระบุไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

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 *****

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 *****

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

rx_filter.m

```
% rx_filter.m
```

```
% Multi Receiver Filter Program
```

```
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 *****
```

mchirp_mod_hop.m

```
% mchirp_mod_hop.m
```

```
% Multi Chirp Modulation & Frequency Hopping Program
```

```
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"
            else
                sc1=sin((2*pi*(fc+(dff/2)).*tc1)+(pi*(-u1).*tc1.^2));
            end
        end
    end
end

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาและวิจัยเท่านั้น ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

                                %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*****

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Nakagami_Rice_Fade.m

```

% Nakagami_Rice_Fade.m
%
% This function simulates Nakagami-Rice fading channel
%

function[iout,qout,ramp,rcos,rsin]=sefade(idata,qdata,िताу,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 od symbols
% tstp : Minimum time resolution
% fd : Maxmum 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);

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Adirect = 10.^(-0.05 .* 0.0);
total_attn = sum(10.^(-1.0 .* dlvl / 10.0))+Adirect;
iout = idata .* Adirect
qdata = qdata .* Adirect
for k = 1 : nl

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

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

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

    [itmp,qtmp] = delay ( idata , qdata , nsamp , itau(k));
    [itmp3,qtmp3,ramp,rcos,rsin] = random_wave_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*****

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

random_wave_fade.m

```

% random_wave_fade.m
%
% Simulate random Wave 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

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

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)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

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*****

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

comb2.m

```

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

function [iout, qout] = comb2(idata, qdata, atnprf, atncf)

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

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

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

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

```

chirp_despread.m

```
% chirp_despread.m
```

```
% Despreading Program for FH-CDMA
```

```
function [cout]=chirp_despread(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
    cin1=reshape(cin(j,1:ndf*Tf),(nhf*Tf),ncl);
    cin1=cin1';
    for k=1:ncl % Processing Hopset by Hopset
        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 Frequeuncy Layer No.(0-(Gp-1))
            bpf=bpfrf(hf+1,:); % Select BPF
            cout1=conv2(cin2(i,:),bpf); % Filtering
            cout2(i,:)=cout1((Nrf/2)+1:length(cout1)-(Nrf/2)); % Cliping Top&Bottom of signal
        end
        cout3(k,:)=reshape(cout2',1,nhf*Tf);
    end
    cout(j,:)=reshape(cout3',1,ndf*Tf);
end
```

chirp_demod.m

```
% chirp_demod.m
```

```
% Demodulation & Estimation Program of Multi Linear Chirp FH-CDMA
```

```
function [cout]=chirp_demod(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); % Frequency Division for User
Tc = Tf/(userf+1); % Time Division for User

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 Frequency

        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)) = Rc1;           % Chirp Reference Signal of Data"1"
Rc1(c,(j*Tc)+1:(userf+1)*Tc) = Rcb1;
Rc0(c,1:(j*Tc)) = Rc0;           % Chirp Reference Signal of Data"0"
Rc0(c,(j*Tc)+1:(userf+1)*Tc) = Rcb0;

end

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

for k=1:ncl                       % Processing Hopset by Hopset
    cin2=reshape(cin1(k,1:nhf*Tf),Tf,nhf);
    cin2=cin2';
    for i=1:nhf
        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))
        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

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

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

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

end

```

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

1. สุรเชษฐ์ ดิษายภิรมย์ พิเชฐ ม่วงนวล ถวิล พึ่งมา “ระบบควบคุมการใช้งานโทรศัพท์สำหรับ
ชุมสายปลายทางอัตโนมัติ” วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 17 ฉบับที่ 2 เดือนมิถุนายน 2543 หน้า 6-
11
2. Phichet Moungnoul, Surachate Disapirom, Sutouch Junpong, Tawil Paungma “Collision
Problem Solving in FH-CDMA by Multi Linear Chirp Technique” ECTI-CON 2005, pp 465-
468, May 2005



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ECTI-CON 2005

The 2005 ECTI International Conference

97

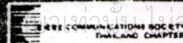
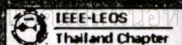
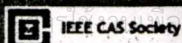


ECTI Association

Proceedings of the 2005 International Engineering/Technology Conference on Information and Information Technology (ECTI) International Conference

May 12-13, 2005

Asia Pattaya Beach Hotel, Pattaya, Choburi, THAILAND



Collision Problem Solving in FH-CDMA by Multi Linear Chirp Technique

Phichet Moungnoul, Surachate Disapirom, Sutouch Junpong, Tawil Paungma

Faculty of Engineering and Research Center for Communication and Information Technology
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Chalongkrung Road, Bangkok 10520, THAILAND
Phone: +66-2-3264242, Fax: +66-2-3264554, E-mail: phichet@telecom.kmitl.ac.th

ABSTRACT

This paper proposes a new modulation technique for Frequency Hopping Code Division Multiple Access (FH-CDMA) system for solving the collision problem and improving the system performance. The FH system uses a small part of the bandwidth when it transmits, but the location of this path differs in time. When the collision problem occurred, there is more than one signal from different users assigned to use that small part of bandwidth at the same time. So, at the receiver, the demodulator cannot estimate the correct value of data bit for each user. This paper presents the use of Multi Linear Chirp (MLC) technique, which can solve the collision problem and increase the performance of the FH-CDMA system. For the result, the performance of the proposed technique are compared with the frequency shift keying (FSK) FH-CDMA and presented in form of Bit Error Rate (BER).

Keywords: Multi Linear Chirp, FH-CDMA, Collision

1. INTRODUCTION

Various kinds of CDMA, there are two of them, which are frequently used: Direct Sequence CDMA (DS-CDMA) and Frequency hopping CDMA (FH-CDMA). In the RADAR system, there are many modulation techniques which have been used e.g. continuous wave (CW), Linear Frequency modulation (LFM or Linear Chirp), Non-linear frequency modulation (NLFM) and V-frequency modulation (V-FM) [1]. Linear Chirp is one of the most popular modulation methods because of its ability of Interference rejection [2]. Chirp modulation was introduced by Winkler in 1962. After that, Linear Chirp technique was continuously applied in many areas of wireless communication and radar system.

2. FREQUENCY HOPPING-CDMA SYSTEM AND COLLISION PROBLEM

In the general FH-CDMA, BFSK technique has been used as the modulation technique. In this system, 2 sinusoid signals with different frequencies are used as data bit '1' and '0.' Both signals must be in the data modulation band or frequency hop band (W_d). A PN code pattern must be generated identically for each user. It can be divided into intervals of length k and this code in the interval are used to synthesize the frequency of BFSK

signal according to the frequency level l_m . By this way, the frequency band W_d will hop by the sub code in each interval of PN code. This relation can be expressed by the formula shown below.[2]

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

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

Where l_m is hop level of user m , L is number of all hop levels, f_{ch} is center frequency of hop band and f_{ch1} is center frequency of hop level 1. All hopping frequencies of W_d are in the spread spectrum band (w_d), which their relations can be expressed as shown next[3].

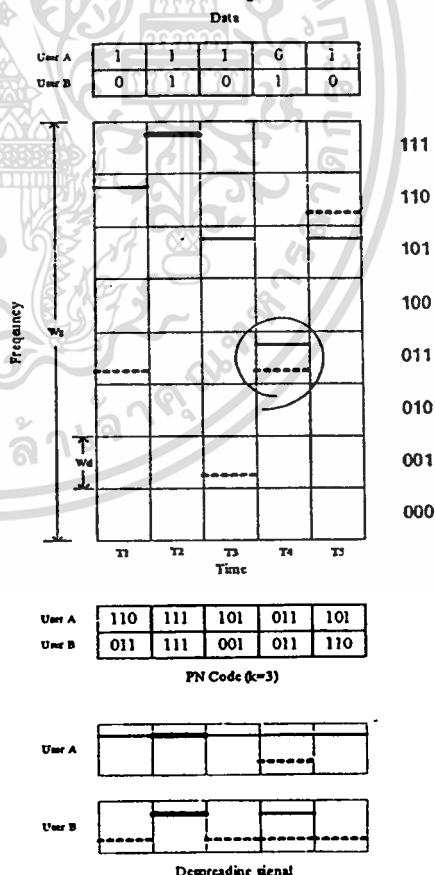


Fig. 1: Signal of BFSK-FH-CDMA system in time-frequency domain and represent collision problem in user A and B

$$G_p = \frac{W_s}{W_d} = 2^k \quad (3)$$

Where G_p is processing gain, W_s is spread spectrum band, W_d is data modulation band, k is number of code bit in hop duration. There is a problem, which always occurs when there are many users in the system that is a collision problem [4]. The reason, why this problem occurred is, when there are many users in the system, the code, which is used to synthesize the frequency, of two or more users are the same at some periods. So, at that period, there are two or more data bit signals hopped into the same data modulation band (w_d). For example, as shown in Fig 1, define the data pattern and PN code Pattern of length $k = 3$ of user A are '11101' and '110 111 101 011 101' respectively. And so on, The data pattern and PN code Pattern of user B are '01010' and '011 111 001 011 110' respectively. From the example, it notices that, at time period T2 and T3, The interval codes are the same. At period T2, The result of collision may be negligible, because the data bits of both users are the same. So, at the receiver, the estimated data bits are correct. But for the period T4, The users' data bit are differences. So, at the receiver, the demodulator may make a wrong decision in estimating the data bit for one or both users.

3 MULTI LINEAR CHIRP FH-CDMA

3.1 Multi Linear Chirp Modulation

This technique, a linear chirp signal is compressed with 2 compression rates. In another words, each signal is characterized by two different slopes as shown in Fig. 2.

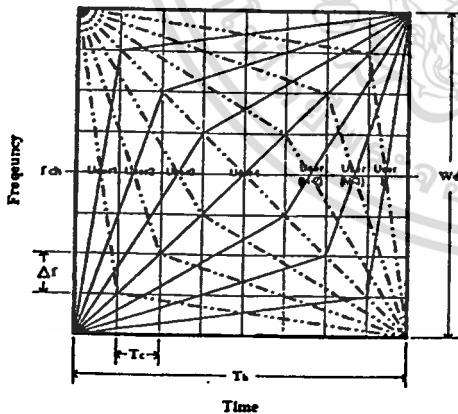


Fig. 2: Signal of multi linear chirp modulation in time-frequency domain for 7 users

One for each of the two half's of the hop bit duration or hopping period (T_h) in Frequency Hopping CDMA system. The front slope or the slope of Chirp signal in the first half of signal duration is represented by μ_f and the back slope is μ_b . This signal is varied on the time-bandwidth scale by varying the values of μ_f and μ_b . First, the data modulation band (W_d) and hop bit duration (T_h) are divided into $m+1$ interval. Each interval has a

bandwidth of Δf and time interval of T_c . By the values of Δf and T_c , the values of μ_f and μ_b can be varied to $2m$ sets, m sets of positive slope (up chirp) for data bit '1' and m sets of negative slope (down chirp) for data bit '0'. So, for m users, each user will have its own two levels of compression (slope) signal. The users have their own pattern of signal, so the receiver can easily separate the data bit of each user even they are in the same hopping frequency at the same time. Another key factor of MLC modulation is time-bandwidth product (TB). This product represents the area of frequency sweeping. The relation of this product to the other factors is shown below[3].

$$TB = (M + 1)T\Delta f \quad (4)$$

Where TB is Time-bandwidth Product, M is Number of user and Δf is Separation frequency

3.2 MLC-FH-CDMA System Design

Because of the collision problem, so, the receiver in the traditional FH-CDMA cannot separate the data bit of different users, which coming in the same synthesized frequency at the same time. This paper, the Multi Linear Chirp (MLC) technique is proposed as a new modulation technique instead of BFSK technique because of the good advantage that it can provide the unique pattern of signal for each user. To generate the MLC-FH-CDMA signal, the center frequency of hop band (f_c), in equation (1), is adjusted according to the PN sequence of each user. This process can express in form of the equations as shown below.[1]

$$\sum_{n=-m}^m \sum_{m=1}^M P_{T_h}(t - nT_h) s_{mf}(t) \quad (5)$$

$$s_{mf}(t) = s_{mff}(t) + s_{mfb}(t) \quad (6)$$

$$s_{mff}(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_{chl} + \left(l_m - 1 + \frac{b(t)}{2} \right) W_d \right) t + b(t) \mu_{fm} \pi^2 \right], \quad 0 \leq t \leq mT_c \quad (7)$$

$$\mu_{fm} = \frac{(M + 1 - m) \Delta f}{mT_c} \quad (8)$$

$$s_{mfb}(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_{chl} + \left(l_m - 1 + \frac{b(t)}{2} \right) W_d - b(t) m \Delta f \right) (t - mT_c) + b(t) \mu_{bm} \pi^2 (t - mT_c)^2 \right], \quad mT_c \leq t \leq T_h \quad (9)$$

$$\mu_{bm} = \frac{m \Delta f}{(M + 1 - m) T_c} \quad (10)$$

$$T_c = \frac{T_h}{(M + 1)} \quad (11)$$

$$\Delta f = \frac{W_d}{(M + 1)} \quad (12)$$

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

Where μ_{fm} is front chirp slope of user m , μ_{bm} is back

chirp slope of user m , m is user sequence, T_h is hop bit duration, T_c is separation time and $p(t)$ is unit amplitude pulse of duration T_c

and B are obviously difference. So, the value of data bit of each user can be estimated correctly.

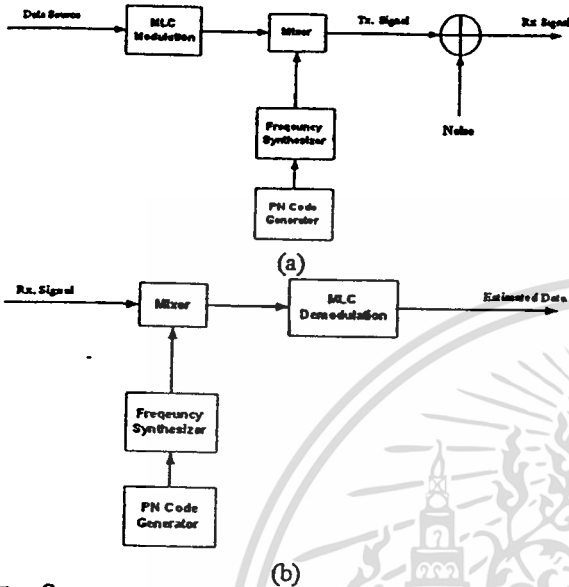


Fig. 3: Block diagram of MLC-FH-CDMA system (a) Transmitter and (b) Receiver

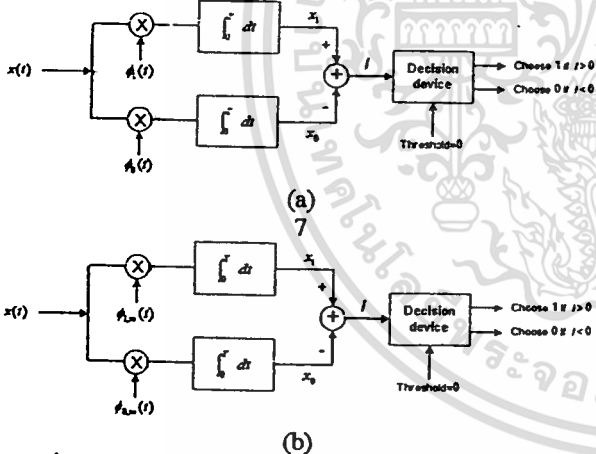


Fig. 4: (a) BFSK Demodulator [5] and (b) MLC Demodulator for user sequence m

The process as of the proposed system can be described by block diagrams shown in Fig 3. This system consists of two parts, transmitter part and receiver part. In the receiver part, the MLC demodulator has a correlator with different signal patterns to be references for each user. The symbols ϕ_{1m} and ϕ_{0m} in fig 4 are the references of data bit '1' and bit '0', respectively, for user m . This is a main point that differ from the BFSK demodulator which has only 2 references, ϕ_1 for data bit '1' and ϕ_0 for data bit '0,' as shown in Fig 4. In Fig 5, the despreading signal which must be sent to compare with the references and estimate the data bit value at the demodulator, is shown. It is shown that the patterns of signals of user A

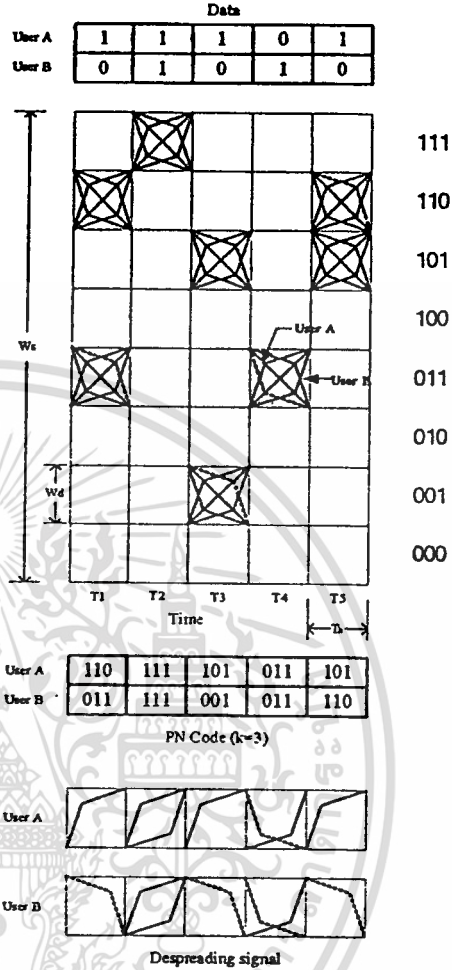


Fig. 5: Signal of MLC-FH-CDMA system in time-frequency domain and represent solution of collision problem in user A and B

3.3 Performances of MLC-FH-CDMA system

Multi Linear chirp modulation is binary communication system, so, the performance of the system can be expressed by the equation as shown below.

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{\mathcal{E}(1-\rho_s)}{2\sigma^2}}\right) \quad (13)$$

Where P_e is probability of error, Q is Gaussian distribution function, \mathcal{E} is average signal energy, ρ_s is signal correlation coefficient and σ^2 is variance. From the equation, the performance of the system is directly depended on factor ρ_s ($P_e \propto \rho_s$). And from [6], we realize that ρ_s will increase when the Time-Bandwidth Product decreases and when the number of user (m) increases. So, two factors must be considered as the performance factor.

4. SIMULATION RESULTS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะผิดใจทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ด้วย ECTI-CON 2005 อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 The 2005 ECTI International Conference

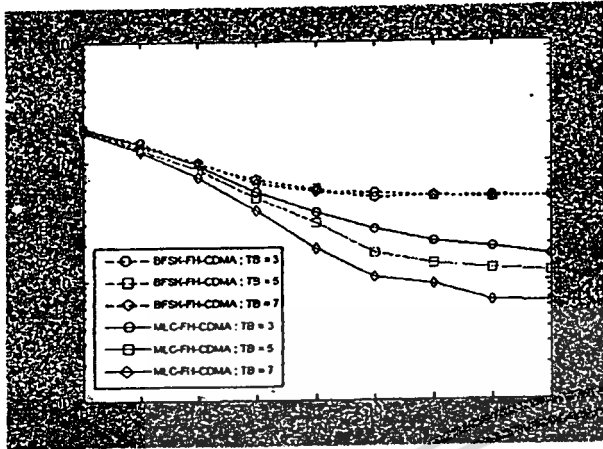


Fig. 6: Probability of error for MLC-FH-CDMA and BFSK-FH-CDMA with different time-band product and 10 users

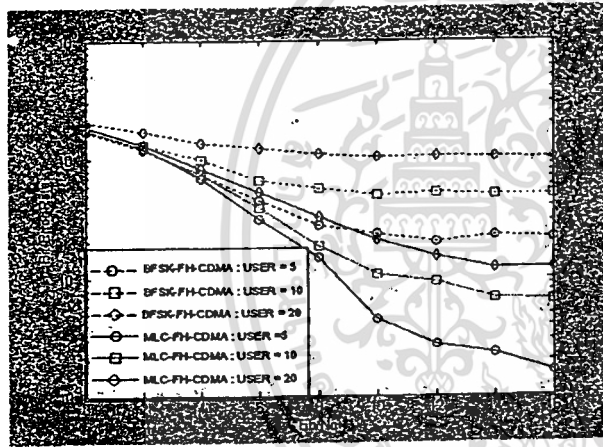


Fig. 7: Probability of error for MLC-FH-CDMA and BFSK-FH-CDMA with different number of user and time-bandwidth = 7

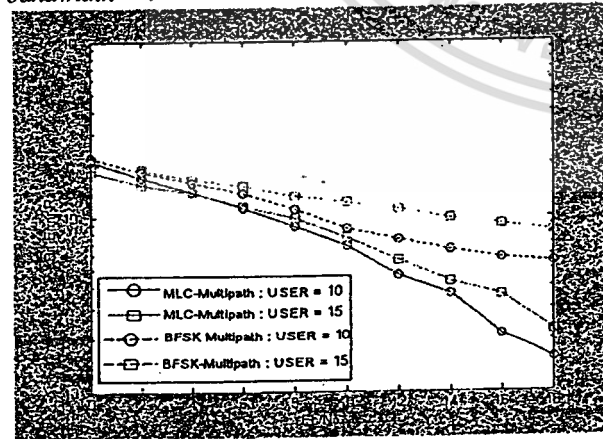


Fig. 8: Probability of error for MLC-FH-CDMA and BFSK-FH-CDMA on Multipath fading channel with different number of user and time-bandwidth = 5

This paper, we simulate the BFSK-FH-CDMA and MLC-FH-CDMA system with Processing gain equal to 32, i.e. the number of code bit in hop duration (k) equal to

5. The length of PN code used in this simulation is 255 and the m-sequence algorithm is used to generate the code at the receiver. The demodulator with a correlator is used. Both systems are simulated on AWGN, which the results are shown in Fig 6 and 7, and on Multipath Fading Channel with Maximum Doppler Shift equal to 185 Hz, which the result is shown in Fig. 8. From Fig. 6, Time-Bandwidth Product makes no effect to BFSK-FH-CDMA system. But, when compare between BFSK and MLC, the performance of MLC is better at every value of TB and it much better at the high value of TB. Fig. 7 shows the effect of number of users. Number of users affects both BFSK and MLC system. When number of user increase, the performances of both BFSK and MLC decrease. However, at every numbers of users, the performance of MLC system is better. On multipath fading channel in Fig 8, the performance of both systems decrease, but all main characteristics of the systems are the same such as the performance is down when the number of users increase and the performance of MLC is still better.

5 CONCLUSION

All the results conclude that the new modulation technique, multi linear chirp modulation, give the better performance (lower Bit Error Rate) than the traditional technique, BFSK modulation, for Frequency Hopping CDMA system. This dues to the ability to generate a unique signal pattern in the data modulation band for each user. So, the probability of error when occur the collision problem is decrease. The system parameters that must be considered are Time-Bandwidth Product and number of users. The performance of this system will increase when the Time-Bandwidth Product increase or when the number of users decrease.

6 REFERENCES

- [1] B. Edde, *Radar Principles Technology Applications*, Prentice-Hall, 1994
- [2] 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, 1999.
- [3] R. E. Ziemer, R. L. Peterson, *Digital Communication and Spread Spectrum System*, Macmilan Publishing, New york, 1985
- [4] K. W. Halford, "Multistage Multiuser Detection for FHMA", *IEEE Tran. Communications*, Vol.48, No.9, pp.1550-1562, 2000
- [5] S. Haykin, *Communication System*, John Wiley & Sons, New york, 1994
- [6] S. E. El-Khamy, "Efficient Multiple-Access Communication Using Multi-User Chirp Modulation Signals", *Proceeding of IEEE 4th International Conference on Spread-Spectrum System and Techniques (ISSSTA 96)*, pp.1209-1213, 1996

ประวัติผู้เขียน

นายสุรเชษฐ์ ดิษยาภิรมย์ เกิดเมื่อวันที่ 19 ธันวาคม พ.ศ. 2517 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี เมื่อปีการศึกษา 2540 หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีนานาชาติสิรินธร แห่งมหาวิทยาลัยธรรมศาสตร์ ปีการศึกษา 2536 สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ (มัธยมศึกษาตอนปลาย) ที่ วิทยาลัยเทคนิคอุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ จังหวัดกรุงเทพมหานคร



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้