

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

อัตราผิดพลาดบิต และ การซิงโครไนซ์ของ สโลว์ฟรีควนซี ฮอปปีง
มัลติแคเรีย ดิเอส ซีดีเอ็มเอ

BER AND SYNCHRONIZATION OF SLOW-FREQUENCY HOPPING
MULTICARRIER DS-CDMA



อนันต์ ทองเดช

ANAN THONGDECH

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2548

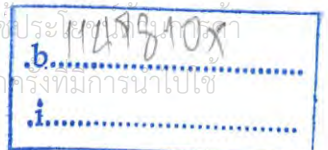
ISBN 974-15-1331-3

ฉพ.
01660
2548

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... **58583**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวน.....
วันที่..... 76 ส.ค. 2549

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มาปรึกษา



BER AND SYNCHRONIZATION OF SLOW-FREQUENCY HOPPING
MULTICARRIER DS-CDMA



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

2005

ISBN 974-15-1331-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2005

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	อัตราผิดพลาดบิต และ การซิงโครไนซ์ของ สโลว์ฟรีควนซี ฮอปปีง มัลติแคเรีย ดีเอส ซีดีเอ็มเอ
นักศึกษา	นายอนันต์ ทองเดช
รหัสประจำตัว	44061725
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2548
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

บทคัดย่อ

เป็นการนำเสนอการปรับปรุงอัตราความผิดพลาดบิตและวิธีการซิงโครไนซ์ โดยใช้ระบบ สโลว์ ฟรีควนซี ฮอปปีง มัลติแคเรีย ดีเอส ซีดีเอ็มเอ ซึ่งมีลำดับข้อมูลแบบเลขฐานสองและใช้การมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสและจำลองรูปแบบของช่องสัญญาณโดยใช้ช่องสัญญาณเฟดดิ้ง Nakagami หลายวิถี ซึ่งเป็นช่องสัญญาณที่มีการแจกแจงแบบ Rayleigh แบบ Rice แบบเกาส์เซียนข้างเดียว และแบบลอค-นอมัลได้ ทำให้ได้ผลวิเคราะห์ที่ครอบคลุม ทางด้านเครื่องรับจะใช้แบบจำลองเครื่องรับแบบเรค ซึ่งเป็นเครื่องรับไดเวอร์ซิตี หลายวิถีเพื่อลดผลของการเกิดเฟดดิ้งของสัญญาณซึ่งมีผลต่อสมรรถนะของระบบและทำการเลียนแบบการทำงานของระบบโดยใช้โปรแกรม MATLAB ผลการวิเคราะห์เชิงเลขจะแสดงให้เห็นว่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง, จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรค, จำนวนผู้ใช้งานในระบบมีผลกระทบต่ออัตราความผิดพลาดบิตและนอกเหนือจากนี้ จะแสดงให้เห็นถึงเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอัตราผิดพลาดบิตจะมีผลต่อการซิงโครไนซ์ของระบบ

Thesis Title	BER and Synchronization of Slow-Frequency Hopping Multicarrier DS-CDMA
Student	Mr. Anan Thongdech
Student ID	44061725
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2005
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Kobchai Dejhan

ABSTRACT

This paper concerns about the improvement of Bit Error Rate (BER) and Synchronization algorithm of SFH-MC-DS-CDMA System with binary data sequence by using the phase modulation in Nakagami multipath fading channel. This paper proposes a model of channels which can be described by the distribution of Rayleigh, Rice one-side Gaussian and log-normal. This analysis covers the RAKE receiver model, which is multipath diversity receiver in order to reduce the fading signal which effects directly with the system performance. The simulations have been carried out based on MATLAB program simulator, the numerical results show that the auxiliary fading parameter, number of RAKE receivers, number of users effect with the system performance and show that while varied BER effect with the synchronization of the system.

กิตติกรรมประกาศ

การทำวิจัยนี้สำเร็จด้วยดี ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมการทำวิจัยที่กรุณาให้แนวความคิดและคำปรึกษาแนะนำในการดำเนินงานวิจัย ตลอดจนการแก้ปัญหาต่างๆอันเป็นประโยชน์ต่องานวิจัย

ผู้วิจัยขอขอบพระคุณ บิดา-มารดา อาจารย์ทุกท่านที่ให้ความรู้และคำแนะนำต่างๆ คุณไพบุรณ ด้ฐประกาย ที่กรุณาให้คำปรึกษาและแนะนำการเขียนวิทยานิพนธ์และให้ความช่วยเหลือในด้านต่างๆ และขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆและน้องๆทุกคนที่เป็นกำลังใจให้ด้วยดีเสมอมา ประโยชน์อันใดที่เกิดจากงานวิจัยนี้ย่อมเป็นผลมาจากความกรุณาของท่านดังกล่าวข้างต้น ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งเป็นอย่างยิ่ง จึงใคร่ขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัย.....	2
บทที่ 2 ระบบการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งรหัส.....	4
2.1 ระบบการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง.....	4
2.1.1 การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งความถี่ (FDMA).....	4
2.1.2 การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งเวลา (TDMA).....	5
2.1.3 การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบการแบ่งรหัส (CDMA).....	6
2.2 การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่.....	8
2.2.1 การจัดลำดับโดยตรง.....	9
2.2.1.1 คุณสมบัติของระบบ DS-SS.....	11
2.2.2 วิธีการกระโดดของความถี่.....	12
2.2.2.1 คุณสมบัติของระบบ FH-SS.....	13
2.2.3 วิธีการกระโดดของเวลา.....	15
2.2.3.1 คุณสมบัติของระบบ TH-SS.....	16
2.2.4 ระบบไฮบริด.....	17
2.3 คุณสมบัติของสัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหายหายเส้นทาง.....	18
2.3.1 แบบจำลองช่องสัญญาณ.....	20
2.3.1.1 แบบจำลองของ Rayleigh.....	20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา |iv| ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3.1.2 แบบจำลองของ Rician.....	21
2.3.1.3 แบบจำลองของ Nakagami.....	21
2.3.1.4 ฟังก์ชันสหสัมพันธ์และกำลังเชิงสเปกตรัมของช่องสัญญาณ.....	21
2.3.2 เทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห้.....	24
2.3.2.1 DS-CDMA.....	24
2.3.2.2 MC-CDMA.....	26
2.3.2.3 MC DS-CDMA.....	28
2.3.2.4 MT-CDMA.....	30
2.3.3 เทคนิคการมอดูเลตไฮบริดแบบหลายคลื่นพาห้.....	31
บทที่ 3 อัตราผิดพลาดบิต และการชิงโครไนซ์ของสโรว์ฟรีควอนตี ฮอปปีง มัลติแคเรีย ดีเอส ซีดีเอ็มเอ.....	33
3.1 แบบจำลองระบบที่ใช้ในการวิเคราะห์.....	33
3.1.1 แบบจำลองเครื่องส่ง.....	33
3.1.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ.....	34
3.1.3 แบบจำลองเครื่องรับ.....	35
3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ.....	36
3.2.1 การวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของระบบ.....	36
3.2.2 การวิเคราะห์การชิงโครไนซ์ของระบบ.....	39
บทที่ 4 ผลการวิเคราะห์เชิงเลข.....	42
4.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟตติงแบบ Nakagami (m).....	43
4.1.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟตติงแบบ Nakagami (m) เมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบ มีค่าเท่ากับ 1.....	43
4.1.2 ผลของตัวแปรเสริมเฟตติงแบบ Nakagami (m) เมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบ มีค่าเท่ากับ 25.....	47
4.2 ผลของการเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L).....	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา V และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.3 สมรรถนะของระบบ SFH-MC-DS-CDMA เมื่อเปรียบเทียบกับระบบเดิมคือ MC-DS-CDMA ที่ อัตราลดทอนกำลัง (η) เท่ากัน.....	57
4.3.1 ผลการเปรียบเทียบเมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบมีค่าเท่ากับ 1 เพื่อดูผลสมรรถนะของระบบทั้ง 2 เมื่อระบบอยู่ในสภาวะที่ไม่มีผลของการแทรกสอดของสัญญาณอื่นเนื่องมาจากผู้ใช้งานอื่น.....	57
4.3.2 ผลการเปรียบเทียบเมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบมีค่ามากกว่า 1 เพื่อดูผลสมรรถนะของระบบทั้ง 2 เมื่อระบบอยู่ในสภาวะที่มีการแทรกสอดของสัญญาณอื่นเนื่องมาจากผู้ใช้งานอื่น.....	58
4.4 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ (K).....	59
4.5 ผลของค่าคงที่ถ่วง (Q) และตัวแปรอัตราการส่งข้อมูล (M).....	64
4.6 ผลของค่าอัตราการผิดพลาดบิตที่มีผลกระทบต่อการชิงโครโมโซมสัญญาณ.....	68
4.7 ค่าอัตราการผิดพลาดบิตที่มีผลต่อการรับสัญญาณชิงโครโมโซมที่ถูกต้อง.....	70
4.8 โอกาสที่เครื่องรับจะมีการสูญเสียการชิงโครโมโซม ที่ค่าอัตราผิดพลาดบิตค่าต่างๆ.....	71
บทที่ 5 สรุปผลการวิเคราะห์.....	72
เอกสารอ้างอิง.....	74
ภาคผนวก.....	75
ก. สูตรทั่วไปของการแจกแจงความเข้มของสัญญาณ การแจกแจงแบบ Nakagami.....	76
ข. ทฤษฎีความน่าจะเป็น และ กระบวนการพัวสัมพันธ์.....	83
ค. IS-95 มาตรฐานร่วมระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ CDMA ของสหรัฐอเมริกา.....	94
ง. โปรแกรม.....	110
จ. การเผยแพร่งานวิจัย.....	126
ประวัติผู้เขียน.....	128

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 รูปแบบของ ซิงค์ข้อมูล.....	40
ก.1 ผลการสังเกตและการทดลองของ Nakagami	79
ค.1 การจัดช่องความถี่ในแต่ละแบนด์ของระบบ AMPS ในสหรัฐอเมริกา.....	96
ค.2 ค่าความจุของช่องสัญญาณในโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบต่างๆต่อช่องความถี่ 1.25 MHz.....	104



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา VII และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 หลักการเข้าถึงหลายทางของระบบที่มีการแผ่สเปกตรัม	7
2.2 การลดผลของการแทรกสอดของระบบ CDMA	8
2.3 เครื่องส่งแบบ DS-CDMA	9
2.4 เครื่องส่งแบบ DS-CDMA ที่ดัดแปลงแล้ว	9
2.5 ลักษณะของสัญญาณในระบบ DS-CDMA	10
2.6 เครื่องรับแบบ DS-CDMA	10
2.7 เปรียบเทียบลักษณะของเวลา/ความถี่ ของระบบ DS และ FH	12
2.8 (ก) รูปเครื่องส่งแบบ FH-CDMA	12
2.8 (ข) รูปเครื่องรับของระบบ FH-CDMA	13
2.9 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง-รับของระบบ TH-CDMA	15
2.10 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และเวลาที่ใช้ในระบบ TH-CDMA	16
2.11 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งแบบไฮบริด DS-FH	17
2.12 ผลของการเปลี่ยนแปลงทางเวลาของช่องสัญญาณหลายวิถีที่เกิดจากสัญญาณพัลส์ที่แคบมากๆ	19
2.13 MIP	22
2.14 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$	23
2.15 (ก) เครื่องส่งของระบบ DS-CDMA (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก	25
2.15 (ต่อ) (ค) เครื่องรับของระบบ DS-CDMA	26
2.16 (ก) เครื่องส่งของระบบ MC-CDMA (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก	27
2.16 (ต่อ) (ค) เครื่องรับของระบบ MC-CDMA	28
2.17 (ก) เครื่องส่งของระบบ MC DS-CDMA (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก (ค) เครื่องรับของระบบ MC DS-CDMA	29
2.18 (ก) เครื่องส่งของระบบ MT-CDMA	30
2.18 (ต่อ) (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก (ค) เครื่องรับของระบบ MT-CDMA	31
2.19 เครื่องส่งของระบบ SFH-MC-DS-CDMA	32
2.20 เครื่องรับของระบบ SFH-MC-DS-CDMA	32
3.1 แบบจำลองระบบ FH-MC-DS SSMA ที่ทำการศึกษา	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อ VIII และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.1 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตโดยมีตัวแปร เสริมค่าต่างๆ คือ $N=256, K=1, \eta=0, L=2$ และตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง แบบ Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3.....	43
4.2 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตโดยมีตัวแปร เสริมค่าต่างๆ คือ $N=256, K=1, \eta=0, L=4$ และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3.....	44
4.3 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตโดยมีตัวแปร เสริมค่าต่างๆ คือ $N=256, K=1, \eta=0, L=6$ และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3.....	45
4.4 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตโดยมีตัวแปร เสริมค่าต่างๆ คือ $N=256, K=1, \eta=0, L=8$ และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3.....	46
4.5 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตโดยมีตัวแปร เสริมค่าต่างๆ คือ $N=256, K=25, \eta=0, L=2$ และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3.....	47
4.6 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตโดยมีตัวแปร เสริมค่าต่างๆ คือ $N=256, K=25, \eta=0, L=3$ และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3.....	48

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.7 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตโดยมีตัวแปร เสริมค่าต่างๆ คือ $N=256, K=25, \eta=0, L=4$ และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3.....	49
4.8 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตโดยมีตัวแปร เสริมค่าต่างๆ คือ $N=256, K=25, \eta=0, L=5$ และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3.....	50
4.9 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตโดยมีตัวแปร เสริมค่าต่างๆ คือ $N=256, K=25, \eta=0, L=6$ และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3.....	51
4.10 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตโดยมีตัวแปร เสริมค่าต่างๆ คือ $N=256, K=25, \eta=0, m=0.5$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ เรด (L) ที่ค่าต่าง คือ 2, 3, 4, 5, 6 และ 8.....	52
4.11 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตโดยมีตัวแปร เสริมค่าต่างๆ คือ $N=256, K=25, \eta=0, m=0.75$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ เรด (L) ที่ค่าต่าง คือ 2, 3, 4, 5, 6 และ 8.....	53
4.12 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตโดยมีตัวแปร เสริมค่าต่างๆ คือ $N=256, K=25, \eta=0, m=1.0$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ เรด (L) ที่ค่าต่าง คือ 2, 3, 4, 5, 6 และ 8.....	54

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.13 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตโดยมีตัวแปร เสริมค่าต่างๆ คือ $N=256, K=25, \eta=0, m=2.0$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ เรด (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5, 6 และ 8.....	55
4.14 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตโดยมีตัวแปร เสริมค่าต่างๆ คือ $N=256, K=25, \eta=0, m=3.0$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ เรด (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5, 6 และ 8.....	56
4.15 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบทั้ง 2 ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความ ผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256, K=1, L=5, \eta=0.2, m=0.75$	57
4.16 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบทั้ง 2 ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความ ผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256, K=25, L=5, \eta=0.2, m=0.75$	58
4.17 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N = 256, E_b = 20, \eta = 0.2,$ $m = 0.5$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5, 6 และ 8.....	59
4.18 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N = 256, E_b = 20, \eta = 0.2,$ $m = 0.75$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5, 6 และ 8.....	60
4.19 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N = 256, E_b = 20, \eta = 0.2,$ $m = 1.0$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5, 6 และ 8.....	61

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.20 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N = 256$, $E_b = 20$, $\eta = 0.2$, $m = 2.0$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5, 6 และ 8.....	62
4.21 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N = 256$, $E_b = 20$, $\eta = 0.2$, $m = 3.0$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5, 6 และ 8.....	63
4.22 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัว แปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256$, $K=20$, $\eta=0.2$, $m=3.0$, $L=6$, $Q=8$ และตัวแปรอัตรา การส่งข้อมูล (M) ที่ค่าต่าง คือ 2, 4, 6 และ 8.....	64
4.23 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัว แปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256$, $K=20$, $\eta=0.2$, $m=3.0$, $L=6$, $Q=16$ และตัวแปรอัตรา การส่งข้อมูล (M) ที่ค่าต่าง คือ 2, 4, 6, 8 และ 12.....	65
4.24 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัว แปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256$, $K=20$, $\eta=0.2$, $m=3.0$, $L=6$, $M=2$ และผลของค่าคงที่ ถ่วง (Q) ที่ค่าต่าง คือ 2, 4, 6 และ 8.....	66
4.25 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัว แปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256$, $K=20$, $\eta=0.2$, $m=3.0$, $L=6$, $M=4$ และผลของค่าคงที่ ถ่วง (Q) ที่ค่าต่าง คือ 2, 4, 6,8 และ 12.....	67
4.26 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ ระหว่างความน่าจะเป็นของการเลือกช่องสัญญาณ ข่าวสาร กับจำนวนช่องสัญญาณการกระโดดทั้งหมด โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $ns=4$ และผลของเฟรมการกระโดด (h) ที่ค่าต่าง คือ 16 และ 32.....	68

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.27 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ ระหว่างความน่าจะเป็นของการเลือกของสัญญาณ ข่าวสาร กับจำนวนช่องสัญญาณการกระโดดทั้งหมด โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $h=32$ และผลของช่องสัญญาณซิงค์ (ns) ที่ค่าต่าง คือ 4 และ 8.....	69
4.28 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิต ค่าเฉลี่ยกับโอกาสที่จะได้รับสัญญาณซิงโครไนซ์ที่ถูกต้อง โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $y=16$ และผลของการวนซ้ำของซิงค์ข้อมูล (R) ที่ค่าต่าง คือ 2 และ 4.....	70
4.29 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ ระหว่างความน่าจะเป็นของการสูญเสียการซิงโครไนซ์ กับโอกาสที่จะเกิดอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยโดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $y=16, m=3$ และผลของการวนซ้ำของซิงค์ข้อมูล (R) ที่ค่าต่าง คือ 2 และ 4.....	71



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในระบบการเข้าถึงแบบหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum : SS) ในรูปแบบระบบการจัดลำดับโดยตรงและส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพาห้ (Multi-Carrier-Direct-Sequence) ซึ่งผลลัพธ์คือจะมีการส่งความถี่พาห้ตลอดเวลาที่เครื่องทำงานอยู่ ดังนั้นผู้ใช้งานจะมีโอกาสที่จะถูกรบกวนหรือถูกแทรกสอดทางสัญญาณจากคู่สื่อสารอื่นที่อยู่ใกล้กว่าสัญญาณของคู่สื่อสารของเรา ปฏิกิริยาการนี้เรียกว่า ผลของการใกล้-ไกล (Near-Far Effect) ทำให้การรับ-ส่งข้อมูลมีปัญหา โดยวัดจากค่าอัตราความผิดพลาดบิต (BER) ที่เกิดขึ้น และในระบบเดิมนั้น การรักษาสภาพการซิงโครไนซ์(Synchronize) ของสัญญาณที่รับได้และสัญญาณรหัสทำได้ยาก เนื่องจากต้องทำในขนาดความกว้างชิป(Chip) รหัส ซึ่งมีขนาดเล็ก

การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum : SS) เป็นรูปแบบเทคนิคการส่งข้อมูลที่มีประสิทธิภาพเนื่องจากช่วยลดผลของการแทรกสอดและสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากการสื่อสารในช่วงสัญญาณหลายวิธี ซึ่งเป็นคุณสมบัติของการเข้าถึงแบบหลายทาง (Multiple Access) และเมื่อมีการเข้ารหัสของข้อมูลแล้วจะทำให้ระบบมีสมรรถนะที่สูงขึ้นอีกกล่าวคือ เครื่องรับ-ส่ง ไม่จำเป็นต้องทราบเวลาและความถี่ในการเข้าถึงข้อมูลที่ถูกต้องและเที่ยงตรงในการใช้งานเหมือนกับระบบ TDMA และ FDMA รูปแบบการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum Multiple Access : SSMA) และเมื่อมีการปรับเป็นการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่โดยทำการแบ่งรหัสข้อมูล (Code Division Multiple Access) ที่นิยมนำมาใช้งานในปัจจุบันคือการจัดลำดับโดยตรง (Direct Sequence) จากนั้นมีการพัฒนาและปรับปรุงประสิทธิภาพและวิธีการส่งข้อมูลด้วย หลายวิธีการเช่น เพิ่มการส่งข้อมูลเป็นแบบหลายคลื่นพาห้ (Multi Carrier Direct Sequence) ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้คือ ค่าอัตราความผิดพลาดบิตมีค่าลดลง ส่วนวิธีการกระโดดของความถี่ (Frequency Hopping : FH) ในวิธีการนี้ความถี่คลื่นพาห้ของสัญญาณข่าวสารที่ถูกมอดูเลตจะไม่คงที่ แต่จะเปลี่ยนไปในลักษณะที่มีคาบในช่วงเวลา T ความถี่คลื่นพาห้จะคงที่ แต่จะเปลี่ยนไปในแต่ละช่วงเวลา ซึ่งรูปแบบการกระโดดนี้จะเป็นไปตามสัญญาณรหัส ซึ่งเซตของความถี่ที่เป็นไปได้จะเรียกว่า เซตของการกระโดด (Hop-Set) วิธีการกระโดดความถี่จะใช้แบนด์วิดท์เพียงส่วนเล็กๆ เมื่อใช้ในการส่งแต่ละความถี่จะเปลี่ยนไปในเวลาที่ต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ทำการศึกษาวិเคราะห์ในหัวข้อหลักดังต่อไปนี้

1.2.1 ศึกษากระบวนการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งรหัส โดยใช้เทคนิคการมอดูเลตเพื่อรับ-ส่งข้อมูลแบบพรีควอนซี ฮอปปีง มัลติแคเรีย ไดเรคทีเวอน และสามารถอธิบายลักษณะของสัญญาณ การอธิบายทำงานของระบบคือ เครื่องส่ง ช่องสัญญาณ และเครื่องรับ

1.2.2 ศึกษาสมรรถนะของระบบด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SFH-MC-DS-CDMA ในช่องสัญญาณเฟดดิ้ง Nakagami และเครื่องรับแบบเรค

1.2.3 ศึกษาผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง จำนวนผู้ใช้งานในระบบ จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรค และค่าอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณว่ามีผลต่อสมรรถนะของระบบอย่างไร

1.2.4 ศึกษากระบวนการชิงโครโนซี ผลกระทบ และโอกาสที่ระบบจะสูญเสียการชิงโครโนซีเมื่ออัตราความผิดพลาดบิตของระบบมีการเปลี่ยนแปลง

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

สมรรถนะของระบบที่ทำการศึกษาคควรจะเปลี่ยนแปลงตามตัวแปรเหล่านี้คือ จำนวนผู้ใช้งานในระบบ ซึ่งถ้าหากจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพิ่มขึ้นสมรรถนะของระบบควรจะลดลงอันเนื่องมาจากมีสัญญาณแทรกสอดที่เกิดจากผู้ใช้งานอื่นเพิ่มขึ้นเมื่อพิจารณาผู้ใช้งานคนใดคนหนึ่งในระบบเป็นผู้ใช้งานอ้างอิง จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคที่ใช้หากเพิ่มขึ้นสมรรถนะของระบบจะดีขึ้นเพราะระบบสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้มากขึ้นทำให้โอกาสที่จะเกิดการแทรกสอดของสัญญาณน้อยลง อัตราการลดทอนของสัญญาณเมื่อมีค่าเพิ่มขึ้นควรจะทำให้สมรรถนะของระบบลดลง ส่วนค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งถ้ามีค่าเพิ่มขึ้นสมรรถนะของระบบควรจะดีขึ้นเนื่องจากเมื่อค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าต่ำสุด ($m=0.5$) จะเกิดการจางของสัญญาณรุนแรงที่สุด และเมื่อค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเข้าใกล้อนันต์จะตรงกับกรณีในอุดมคติคือจะไม่เกิดการจางของสัญญาณขึ้น และระบบจะมีโอกาสสูญเสียการชิงโครโนซีได้สูงเมื่อค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบมีค่าเพิ่มขึ้น

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิทยานิพนธ์เล่มนี้นำเสนอการวิเคราะห์สมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SFH-MC-DS-CDMA โดยกำหนดให้รูปแบบของข้อมูลและรหัสการแผ่เป็นแบบเลขฐานสอง เนื่องจากเป็นมาตรฐานของการส่งข้อมูล และจากเหตุผลของข้อจำกัดทางด้านแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณจึงกำหนดให้ใช้เทคนิคการมอดูเลตทางเลขเชิงเฟส ในระบบการสื่อสารช่องสัญญาณที่เกิดการเฟดดิ้งจะมีผลทำให้สมรรถนะของระบบลดลง เครื่องรับแบบเรคที่มีหลักการเดียวกับเครื่องรับการรวมอัตราส่วนสูงสุด (Maximal Ratio Combining) จึงถูกใช้นำมาแก้ปัญหาดังกล่าว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หากมีการประมาณค่าอย่างถูกต้องสมรรถนะของเครื่องรับก็จะดี แต่หากค่าดังกล่าวไม่ถูกต้อง สมรรถนะของเครื่องรับจะลดลงอย่างมาก ดังนั้นเครื่องรับดังกล่าวจึงมีความซับซ้อนสูง ในวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอเทคนิคการมอดูเลตแบบ SFH-MC-DS-CDMA หรือ Slow-Frequency Hopping Multicarrier Direct Sequence CDMA เป็นการนำข้อดีของระบบ Multicarrier Direct Sequence (MC-DS) [1] ผสมผสานกับรูปแบบการกระโดดความถี่แบบช้า (Slow FH) [2] เพื่อปรับปรุงค่าอัตราความผิดพลาดบิตให้มีผลที่ดีขึ้น และยังช่วยให้ระบบใช้งานทรัพยากร ความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ และเมื่อมีการจัดการระบบซิงโครไนซ์ที่ดีก็จะช่วยให้ระบบการเข้าถึงหลายทางแบบสเปคตรัมแผ่สามารถจัดการระบบซิงโครไนซ์ได้ง่ายกว่าระบบเดิมคือ FDMA, TDMA, MC-DS-CDMA ความถี่พาหะของสัญญาณข้อมูลที่ถูกมอดูเลตจะมีค่าไม่คงที่ แต่จะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นคาบเวลา นั่นคือ รูปแบบของการกระโดดจะเป็นไปตามการควบคุมจากสัญญาณรหัส กลุ่มของความถี่พาหะทั้งหมดนี้เรียกว่า เซตของการกระโดด (Hop Set) ระบบ SFH-MC-DS-CDMA จะช่วยลดการถูกดักจับของสัญญาณลดผลของใกล้-ไกล (Near-Far Effect) และเมื่อมีการจัดการในส่วนการซิงโครไนซ์แล้วจะช่วยให้ระบบมีเสถียรภาพในการสื่อสารมากขึ้น และมีการต่อต้านการจางของสัญญาณในหลายวิถี และการแทรกสอดแทรกต่างๆ ผลที่ได้จะช่วยลดอัตราความผิดพลาดบิตและช่วยให้การซิงโครไนซ์มีประสิทธิภาพดีขึ้น เมื่อเทียบกับระบบการเข้าถึงแบบหลายทางแบบเดิมคือ Multicarrier-Direct-Sequence DCMA (MC-DS-CDMA)

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้แบบจำลองช่องสัญญาณของ Nakagami เนื่องจากเป็นแบบจำลองที่มีความเหมาะสมคือ เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลอง สอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในเมือง ชนบท และเมืองใหญ่ เป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับการแจกแจงของแอมพลิจูด ซึ่งสามารถอธิบายการเฟดแบบอื่นๆ ได้ด้วยการเปลี่ยนตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) เช่น กรณีตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเท่ากับ 0.5 คือการแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว กรณีที่ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเท่ากับ 1 คือการแจกแจงแบบ Rayleigh และกรณีตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเข้าใกล้อนันต์คือสภาวะที่ไม่มีการลดทอนของสัญญาณ โดยทำการเปรียบเทียบสมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่จำนวนของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งค่าต่างๆ จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด อัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ และจำนวนผู้ใช้งานในระบบ เพื่อนำไปสรุปผลของตัวแปรต่างๆดังกล่าวว่ามีผลต่อสมรรถนะของระบบอย่างไร

ระบบการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบการแบ่งรหัส

2.1 ระบบการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง (Multiple access system)

ระบบสื่อสารอาจแบ่งได้เป็นระบบสื่อสารอนาล็อกและระบบสื่อสารดิจิทัล เมื่อระบบสื่อสารอนาล็อกเริ่มเกิดปัญหาเกี่ยวกับความจุช่องสัญญาณที่ไม่พอ ทำให้การติดต่อผ่านเครือข่ายระบบสื่อสารอนาล็อกเกิดปัญหาและหยุดชะงักดังนั้นจึงเริ่มมีการพัฒนาระบบสื่อสารดิจิทัลขึ้นเพื่อเพิ่มความจุของช่องสัญญาณให้มากขึ้น สามารถแบ่งวิธีการเข้าถึงระบบเครือข่ายช่องสัญญาณดังนี้

- 1) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง แบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiple Access : FDMA) แต่ละช่องสัญญาณจะผลัดเปลี่ยนกันใช้งานที่ความถี่ไม่ตรงกัน
- 2) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง แบบแบ่งช่วงเวลา (Time Division Multiple Access : TDMA) แต่ละช่องสัญญาณจะผลัดเปลี่ยนกันใช้แบนด์วิดท์ที่มีช่วงคาบเวลา (Time-sharing)
- 3) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง แบบแยกความแตกต่างของรหัส (Code Division Multiple Access : CDMA) แต่ละช่องสัญญาณจะใช้แบนด์วิดท์เดียวกันและเวลาเดียวกันก็ได้และแต่ละช่องสัญญาณจะมีรหัสต่างกัน
- 4) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง แบบแบ่งแยกด้วยโพลาไรซ์เซชัน (Polarization Division Multiple Access : PDMA) แต่ละช่องสัญญาณใช้โพลาไรซ์ต่างกัน ซึ่งวิธีนี้ไม่ถูกนำมาใช้กับระบบวิทยุโทรศัพท์เคลื่อนที่
- 5) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง แบบแยกด้วยสเปซ (Space Division Multiple Access : SDMA) วิธีนี้ถูกกำหนดเพื่อนำมาใช้กับดาวเทียมที่มีสายอากาศต่างกัน สามารถใช้ความถี่เดียวกันก็ได้

2.1.1 การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งความถี่ (FDMA)

FDMA เป็นระบบการเข้าถึงข้อมูลที่ใช้ในระบบอนาล็อกแบบแบ่งความถี่และใช้กันอย่างกว้างขวาง ในระบบดาวเทียมสื่อสารทั่วโลกหลายระบบด้วยกันรวมทั้งระบบอินเทลแซต โดยใช้การทำงานของโครงข่ายไมโครเวฟ ภาคพื้นดินแม้ว่าประสิทธิภาพการใช่วงจรจะต่ำก็ตาม จากการเข้าถึงหลายทางในระบบดาวเทียมอินเทลแซต IV-A ปรากฏว่าประสิทธิภาพการใช้งานความถี่ของระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ผันแปรตามขนาดของคลื่นพาห้เช่น 9.6 ช่อง/MHz สำหรับตัวพาห้คลื่นเดียวที่มีความกว้างแถบ 2.5 MHz และ 31.7 ช่อง/MHz ที่มีความกว้างแถบ 25 MHz ปัจจุบันระบบอินเทลแซต ใช้ระบบคลื่นพาห้ปลายทาง (multi-destination carrier) ซึ่งสัญญาณเบสแบนด์หลายๆ สัญญาณจะส่งไปตามสถานีคมนาคมภาคพื้นดินจำนวนหนึ่งจะ

มอดูเลตคลื่นพาห้ร่วมกัน (common carrier) แล้วส่งไปโดยวิธีการของระบบนี้ อย่างไรก็ตามประสิทธิภาพของการใช้วงจรจะลดลงถ้าจำนวนสถานีคมนาคมภาคพื้นดินเพิ่มขึ้น ในกรณีของการสื่อสารที่ต้องการความจุต่ำ (low capacity traffic) เรานิยมใช้ระบบ FDMA ชนิด เอสซีพีซี (SCPC) ที่ใช้การกำหนดล่วงหน้าหรือ สเปด (SPADE) ที่ใช้กำหนดตามคำขอเป็นเทคนิคการเข้าถึงแบบหลายทางที่นับได้ว่าเป็นมาตรฐานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ชนิดอนาล็อก เทคนิค FDMA กำหนดให้ผู้ให้บริการรายหนึ่งครอบครองช่องสื่อสารวิทยุช่องหนึ่งไปตลอดเวลาที่มีการใช้

2.1.2 การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งเวลา (TDMA)

ระบบ TDMA เป็นระบบที่พัฒนาขึ้นมาเพื่อแก้ปัญหาที่เกิดจากการใช้ระบบ FDMA ในระบบนี้สัญญาณดิจิทัลที่เกิดจากการมัลติเพล็กซ์ โดยการแบ่งทางเวลาจะมอดูเลตตัวคลื่นพาห้คลื่นเดียวส่งและรับโดยสถานีคมนาคมภาคพื้นดินจำนวนหนึ่ง โดยผ่านทางทรานส์สปอนเดอร์ของดาวเทียมสื่อสารร่วมกันแม้ว่าระบบจะต้องการเทคนิคการซิงโครไนซ์ และความกว้างแถบที่ใช้ความถี่กำหนดมาสามารถใช้อย่างมีประสิทธิภาพสูงได้เนื่องจากสามารถใช้เทคนิค DSI (Digital Speech Interpolation) ได้ง่ายกว่า ระบบนี้ให้ความคล่องตัวในการปฏิบัติการสื่อสาร เทคนิคการเข้าถึงแบบ TDMA เป็นระบบ IS-54 การแบ่งช่องสื่อสารวิทยุแต่ละช่องของเทคนิค TDMA กำหนดให้มีแบนด์วิดท์ช่องละ 30 kHz แต่ละจุดเด่นที่ระบบ IS-54 เหนือกว่าแบบ FDMA ก็คือในหนึ่งช่องสื่อสารวิทยุจะมีการแบ่งช่วงเวลาในการใช้งานออกเป็น 3 ช่วงสลับกันไป ทำให้สามารถรองรับผู้ใช้บริการได้ถึง 3 รายการต่อหนึ่งช่องความถี่ การใช้งานของผู้ใช้บริการแต่ละรายจะเป็นไปตามช่วงเวลาที่ถูกกำหนดไว้ เรียกว่าช่วงเวลา (time slot) หากพิจารณาให้ละเอียดจะพบว่าระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งใช้เทคนิค TDMA ทุกระบบต่างก็ใช้เทคนิคของ FDMA เป็นพื้นฐาน เพราะยังมีการแบ่งช่องสื่อสารวิทยุออกเป็นช่องๆ ตามช่องความถี่ แล้วจึงนำแต่ละช่องมาแบ่งตามช่วงเวลา

ภายในช่องสื่อสารวิทยุของระบบ IS-54 ซึ่งได้ประกอบไปด้วยเวลา 3 ช่องจะมีการแบ่งแต่ละช่วงเวลาให้ผู้ให้บริการแต่ละรายที่กำหนดโทรศัพท์ผู้ใช้แต่ละคน จะสามารถรับหรือส่งข้อความได้เฉพาะช่วงเวลาที่ได้รับสิทธิเท่านั้น ช่วงเวลาอื่นๆ จะถูกใช้งานโดยผู้ให้บริการรายอื่น แต่เนื่องจากช่วงเวลาแต่ละช่องกินเวลาระยะสั้นมากจนประสาทของมนุษย์ไม่สามารถแยกแยะได้ว่า มีการแบ่งเวลาออกเป็นช่วงให้ใช้งาน ทำให้ผู้ใช้โทรศัพท์สามารถใช้โทรศัพท์พูดคุยได้ตลอดเวลา ไม่มีการติดขัดแต่อย่างใด

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM เป็นอีกระบบหนึ่งที่ใช้เทคนิค TDMA เพียงแต่แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณวิทยุแต่ละช่องมีขนาดเป็น 200 kHz และมีการแบ่งช่องสื่อสารวิทยุออกเป็น 8 ช่องเวลาเมื่อพิจารณาแล้วจะเห็นว่าระบบ GSM ก็ได้เพิ่มประสิทธิภาพในการใช้ย่านความถี่ให้เหนือระบบอนาล็อกแต่ประการใดทั้งนี้เนื่องจากการใช้ย่านความถี่ความถี่กว้าง 200 kHz สำหรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รองรับผู้ใช้บริการ 8 ราย ซึ่งก็เป็นตัวเลขเดียวกับระบบอนาล็อกซึ่งผู้ใช้บริการแต่ละรายใช้ช่องสี่เสาวิทยุขนาด 25 kHz รวม 8 ราย ก็ยังคงใช้แบนด์วิธขนาด 200 kHz อยู่เช่นเดียวกัน

2.1.3 การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบการแบ่งรหัส (CDMA)

ระบบ CDMA เป็นระบบที่มีคุณสมบัติของการเข้าถึงหลายทางโดยการเข้ารหัส (Coding) โดยแต่ละผู้ใช้งานจะมีรหัสเฉพาะที่แตกต่างกันในแต่ละผู้ใช้งาน เพื่อใช้ในการเข้ารหัสข้อมูลที่ต้องการส่ง โดยที่เครื่องรับจะรู้รหัสของผู้ใช้งานและจะทำการถอดรหัสหลังจากรับสัญญาณได้และนำไปแปลงเพื่อให้ได้สัญญาณเดิมกลับมา เมื่อแบนด์วิธของสัญญาณรหัสมากกว่าแบนด์วิธของข้อมูลที่ต้องการส่ง ซึ่งการเข้ารหัสจะเป็นการแผ่สเปกตรัมของสัญญาณและเรียกว่า การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum modulation)

ข้อกำหนดในการบ่งบอกว่าเป็นการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่มี 2 ข้อ คือ

- 1) แบนด์วิธของสัญญาณที่ส่งออกไปต้องมากกว่าแบนด์วิธของข้อมูลที่ยังไม่เข้ารหัสสเปกตรัมแผ่
- 2) แบนด์วิธของสัญญาณที่ส่งออกไปไม่ขึ้นอยู่กับข้อมูลที่ยังไม่เข้ารหัสสเปกตรัมแผ่

นั่นคือการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่จะแปลงสัญญาณข้อมูลข่าวสารไปเป็นสัญญาณส่งออกอากาศที่มีแบนด์วิธมากขึ้น ซึ่งทำได้โดยการเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลโดยสัญญาณรหัสนี้จะไม่ขึ้นอยู่กับข้อมูล และมีความกว้างของสเปกตรัมมากกว่าสัญญาณข้อมูล และจะกระจายกำลังของสัญญาณตลอดช่วงแบนด์วิธที่กว้างทำให้ มีความหนาแน่นกำลังที่ต่ำ อัตราส่วนของแบนด์วิธที่ทำการส่งกับแบนด์วิธของข้อมูลเรียกว่า อัตราขยายประมวลผล (Processing Gain : G_p) ของระบบสเปกตรัมแผ่

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

โดย B_t คือแบนด์วิธที่ทำการส่งหลังการเข้ารหัส

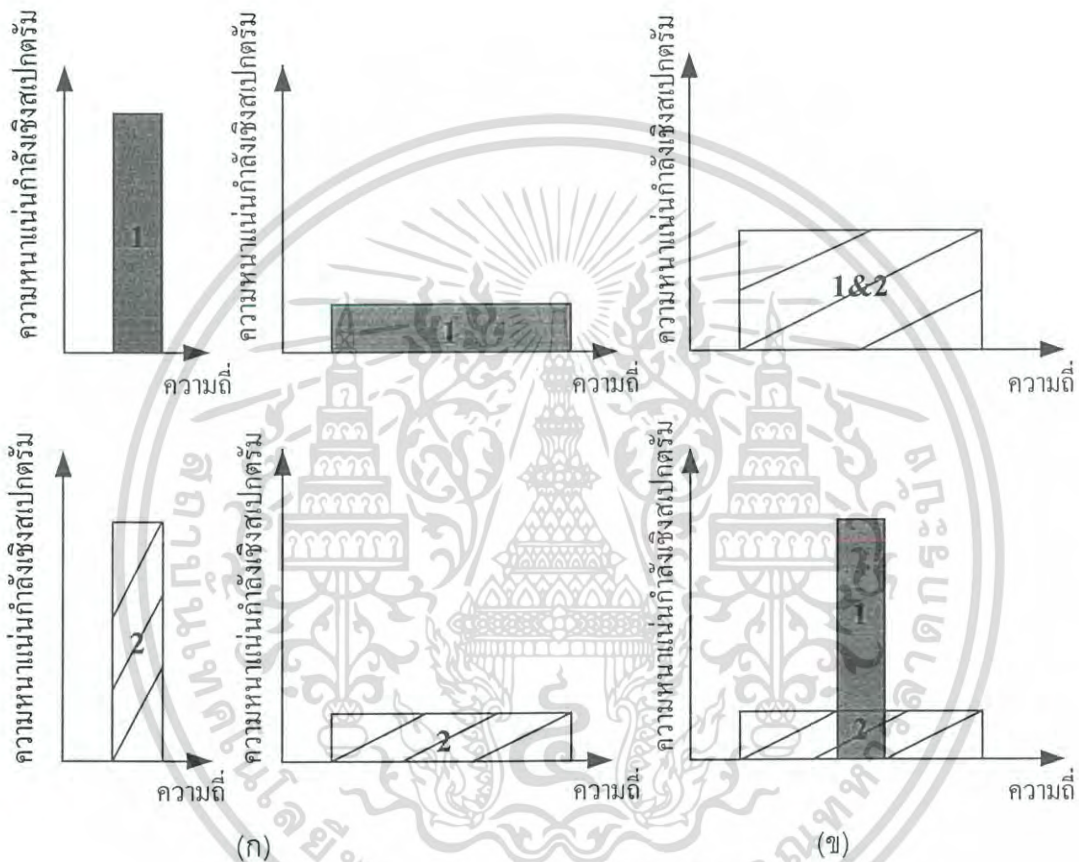
B_i คือแบนด์วิธของข้อมูลก่อนการเข้ารหัส

ที่เครื่องรับจะเปรียบเทียบสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณรหัส เพื่อให้ได้ข้อมูลเดิมก่อนการเข้ารหัสออกมานั้นคือเครื่องรับจะต้องรู้รหัสที่ใช้ในการมอดูเลตก่อน สัญญาณสเปกตรัมแผ่จะมีคุณสมบัติที่แตกต่างจากสัญญาณแถบแคบนี้

- 1) ความสามารถในการเข้าถึงหลายทาง

ถ้ามีการส่งสัญญาณที่มีการแผ่สเปกตรัม เมื่อมีผู้ใช้งานหลายคนในเวลาเดียวกัน ทางเครื่องรับก็สามารถแยกผู้ใช้งานแต่ละรายได้ โดยใช้รหัสที่แตกต่างกันของแต่ละผู้ใช้งานซึ่งรหัสดังกล่าวต้องมีค่าสหสัมพันธ์ข้าม (Cross correlation) ที่ต่ำพอ การหาค่าสหสัมพันธ์ของสัญญาณที่รับได้

ด้วยรหัสสเปกตรัมแม่ จะดีสเปกตรัมสัญญาณของผู้ใช้งานนั้น แต่จะทำการแผ่สเปกตรัมของสัญญาณของผู้ใช้รายอื่นแทน นั่นคือกำลังของสัญญาณในแบนด์วิดท์ของข้อมูลจะมากกว่ากำลังของสัญญาณการแทรกสอดซึ่งทำให้สามารถแยกสัญญาณที่ต้องการได้ โดยความสามารถของการเข้าถึงหลายทางแสดงในรูปที่ 2.1 โดยรูปที่ 2.1(ก) แสดงผู้ใช้งาน 2 ผู้ใช้งานสร้างสัญญาณที่มีการแผ่สเปกตรัม จากสัญญาณข้อมูลแถบแคบ ในรูปที่ 2.1(ข) ผู้ใช้งานทั้ง 2 ส่งสัญญาณที่มีการแผ่สเปกตรัมในเวลาเดียวกัน แต่สัญญาณจาก 1 เท่านั้นที่จะถูกดีสเปกกลับมาที่เครื่องรับ



รูปที่ 2.1 หลักการเข้าถึงหลายทางของระบบที่มีการแผ่สเปกตรัม

2) การป้องกันการแทรกสอดแบบหลายวิถี

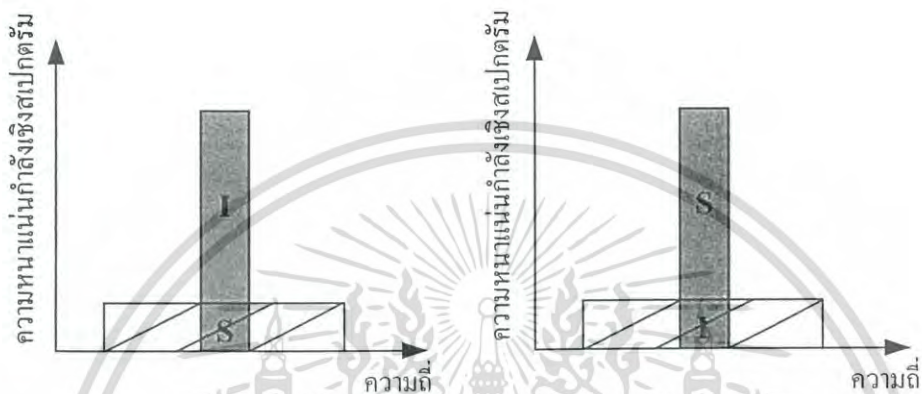
ในช่องสัญญาณวิทยุสัญญาณระหว่างเครื่องรับ-ส่งจะมีจำนวนเส้นทางมากกว่า 1 วิถี อันเนื่องมาจากการสะท้อนและการหักเห ซึ่งสัญญาณในวิถีต่างๆ คือสัญญาณที่ถูกส่งมาต่างกันที่ขนาดแอมพลิจูดและเฟสเมื่อรวมสัญญาณดังกล่าวที่เครื่องรับก็จะเกิดการเสริมกันบางความถี่และหักล้างกันบางความถี่ ซึ่งการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแม่สามารถแก้ปัญหาดังกล่าวได้ โดยขึ้นกับชนิดของวิธีการมอดูเลตที่ใช้

3) เป็นระบบส่วนบุคคล นั่นคือเครื่องรับจะดีสเปสได้ต้องรู้รหัสของสัญญาณที่ต้องการเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4) ลดผลจากการแทรกสอด

สหสัมพันธ์ข้ามของสัญญาณรหัส กับสัญญาณแถบแคบ จะเป็นการกระจายกำลังงานของสัญญาณแถบแคบนั้นคือ ไปลดกำลังของสัญญาณแทรกสอดในแบนด์วิดท์ของข้อมูล ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.2 โดยสัญญาณที่มีการแผ่กระจายสเปกตรัม (S) กับสัญญาณการแทรกสอดแถบแคบ (I) ที่เครื่องรับ สัญญาณที่มีการแผ่สเปกตรัมจะดีสเปสในขณะที่สัญญาณแทรกสอดจะถูกแผ่สเปกตรัมกลายเป็นสัญญาณรบกวนพื้นหลัง (background noise) เมื่อเทียบกับสัญญาณที่ดีสเปส



รูปที่ 2.2 การลดผลของการแทรกสอดของระบบ CDMA

2.2 การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum Modulation : SS Modulation)

ระบบ CDMA ใช้หลักการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ ทำให้ข้อมูลสื่อสารที่ใช้ในการสื่อสารถูกแผ่กระจายไปบนแกนความถี่ ทำให้มีแบนด์วิดท์กว้างกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลที่ต้องการจะส่งมาก ซึ่งสามารถแบ่งได้ดังนี้

2.2.1 การจัดลำดับโดยตรง (Direct Sequence : DS) โดยสัญญาณข้อมูลจะถูกคูณโดยตรงกับรหัสข้อมูลที่มีความเร็วสูง

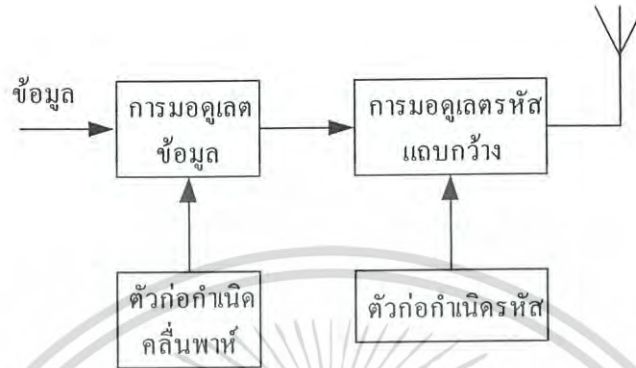
2.2.2 การกระโดดทางความถี่ (Frequency Hopping : FH) โดยความถี่คลื่นพาห်ของสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งไปจะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วอันเนื่องมาจากรหัสข้อมูล

2.2.3 การกระโดดทางเวลา (Time Hopping : TH) สัญญาณข้อมูลไม่ได้ส่งอย่างต่อเนื่องแต่จะส่งเป็นบิตส์สั้น ๆ โดยเวลาที่ส่งจะเป็นไปตามรหัสข้อมูล

2.2.4 วิธีการมอดูเลตแบบไฮบริดเป็นการรวมเอาเทคนิค 2 หรือมากกว่าของเทคนิคที่กล่าวมาข้างต้น ใช้ด้วยกันเพื่อแก้ไขข้อบกพร่องของแต่ละวิธี

2.2.1 การจัดลำดับโดยตรง (Direct Sequence : DS)

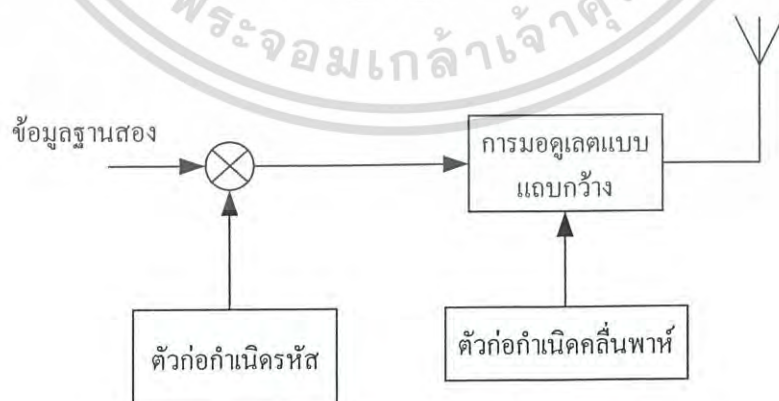
ใน DS-CDMA สัญญาณข้อมูลจะถูกมอดูเลตโดยตรงกับสัญญาณรหัสดิจิทัล โดยสัญญาณข้อมูลอาจจะเป็นสัญญาณดิจิทัลหรืออนาล็อกก็ได้ สัญญาณข้อมูลจะถูกคูณกับสัญญาณรหัส และได้สัญญาณที่มอดูเลตเป็นคลื่นพาห์แบบแถบกว้างซึ่งเป็นเหตุผลที่เรียกรวมกันว่า DS-CDMA



รูปที่ 2.3 เครื่องส่งแบบ DS-CDMA

ในรูปที่ 2.3 แสดงบล็อกไดอะแกรม ของเครื่องส่ง DS-CDMA โดยข้อมูลฐานสองจะมอดูเลตกับเครื่องพาห์ RF แล้วจึงนำไปมอดูเลตกับสัญญาณรหัสอีกครั้งซึ่งสัญญาณรหัสจะประกอบไปด้วยบิตรหัส หรือ ชิป (Chips) ที่เป็น $+1$ หรือ -1 เพื่อให้เกิดการแผ่เปกตรัมสำหรับส่วนของการมอดูเลตรหัส มีการนำเทคนิคการมอดูเลตหลายอย่างมา เช่น BPSK, DBPSK, QPSK, หรือ MPSK

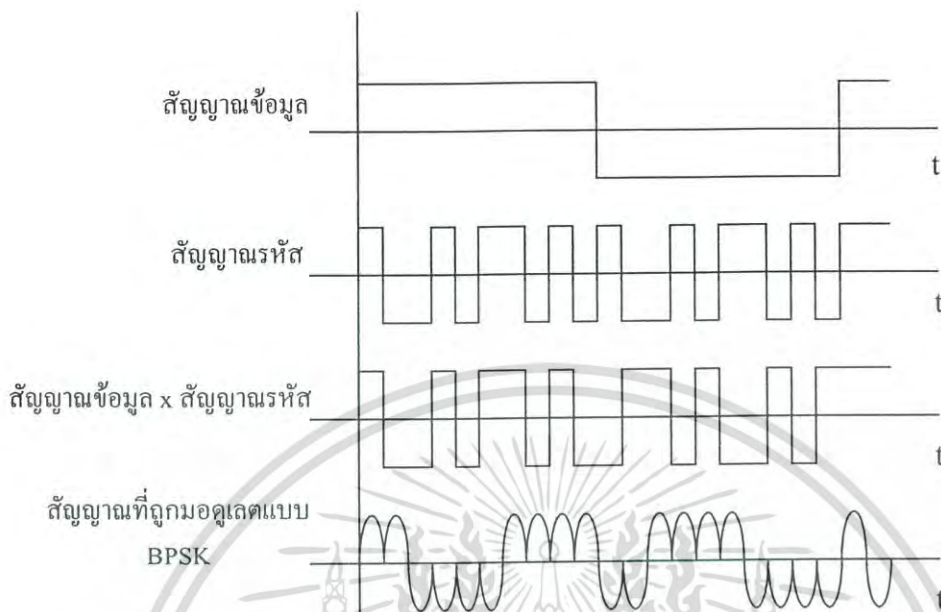
เมื่อไม่สนใจส่วนของการมอดูเลตข้อมูลและใช้เทคนิค BPSK สำหรับการมอดูเลต รหัสแสดงดังบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 เครื่องส่งแบบ DS-CDMA ที่ดัดแปลงแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณ DS-SS ที่ได้จากเครื่องส่งดังกล่าว แสดงในรูปที่ 2.5 โดยใช้รหัสข้อมูล 10 บิตต่อสัญญาณข้อมูล 1 บิต ซึ่งมีอัตราขยายการประมวลผลจะมากกว่านี้มาก (ระหว่าง 10^2 ถึง 10^3)



รูปที่ 2.5 ลักษณะของสัญญาณในระบบ DS-SS

ที่เครื่องรับดังรูปที่ 2.6 โดยใช้ในการดีมอดูเลตแบบร่วมนัย (Coherent) เพื่อดีสเปลสัญญาณสเปกตรัมแผ่โดยใช้ตัวกำหนดลำดับรหัส ซึ่งกระบวนการดีสเปลทางเครื่องรับนอกจากนี้ต้องรู้รหัสแล้วรหัสที่ได้จากสัญญาณที่รับได้และที่สร้างใหม่ต้องซิงโครไนซ์ตลอดจนกว่าจะได้รับสัญญาณทั้งหมด ซึ่งส่วนของการซิงโครไนซ์และการติดตามของรหัส (synchronize / tracking code) จะทำหน้าที่ดังกล่าว หลังจากผ่านส่วนดีสเปลและดีมอดูเลตแล้วจะได้สัญญาณเดิมกลับคืนมา



รูปที่ 2.6 เครื่องรับแบบ DS-SS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1.1 คุณสมบัติของระบบ DS-CDMA

1) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง

เมื่อมีผู้ใช้งานหลายคนใช้งานช่องสัญญาณพร้อมกันในเวลาเดียวกัน สัญญาณ DS จะเกิดการซ้อนทับกันในเวลาและความถี่ ที่เครื่องรับแบบร่วมนัยที่ถูกใช้ในการตีมอดูเลตส่วนของรหัสออกไป เมื่อพิจารณากำลังงานของผู้ใช้งานที่ต้องการในแบนด์วิดท์ของข้อมูล ถ้าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสของผู้ใช้งานที่ต้องการกับรหัสของสัญญาณแทรกสอดมีค่าน้อย การตีเทคแบบร่วมนัยจะทำให้เกิดกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดในแบนด์วิดท์ของข้อมูลในขนาดที่ต่ำ

2) การแทรกสอดหลายวิถี

ถ้าลำดับรหัสมีคุณสมบัติอัตโนมัติสหสัมพันธ์ (Autocorrelation) เป็นแบบอุดมคติ ซึ่งจะมีค่าเป็น 0 เมื่ออยู่นอก $[-T_c, T_c]$ โดย T_c คือค่าความกว้างของชิปนั่นคือถ้าสัญญาณที่ต้องการมีค่าประวิงเวลามากกว่า $2T_c$ การตีมอดูเลตแบบร่วมนัยจะทำให้สัญญาณดังกล่าวเป็นสัญญาณการแทรกสอด ซึ่งทำให้กำลังงานในแบนด์วิดท์ของข้อมูลมีขนาดที่ต่ำ

3) การแทรกสอดแบบแถบแคบ

การตีเทคแบบร่วมนัยที่เครื่องรับ รวมถึงการคูณสัญญาณที่ได้รับได้กับลำดับของรหัสที่สร้างขึ้นใหม่โดยแหล่งกำเนิดรหัส อย่างไรก็ตามที่เครื่องส่งการคูณสัญญาณแถบแคบด้วยรหัสแถบกว้าง จะทำการแผ่สเปกตรัมสัญญาณแถบแคบ ดังนั้นกำลังงานในแบนด์วิดท์ของข้อมูลจะลดลงโดยตัวประกอบที่มีค่าเท่ากับอัตราขยายการประมวลผล

จากคุณสมบัติดังกล่าว สามารถสรุปถึง ข้อดี และข้อเสียของ DS-CDMA ได้ดังนี้

ข้อดีของระบบ DS-CDMA

- 1) สัญญาณรหัสนี้สร้างได้ง่ายโดยการคูณธรรมดา
- 2) ใช้ความถี่คลื่นพาห้เพียงความถี่เดียวทำให้การสังเคราะห์ความถี่ทำได้ง่ายสร้างได้ง่าย
- 3) สามารถใช้ในการตีมอดูเลตแบบร่วมนัยได้

ข้อเสียของระบบ DS-CDMA

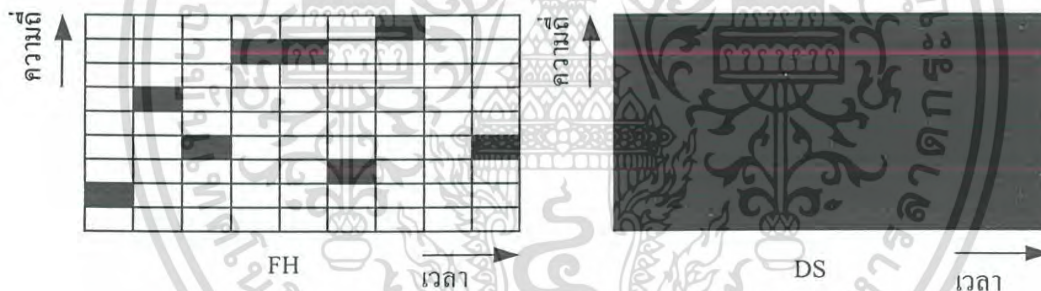
- 1) การค้นเป้า (Acquire) และการรักษาสภาพการซิงโครไนซ์ (Synchronize) ของสัญญาณที่รับได้และสัญญาณรหัสทำได้ยาก เนื่องจากต้องทำในขนาดความกว้างชิปซึ่งมีขนาดเล็ก
- 2) เนื่องจากการซิงโครไนซ์ของสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณรหัสนี้สร้างใหม่ทำได้ยากทำให้แบนด์วิดท์ทั้งหมดที่กระจายถูกจำกัดในช่วง 10 ถึง 20 MHz
- 3) กำลังงานที่รับได้จาก ผู้ใช้งานที่ใกล้สถานีฐาน (base station) มีค่ามากกว่าที่รับได้จากที่ไกลกว่า ทำให้ผู้ใช้งานที่ใกล้สถานีฐานจะสร้างสัญญาณแทรกสอดให้กับผู้ใช้งานที่อยู่ไกลออกไปทำให้รับสัญญาณได้ยากขึ้นซึ่งผลของความใกล้-ไกล (near - far effect) แก้ได้โดยการควบคุมกำลัง

งานเพื่อให้ทุกสัญญาณจากทุกผู้ใช้งานมีกำลังงานเฉลี่ยที่เท่ากันที่สถานีฐาน แต่อย่างไรก็ตามการควบคุมดังกล่าวทำได้ยาก

2.2.2 วิธีการกระโดดของความถี่ (Frequency Hopping : FH)

ในวิธีการนี้ ความถี่คลื่นพาห้ของสัญญาณข่าวสารที่ถูกมอดูเลตจะไม่คงที่ แต่จะเปลี่ยนไปในลักษณะที่มีคาบในชวงเวลา T ความถี่คลื่นพาห้จะคงที่แต่จะเปลี่ยนไปในแต่ละชวงเวลา ซึ่งรูปแบบการกระโดดนี้จะเป็นไปตามสัญญาณรหัสซึ่งเซตของความถี่ที่เป็นไปได้จะเรียกว่าเซตของการกระโดด (Hop-Set) ซึ่งการครอบครองความถี่จะแตกต่างกันกรณีของวิธีการจัดลำดับโดยตรง โดยวิธีดังกล่าวจะใช้แบนด์วิดท์ทั้งหมด เพื่อใช้ในการส่งข้อมูลในขณะที่วิธีการกระโดดความถี่จะใช้แบนด์วิดท์เพียงส่วนเล็กๆ เพื่อใช้ในการส่งแต่ความถี่จะเปลี่ยนไปในเวลาที่ต่างกัน

สมมติว่าวิธีการกระโดดความถี่ส่งในความถี่ที่ 2 ในช่วงคาบเวลาแรกดังรูปที่ 2.7 ระบบ DS จะส่งในช่วงเวลาเดียวกันตลอดชวงความถี่ ดังนั้นค่ากำลังงานที่ส่งในช่วงความถี่ 1 จะน้อยกว่าในระบบ FH อย่างไรก็ตามระบบ DS ส่งความถี่ 1 ตลอดชวงเวลา ในขณะที่ระบบ FH จะส่งในช่วงความถี่นี้เฉพาะในช่วงเวลาเท่านั้น ในระบบทั้งสองจะมีค่ากำลังงานในช่วงความถี่เท่ากัน ความแตกต่างของการใช้ความถี่ในระบบ FH และ DS แสดงดังรูปที่ 2.7



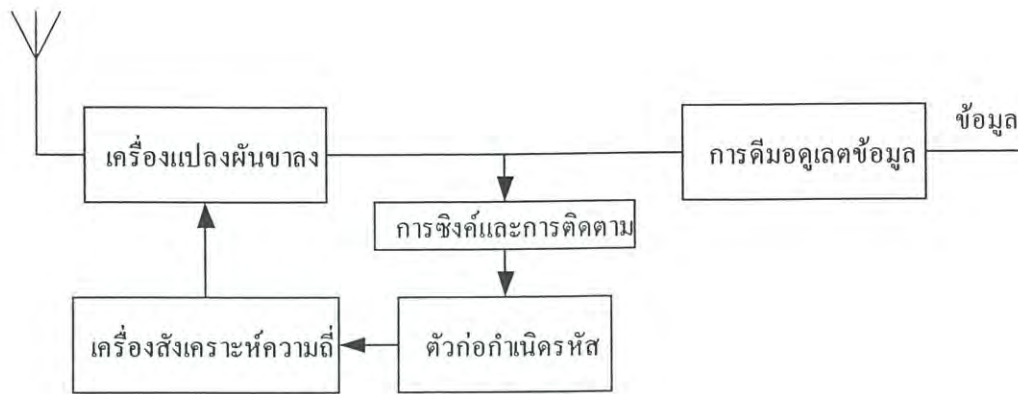
รูปที่ 2.7 เปรียบเทียบลักษณะของเวลา/ความถี่ ของระบบ DS และ FH

สำหรับบล็อกไดอะแกรมของระบบ FH แสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 (ก) รูปเครื่องส่งแบบ FH-CDMA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 2.8 (ต่อ) (ข) รูปเครื่องรับของระบบ FH-CDMA

สัญญาณข้อมูลจะถูกมอดูเลตกับคลื่นพาห้ ซึ่งนิยมใช้วิธีการมอดูเลตแบบ FM กับสัญญาณอนาล็อกและ GSK ในการมอดูเลตแบบดิจิทัลและการใช้การสังเคราะห์ความถี่ที่ความเร็วสูงที่ถูกควบคุมโดยสัญญาณรหัสและความถี่คลื่นพาห้จะถูกแปลงความถี่ขึ้นกลายเป็นความถี่ที่ใช้ในการส่งที่เครื่องรับโดยใช้แหล่งกำเนิดลำดับรหัสสัญญาณที่รับได้จะถูกแปลงความถี่เป็นสัญญาณแบนด์ที่ถูกมอดูเลตกับคลื่นพาห้ ซึ่งข้อมูลดังกล่าวจะได้กลับมาหลังจากการตีมอดูเลต ส่วนของวงจรซิงโครไนซ์ / ติดตาม (Synchronize/tracking) ทำให้แน่ใจว่าการกระโดดที่เกิดจากแหล่งกำเนิดคลื่นพาห้จะซิงโครไนซ์กับรูปแบบการกระโดดของคลื่นพาห้ที่รับได้เพื่อให้เกิดการดีสเปสที่ถูกต้อง

ในระบบกระโดดความถี่ของ CDMA ยังสามารถแบ่งได้ 2 ชนิด คือ ถ้าจำนวนของการกระโดดมากกว่าอัตราข้อมูล กล่าวได้ว่าเป็นการกระโดดแบบเร็ว (Fast Frequency Hop CDMA : F-FH CDMA) ในกรณีนี้ความถี่คลื่นพาห้จะเปลี่ยนหลายครั้งตลอดการส่ง 1 บิต นั่นคือข้อมูล 1 บิต จะถูกส่งในความถี่แตกต่างกัน ถ้าจำนวนการกระโดดน้อยกว่าอัตราข้อมูลกล่าวได้ว่าเป็นการกระโดดแบบช้า (Slow Frequency Hop CDMA : S-FH CDMA) ในกรณีนี้ข้อมูลหลายบิตจะถูกส่งที่ความถี่เดียวกับแบนด์วิดท์ของสัญญาณในการกระโดดแต่ละครั้ง จะขึ้นอยู่กัแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลและรูปร่างของสัญญาณการกระโดด (Hopping signal) และความถี่การกระโดด (Hopping Frequency) ถ้ากรณีของการกระโดดแบบช้า แบนด์วิดท์ของสัญญาณจะเป็นตัววัดตัวแปรสำคัญในการกำหนดขนาดของแบนด์วิดท์ที่ใช้งาน ถ้ากรณีการกระโดดแบบเร็วรูปร่างของสัญญาณการกระโดด (Hopping signal) จะเป็นตัวแปรสำคัญในการกำหนดขนาดของแบนด์วิดท์ที่ใช้งานในการกระโดดแต่ละครั้ง

2.2.2.1 คุณสมบัติของระบบ FH-CDMA

1) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีของการกระโดดแบบเร็วข้อมูลจำนวน 1 บิตจะถูกส่งในเวลาที่แตกต่างกันหลายความถี่ ถ้าแถบความถี่ส่วนใหญ่ถูกใช้งานโดยผู้ใช้เดียวกำลังงานของสัญญาณที่รับได้จะมากกว่ากำลังงานของสัญญาณแทรกสอดและจะรับสัญญาณได้ถูกต้อง

ในกรณีของการกระโดดแบบช้าข้อมูลหลายบิตจะถูกส่งในเวลาที่เดียวกันต่ำพอ สัญญาณของผู้ใช้งานที่ต้องการจะรับได้อย่างถูกต้องหากเกิดมีสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้งานที่ส่งในช่วงเวลาดังกล่าว 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 $1/G_p$ ที่เวลาใดๆ ซึ่งการแทรกสอดดังกล่าว จะลดลงด้วยตัวประกอบ G_p

4) ความน่าจะเป็นของการถูกดักจับของสัญญาณมีค่าต่ำ (LPI)

ความยากในการรับสัญญาณของระบบ FH ไม่ได้ขึ้นอยู่กับว่ามีกำลังส่งที่ต่ำเหมือนในระบบ DS-CDMA แต่อาศัยความถี่ที่สัญญาณทำการส่งซึ่งต้องรู้ล่วงหน้าและช่วงเวลาในการส่งแต่ละความถี่มีค่าน้อย

จากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถสรุปถึงข้อดีและข้อเสียของ FH-CDMA ได้ดังนี้

ข้อดีของระบบ FH-CDMA

- 1) การชิงโครโนซีในระบบ FH-CDMA จะง่ายกว่าในระบบ DS-CDMA เนื่องจากในระบบ FH-CDMA การชิงโครโนซีจะขึ้นอยู่กับช่วงเวลาในการกระโดดที่ความถี่สูงแต่ขึ้นอยู่กับเซตของการกระโดดที่มาก ซึ่งช่วงเวลาการกระโดดจะมีค่ามากกว่าช่วงเวลาของชิปของระบบ DS-CDMA ดังนั้นระบบ FH-CDMA จึงยอมให้มีความผิดพลาดของการชิงโครโนซีได้มากกว่า
- 2) เนื่องจาก FH-CDMA มีความน่าจะเป็นที่ผู้ใช้งานต่างกันจะใช้ช่วงความถี่เดียวกันมีค่าต่ำ นั่นคือถ้าผู้ใช้งานที่ไกลจากสถานีฐานส่งข้อมูลมาและที่สถานีฐานได้รับพร้อมกันสัญญาณของผู้ใช้

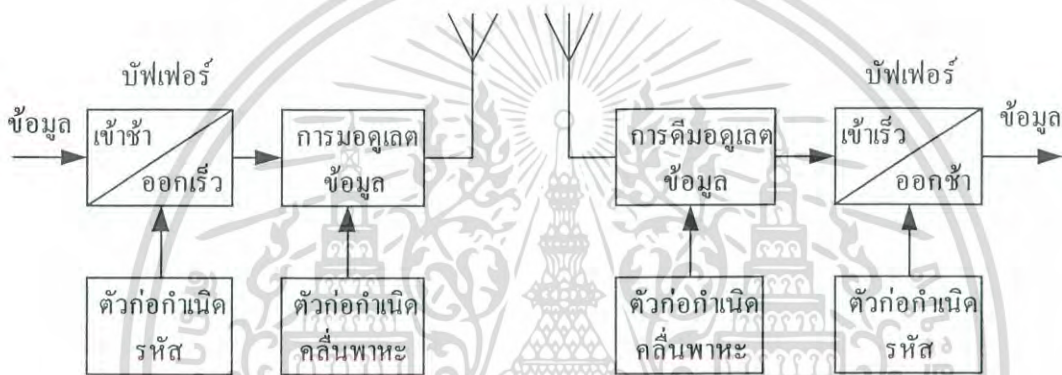
งานที่ใกล้กับสถานีฐานส่งมา แต่โอกาสที่จะเกิดในช่วงความถี่เดียวกันและในเวลาเดียวกันต่ำ นั่นคือจะลดผลของความใกล้-ไกล (near-far effect) ได้

ข้อเสียของระบบ FH-CDMA

- 1) ต้องใช้การสังเคราะห์ความถี่ที่มีความซับซ้อนสูง
- 2) การใช้การดีมอดูเลตแบบโคฮีเรนท์ทำได้ยาก เนื่องจากมีปัญหาที่ต้องรักษาความสัมพันธ์ของเฟสในช่วงการกระโดด

2.2.3 วิธีการกระโดดของเวลา (Time Hopping : TH)

ในระบบ TH-CDMA สัญญาณข้อมูลจะถูกส่งในช่วงเวลาที่กำหนดโดยรหัสของผู้ใช้งานแต่ละคน

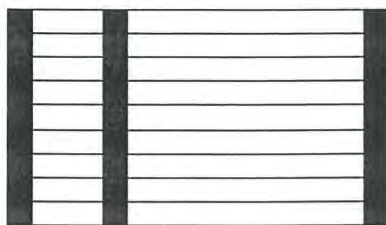


รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง-รับของระบบ TH-CDMA

แกนของเวลาจะถูกแบ่งเป็นเฟรมและแต่ละเฟรมจะถูกแบ่งออกเป็น M ไทม์สล็อต ผู้ใช้งานแต่ละคนจะส่งเฟรมในไทม์สล็อตใดใน M จะขึ้นอยู่กับรหัสที่กำหนดให้ในแต่ละผู้ใช้งานเมื่อผู้ใช้งานสามารถส่งข้อมูลทั้งหมดได้ใน 1 ไทม์สล็อต ความถี่ที่ใช้ในการส่งจะเพิ่มขึ้นด้วยตัวประกอบ M โดยรูปที่ 2.9 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ TH-CDMA

รูปที่ 2.10 แสดงกราฟในแกนของเวลาและความถี่ของระบบ TH-CDMA ทำการเปรียบเทียบรูปที่ 2.10 กับรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่าในระบบ TH-CDMA จะใช้สเปกตรัมแถบกว้างในช่วงเวลาสั้นๆ แทนที่จะใช้ทุกช่วงเวลา

ความถี่



เวลา

รูปที่ 2.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และเวลาที่ใช้ในระบบ TH-CDMA

2.2.3.1 คุณสมบัติของระบบ TH-CDMA

1) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง

โดยกำหนดให้ความน่าจะเป็นของการส่งในช่วงเวลาเดียวกันของผู้ใช้งานมีค่าต่ำ โดยการกำหนดรหัสที่แตกต่างกันในแต่ละผู้ใช้งาน หากเกิดการส่งพร้อมกันเกิดขึ้นการใช้รหัสแก้ความผิดพลาด (Error – detecting and feedback) จะทำให้ได้สัญญาณเดิมกลับคืนมา

2) การแทรกสอดแบบแถบแคบ

สัญญาณ TH-CDMA จะถูกส่งโดยใช้เวลาที่น้อยลง ซึ่งจะลดลงเท่ากับ $1/G_p$ โดย G_p คืออัตราขยายการประมวลผล ที่เครื่องรับจะรับสัญญาณการแทรกสอด ในช่วงที่สัญญาณที่ต้องการทำนั้น ดังนั้นจะรับสัญญาณการแทรกสอดในช่วงเวลาที่เป็น $1/G_p$ เปอร์เซ็นต์ของเวลาซึ่งลดกำลังของการแทรกสอดด้วยตัวแปรเสริม G_p

3) ความน่าจะเป็นของการถูกดักจับของสัญญาณมีค่าต่ำ (LPI)

ในระบบ TH-CDMA ความถี่ของแต่ละผู้ใช้งานที่ใช้ส่งจะคงที่ แต่จะแตกต่างกันที่เวลาและช่วงเวลาที่ใช้ในการส่งก็จะสั้นและเมื่อมีผู้ใช้งานหลายคนส่งจะทำให้เครื่องรับยากในการหาช่วงเริ่มต้นและช่วงสิ้นสุดของการส่งและยากที่จะรู้ว่าผู้ใช้งานไหนส่งมา

จากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถแสดงข้อดีและข้อเสียของระบบ TH-CDMA ได้

ข้อดีของระบบ TH-CDMA

1) ง่ายในการสร้างกว่าระบบ FH-CDMA

2) มีประโยชน์เมื่อข้อมูลถูกส่งในกำลังเฉลี่ยแบบจำกัดแต่ไม่จำกัดกำลังค่าสูงสุด (peak power) เมื่อข้อมูลถูกส่งแบบเบริสต์สั้นๆ ที่กำลังสูงๆ

3) ระบบ TH-CDMA กีดผลของความใกล้ไกล (near-far effect) เช่นเดียวกับระบบ FH-CDMA เนื่องจากความน่าจะเป็นที่ผู้ใช้งานที่ต่างกัน จะใช้ช่วงเวลาเดียวกันมีค่าต่ำนั้นคือผู้ใช้งานที่ใกล้กับ

สถานีฐานและไกลสถานีฐานจะมีรูปแบบของการกระโดดทางเวลาที่แตกต่างกัน จึงลดผลของความใกล้ไกล (near-far effect) ได้

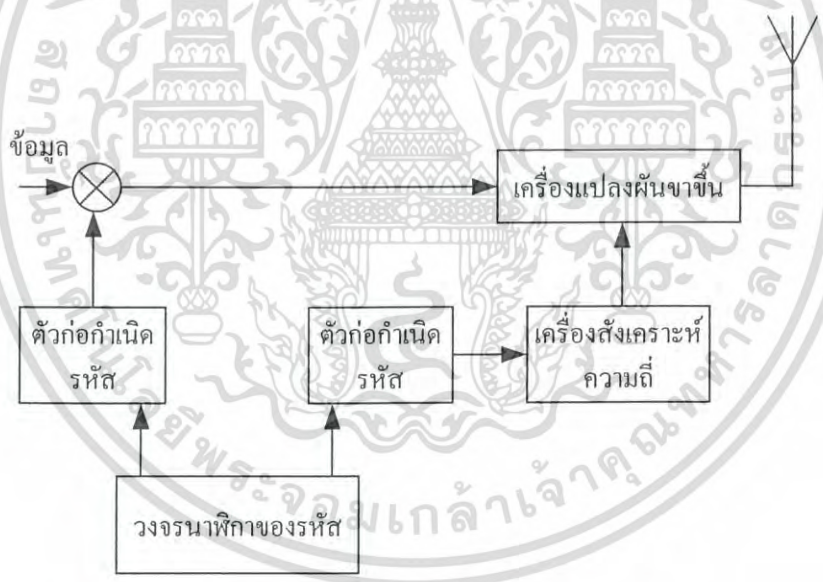
ข้อเสียของระบบ TH-CDMA

- 1) หากมีการส่งพร้อมกันเกิดขึ้นจะเกิดการสูญเสียข้อมูลมากจึงต้องใช้รหัสแก้ไขความผิดพลาด และการวางสลับ (Interleave) ที่ดี

2.2.4 ระบบไฮบริด (Hybrid System)

ระบบไฮบริดจะเป็นการรวมเทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ 2 เทคนิคหรือมากกว่าเข้าด้วยกัน หากพิจารณาแค่ DS-CDMA FH-CDMA และ TH-CDMA สามารถมีไฮบริดได้ถึง 4 แบบ คือ DS/FH – CDMA DS/TH – CDMA FH/TH – CDMA และ DS/FH/TH – CDMA

ซึ่งไฮบริดเป็นการนำข้อดีของระบบที่จะนำมารวมกันเข้าด้วยกัน เช่น DS/FH/ - CDMA ได้คุณสมบัติส่วนดีของ DS – CDMA คือ การลดผลของช่องสัญญาณแบบหลายวิถี และ FH – CDMA คือ การลดผลของความใกล้ไกล (near – far effect) แต่ความซับซ้อนของเครื่องส่งและเครื่องรับจะเพิ่มขึ้น รูปที่ 2.11 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งแบบไฮบริด DS/FH – CDMA



รูปที่ 2.11 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งแบบไฮบริด DS-FH

โดยสัญญาณข้อมูลจะถูกแผ่สเปกตรัมก่อนโดยใช้รหัสส่วนของ DS และถูกมอดูเลตกับคลื่นพาหะที่เกิดจากการกระโดดทางความถี่ที่สอดคล้องกับรหัส การใช้รหัสสัญญาณนาฬิกาจะช่วยให้ความสัมพันธ์ระหว่างรหัสทั้ง 2 คงที่

2.3 คุณสมบัติของสัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหลายเส้นทาง

ในการสื่อสารด้วยเทคโนโลยีไร้สาย ทางด้านส่งเมื่อส่งสัญญาณออกไปผ่านไปยังช่องสื่อสารต่างๆเกิดการสอดแทรก การสะท้อนและการลดทอน สัญญาณที่มาถึงทางด้านรับจะเกิดจากการรวมกันของสัญญาณที่มาจากหลายเส้นทาง ซึ่งอาจเป็นการเสริมกันหรือหักล้างกัน

หากทำการส่งพัลส์สัญญาณที่มีคาบสั้นๆไปบนช่องสัญญาณหลายเส้นทางตามการเปลี่ยนแปลงเวลา สัญญาณที่รับได้จะเป็นขบวนของพัลส์แสดงดังรูปที่ 2.12 ดังนั้นคุณลักษณะของตัวกลางแบบหลายเส้นทางคือ การกระจายช่วงเวลาของสัญญาณที่ส่งผ่านช่องสัญญาณ เมื่อทำการส่งสัญญาณเดิมออกไปหลายๆครั้ง ด้านรับจะรับได้ขบวนสัญญาณที่แตกต่างกัน ซึ่งไม่สามารถจะคาดคะเนสัญญาณที่รับได้ สามารถเขียนเป็นสมการทางภาครับแสดงได้เป็น

$$x(t) = \sum_n \beta_n(t) s(t - \tau_n(t)) \quad (2.2)$$

โดย $\beta_n(t)$ เป็นอัตราการลดทอนของสัญญาณในเส้นทางที่ n

$\tau_n(t)$ เป็นเวลาของสัญญาณที่ถูกหน่วงของเส้นทางที่ n

$s(t)$ เป็นสัญญาณทางด้านส่ง มีค่าเท่ากับ $\text{Re}[s_t(t)e^{j2\pi f_c t}]$

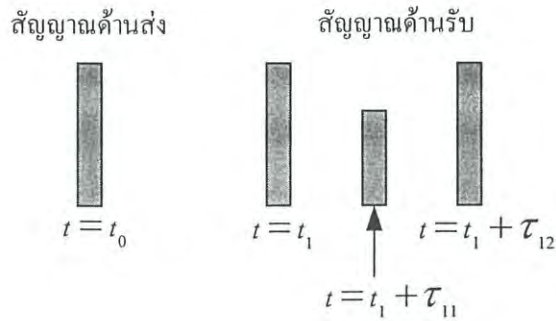
$x(t)$ เป็นสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับ

สัญญาณที่รับได้หลังผ่านการกรองสัญญาณ สัญญาณที่ได้สามารถแสดงได้เป็น

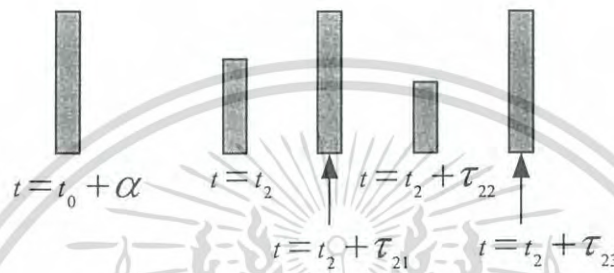
$$r_t(t) = \sum_n \beta_n(t) e^{-j\gamma_n} s_t(t - \tau_n(t)) \quad (2.3)$$

โดย $\gamma_n = 2\pi f_c \tau_n(t)$

แบบจำลองช่องสัญญาณหลายเส้นทาง ซึ่งจะมีสัญญาณที่รับได้แสดงดังสมการที่ 2.3 เรียกว่า สัญญาณเฟดดิ้ง โดยปรากฏการณ์เฟดดิ้งเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงเวลาในเทอมของเฟส γ_n ในบางครั้งการเปลี่ยนแปลงของ γ_n เป็นผลทำให้สัญญาณด้านรับมีค่าลดลง แต่บางครั้งทำให้มีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดของสัญญาณด้านรับเกิดจากคุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงเวลาของช่องสัญญาณหลายเส้นทาง



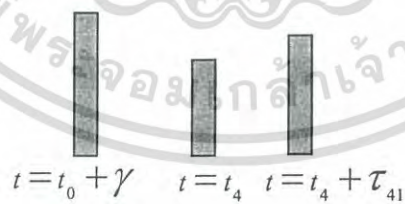
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 2.12 แสดงผลของการเปลี่ยนแปลงทางเวลาของช่องสัญญาณหลายวิถีที่เกิดจากสัญญาณพัลส์ที่แคบมากๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1 แบบจำลองช่องสัญญาณ

ช่องสัญญาณสามารถแทนด้วยแบบจำลองช่องสัญญาณต่างๆ ซึ่งจะมีค่าของผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรองความถี่ต่ำในกรณีทั่วไป สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$c(\tau; t) = \sum_{l=0}^{L-1} \beta_n(t) e^{-j\gamma_n} \delta(t - \tau_n(t)) \quad (2.4)$$

โดยที่

β_n เป็นอัตราการลดทอนทางด้านแอมพลิจูดของสัญญาณ (amplitude distortion factor) ซึ่งมีค่าความหนาแน่นของความน่าจะเป็น แสดงด้วยการแจกแจงแบบต่างๆ

τ_n เป็นเวลาหน่วง (time delay) ในเส้นทางต่างๆ ซึ่งกำหนดให้เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์มบนช่วง $[0, T]$

γ_n เป็นความหน่วงเชิงเฟส (phase delay) ซึ่งกำหนดให้เป็นตัวแปรแบบสุ่มที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์มบนช่วง $[0, 2\pi]$

L เป็นจำนวนเส้นทาง ซึ่งจะสอดคล้องกับผลของการจางหายหลายวิถี (multipath fading) เป็นผลเนื่องมาจากการสะท้อน การหักเห และการกระเจิงของสัญญาณภายในช่องสัญญาณ เป็นต้น

ฟังก์ชันการแจกแจงของความหนาแน่นความน่าจะเป็นมีหลายรูปแบบดังนี้

2.3.1.1 แบบจำลองของ Rayleigh (Rayleigh Model)

เป็นระบบที่อธิบายการแจกแจงของความหนาแน่นกำลังของสัญญาณในชนบท ซึ่งมีบ้านเรือนที่มีขนาดไม่สูงมากนักหรือภูเขา การใช้งานในชนบทก็พบกับปัญหาซึ่งมีผลกระทบกับระดับความแรงของสัญญาณซึ่งเรียกว่าการจางหายในหลายเส้นทางเกิดขึ้นเมื่อสัญญาณเดินทางมากกว่าหนึ่งเส้นทางจากด้านส่งไปยังด้านรับ สัญญาณจะไม่ได้รับโดยตรงจากด้านส่งแต่จะได้รับการทศทางอื่นๆ ซึ่งจะตกกระทบมาเช่น จากบ้านเรือนในชนบท จึงเป็นการยากมากที่จะมีเส้นยาว (line of sight) ระหว่างตัวส่งและตัวรับ สัญญาณอาจจะเดินทางไปถึงตัวรับโดยผ่านการสะท้อนกับบ้านเรือนหลายครั้ง ซึ่งหมายความว่าสัญญาณที่รับได้จะเป็นผลรวมของสัญญาณเดียวกันซึ่งมีความต่างเฟสกันเล็กน้อย สามารถแสดงด้วยค่าความหนาแน่นของฟังก์ชันความน่าจะเป็นดังสมการ

$$p(\beta) = \frac{\beta}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\beta^2}{2\sigma^2}\right] \quad \text{เมื่อ } \beta \geq 0 \quad (2.5)$$

2.3.1.2 แบบจำลองของ Rician (Rician Model)

เป็นแบบจำลองที่เหมาะสมกับสภาวะแวดล้อมในเมือง ซึ่งประกอบด้วยพารามิเตอร์ 2 ค่าและมีค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังสมการ

$$p(\beta) = \frac{\beta}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\beta^2 + a^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left[\frac{a\beta}{\sigma^2}\right] \quad \text{เมื่อ } \beta \geq 0 \quad (2.6)$$

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

2.3.1.3 แบบจำลองของ Nakagami (Nakagami Model)

เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลองและสามารถอธิบายปรากฏการณ์ของการเกิดการเฟดดิ้งในบริเวณอื่นๆ ได้ดี เอดจ์พุทของสัญญาณด้านรับจะเป็นผลบวกทางเวกเตอร์ของขนาดของสัญญาณ (signal strength) แบบจำลอง Nakagami ไม่ได้อธิบายรายละเอียดทางปัญหาด้านเฟส อย่างไรก็ตามแบบจำลอง Nakagami ยังสามารถอธิบายแบบจำลองอื่นๆ ได้ดีอีกด้วย สามารถแสดงค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังสมการ

$$p\beta_l(\beta) = 2 \left(\frac{m_l}{\Omega_l}\right)^{m_l} \frac{\beta^{2m_l-1}}{\Gamma(m_l)} \exp\left[-\frac{m_l}{\Omega_l} \beta^2\right] \quad \text{เมื่อ } \beta \geq 0 \quad (2.7)$$

$$m_l = \frac{\Omega_l^2}{E[(\beta_l^2 - \Omega_l)^2]} \geq 0.5 \quad (2.8)$$

โดยจุดเด่นของแบบจำลอง Nakagami คือ

(ก) เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลองและสอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในชนบท และเมืองใหญ่

(ข) เป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับการแจกแจงของแอมพลิจูด (amplitude distribution) ซึ่งแสดง

ด้วยตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) ต่างๆ ดังนี้

$m = 0.5$ คือ การแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว

$m = 1$ คือ การแจกแจงแบบ Rayleigh

$m \rightarrow \infty$ คือ กรณีอุดมคติที่ไม่มีการเฟี้ยนของสัญญาณ

2.3.1.4 ฟังก์ชันสหสัมพันธ์และกำลังเชิงสเปกตรัมของช่องสัญญาณ

ในตอนนี้จะกล่าวถึงคุณลักษณะของช่องสัญญาณการจางแบบหลายวิถี โดยใช้ค่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์และฟังก์ชันความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม โดยกำหนดให้ $c(\tau; t)$ เป็นผลตอบสนอง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิมพัลส์ที่เป็นกระบวนการสุ่มที่มีค่าเป็นเชิงซ้อน ในตัวแปร t โดยสมมติว่า $c(\tau;t)$ เป็นช่องสัญญาณที่มีลักษณะคงที่ในแนวกว้าง (wide – sense – stationary) ซึ่งค่าฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ของ $c(\tau;t)$ คือ

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E [c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] \quad (2.9)$$

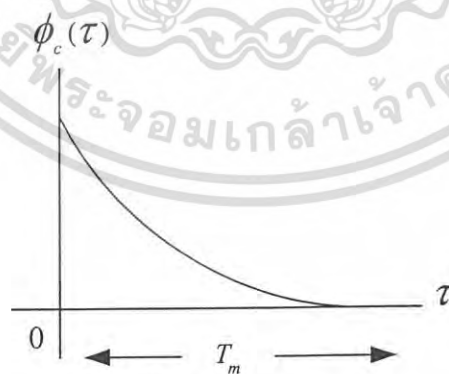
โดยกำหนดให้ค่าการลดทอนและมุมเฟสที่มีการประวิงเวลาของช่องสัญญาณที่มีค่าหน่วงเวลา τ_1 และ τ_2 มีลักษณะไม่สหสัมพันธ์กัน (uncorrelate) กัน ดังนั้นสมการที่ 2.9 เขียนได้เป็น

$$\frac{1}{2} E [c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] = \phi_c(\tau; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2.10)$$

หากกำหนดให้ $\Delta t = 0$ ค่าฟังก์ชันการลดทอน $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$ คือค่ากำลังงานเอาท์พุทเฉลี่ยของช่องสัญญาณที่มีค่าการประวิงเวลา τ โดย $\phi_c(\tau)$ คือ MIP (multipath intensity profile) หรือกำลังงานสเปกตรัมที่มีการประวิงทางเวลา โดยทั่วไป $\phi_c(\tau; \Delta t)$ คือค่ากำลังงานเอาท์พุทเฉลี่ย ที่ขึ้นกับค่าการประวิงเวลา τ และ Δt

ค่า $\phi_c(\tau; \Delta t)$ สามารถวัดได้โดยการส่งพัลส์ที่แคบมาก ๆ และทำการวัดค่าสหสัมพันธ์ข้ามของสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณที่เกิดการหน่วง โดยค่า $\phi_c(\tau)$ แสดงได้ดังรูปที่ 2.13 โดย T_m คือค่าการแผ่หลายวิถี (multipath spread) ของช่องสัญญาณ

$$C(f;t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau;t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.11)$$



รูปที่ 2.13 แสดง MIP

เมื่อกำหนดให้ช่องสัญญาณมีลักษณะคงที่ในแนวกว้าง (Wide-sense-stationary) ทำการค้นหาค่าฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ได้โดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E [C^*(f_1, t) C(f_2, t + \Delta t)] \tag{2.12}$$

แทนสมการที่ 2.11 ในสมการที่ 2.12 ดังนั้น

$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E [C^*(\tau_1, t) C(\tau_2, t + \Delta t)] e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \tag{2.13}$$

โดย $\Delta f = f_2 - f_1$ จากสมการที่ 2.13 เห็นว่า $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ คือผลการแปลงฟูริเยร์ของ MIP เรียก $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ ว่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์ของการกระจายทางความถี่และทางเวลาของช่องสัญญาณ

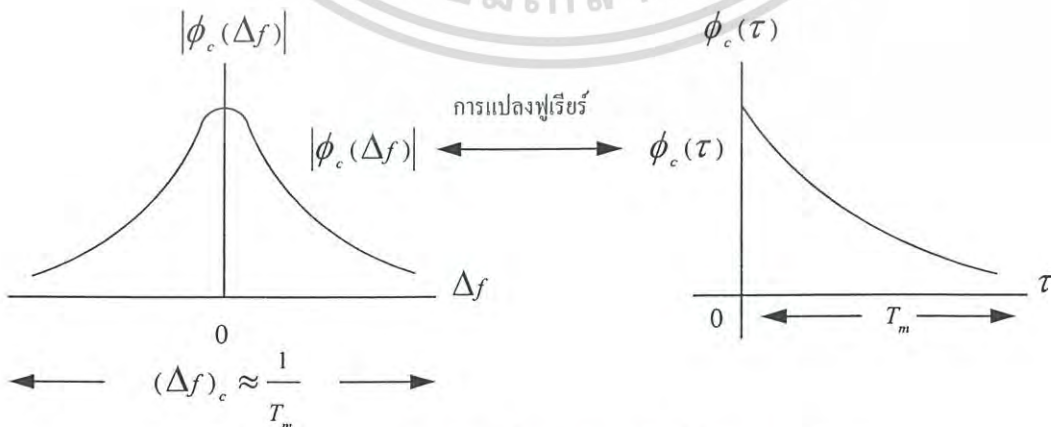
แทนค่า $\Delta t = 0$ ในสมการที่ 2.13 จะได้ $\phi_c(\Delta f; 0) \equiv \phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$ ดังนั้น

$$\phi_c(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau \tag{2.14}$$

ความสัมพันธ์ข้างต้นแสดงในรูปที่ 2.13 จากรูปค่าแบนด์วิดท์ร่วมนัย (coherent bandwidth) แสดงได้โดย

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \tag{2.15}$$

โดย $(\Delta f)_c$ เป็นค่าแบนด์วิดท์ร่วมนัยถ้าค่า $(\Delta f)_c$ มีค่าน้อยกว่าค่าแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณที่ส่งออกมา ช่องสัญญาณดังกล่าวจะเรียกว่าเป็นช่องสัญญาณแบบเปลี่ยนแปลงตามความถี่ ในทางกลับกันถ้า $(\Delta f)_c$ มีค่ามากกว่าค่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกมา ช่องสัญญาณดังกล่าวจะเรียกว่าเป็นช่องสัญญาณแบบไม่เปลี่ยนแปลงตามความถี่



รูปที่ 2.14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 เทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์

การสื่อสารไร้สายในปัจจุบันได้มีการนำเอาเทคนิค CDMA และ OFDM มาใช้ร่วมกันซึ่งเรียกว่าเทคนิค MC-CDMA (Multi-carrier CDMA) เพื่อใช้ลดผลจากการแทรกสอดแบบแถบแคบ (narrow band interference) ผลการเฟดดิ้งของสัญญาณ และใช้อัตราชิพของรหัสต่ำกว่า ซึ่งจะส่งผลให้เครื่องรับทำการซิงโครไนต์ได้ง่ายเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีคลื่นพาห์เดี่ยว โดยทั่วไป CDMA แบบคลื่นพาห์เดี่ยว แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกไปจะมากกว่าแบนด์วิดท์รวมนัยของช่องสัญญาณ การเกิดเฟดดิ้งดังกล่าวเป็นแบบเจาะจงความถี่ (frequency selective fading channel) ทางด้านเครื่องรับใช้แบบเรด (RAKE receiver) ซึ่งเป็นเครื่องรับที่มีความซับซ้อนมาก ในกรณีของ MC-CDMA แบนด์วิดท์ของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะน้อยกว่าแบนด์วิดท์รวมนัยของช่องสัญญาณ การเกิดเฟดดิ้งดังกล่าวเป็นแบบไม่เจาะจงความถี่ (frequency non-selective fading channel) ทางด้านเครื่องรับใช้แบบเครื่องรับสหสัมพันธ์ที่มีความซับซ้อนน้อยกว่า ระบบ MC-CDMA แบ่งได้ 3 ประเภท คือ

- 1) Multi-carrier CDMA
- 2) Multi-carrier DS-CDMA
- 3) Multitone CDMA

ในตอนต้นจะขอกล่าวถึง DS-CDMA ก่อนเพื่อให้ง่ายต่อการเปรียบเทียบกับระบบข้างต้นดังนี้

2.3.2.1 DS-CDMA (Direct Sequence CDMA)

เครื่องส่งแบบ DS-CDMA จะทำการแผ่สเปกตรัมของข้อมูลเริ่มต้น โดยใช้โดเมนทางเวลา ความสามารถในการลดผลการแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่น อธิบายได้โดยคุณลักษณะสหสัมพันธ์ข้าม (cross correlation) ของรหัสการแผ่ การเกิดเฟดดิ้งเป็นแบบเจาะจงความถี่ถูกอธิบายโดยการซ้อนทับ (superimposition) ของสัญญาณที่มีค่าหน่วงเวลาที่แตกต่างกันและความสามารถในการแยกแยะแต่ละสัญญาณในสัญญาณรวมที่รับได้อธิบายโดยคุณลักษณะอัตสหสัมพันธ์ (auto-correlation) ของรหัสการแผ่

รูปที่ 2.15 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่งของ DS-CDMA ที่ใช้เทคนิค CBPSK (binary phase shift keying/coherent detection) และสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ถูกส่งซึ่งมีอัตราขยายประมวลผล (G_{DS}) เท่ากับ 4 ตามลำดับ

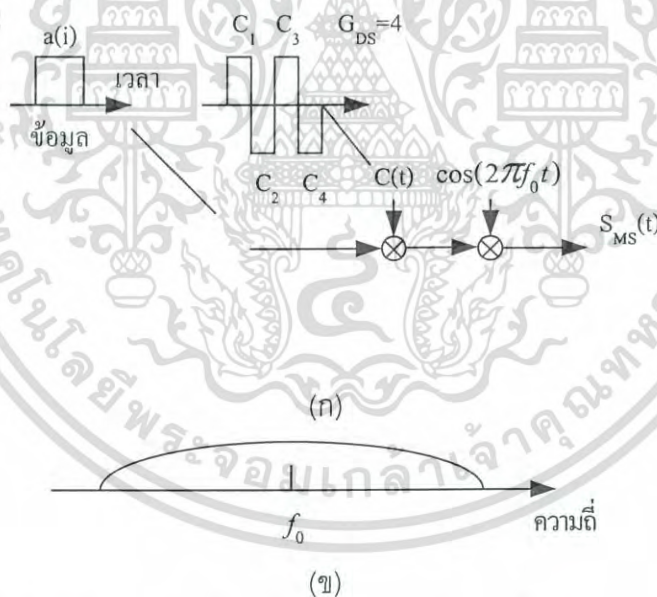
สัญญาณที่ถูกส่งของผู้ใช้งานที่ j แสดงได้โดย

$$S_{DS}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=1}^{G_{DS}} a^j(i) c_m^j p_c(t - (m-1)T_c - iT_s) \cos(2\pi f_0 t) \quad (2.16)$$

โดย $a^j(i) = +1$ หรือ -1 และ c_m^j คือข้อมูลลำดับที่ i และชิปที่ m สำหรับผู้ใช้งานที่ j ตามลำดับ $T_s, T_c (= T_s / G_{DS})$ และ f_0 คือความกว้างของซิมโบล (symbol duration) ความกว้างของชิป และความถี่คลื่นพาห์ตามลำดับ และ $p_c(t)$ คือพัลส์ ซึ่งอธิบายในสมการที่ 2.17

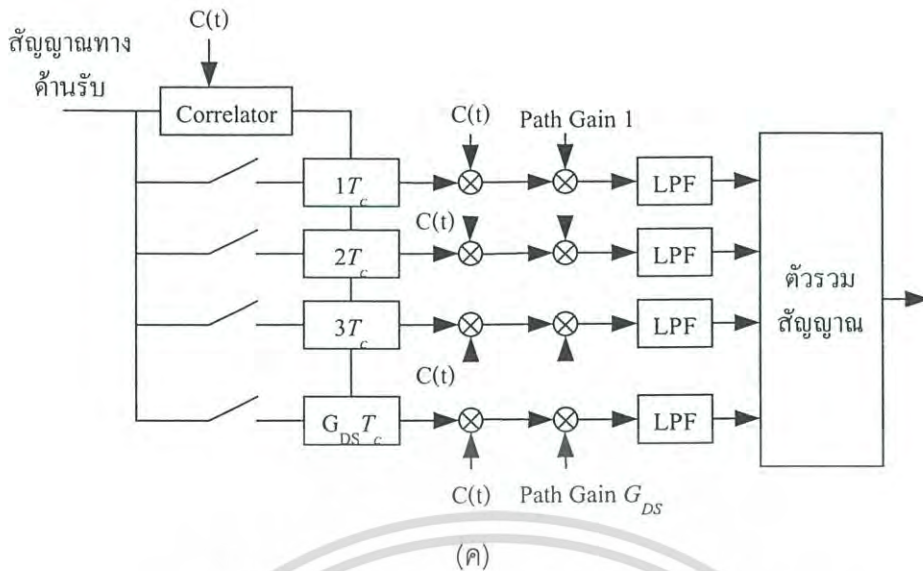
$$p_c(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T_c) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (2.17)$$

ทางด้านเครื่องรับแบบเรดซึ่งประกอบไปด้วยเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์หลายตัวแต่ละตัวจะซิงโครไนซ์กับแต่ละส่วนประกอบของสัญญาณรวมที่รับได้ แสดงรูป 2.15 (ค) สมรรถนะของระบบขึ้นอยู่กับจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด โดยปกติจะเป็น 1, 2, 3 หรือ 4 สาขาขึ้นอยู่กับข้อจำกัดทางฮาร์ดแวร์ ในระบบ DS-SS ที่ใช้เครื่องรับแบบเรดนั้นจำนวนผู้ใช้งานขึ้นอยู่กับการรบกวนเนื่องจากการแทรกสอดระหว่างกัน (self interference : SI) และการแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง (multiple access interference : MAI) ซึ่งเป็นผลจากการมีคุณลักษณะของออสซิลเลชันและสหสัมพันธ์ข้ามที่ไม่สมบูรณ์ของรหัสการแผ่



รูปที่ 2.15 (ก) เครื่องส่งของระบบ DS-SS (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 (ต่อ) (ค) เครื่องรับของระบบ DS-SS

2.3.2.2 MC-CDMA (Multi-Carrier CDMA)

ทางด้านเครื่องส่งจะทำการแผ่สเปกตรัมของข้อมูลเดิมไปบนคลื่นพาห่อย่อยที่แตกต่างกันโดยใช้รหัสการแผ่ในโดเมนความถี่ ในช่องสัญญาณการสื่อสารด้านขาลงของโทรศัพท์เคลื่อนที่ การใช้รหัส Hadamard Walsh ทำให้ไม่ต้องสนใจถึงคุณลักษณะอัตสหสัมพันธ์ของรหัสการแผ่

รูปที่ 2.16 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่ง MC-CDMA สำหรับ CBPSK และสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออกไปโดยมีจำนวนคลื่นพาห่อย่อย (N_c) เท่ากับ 4 และอัตราขยายประมวลผล (G_{MC}) เท่ากับ 4 ($=N_c$) ตามลำดับ

สัญญาณที่ส่งออกไปสำหรับผู้ใช้งานที่ j คือ

$$S_{MC}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=1}^{G_{DS}} a^j(i) C_m^j p_s(t - iT_s) \cos\{2\pi(f_0 + m\Delta f)t\} \quad (2.18)$$

โดย $\Delta f = (1/T_s)$ คือระยะห่างระหว่างคลื่นพาห่อย่อยและ $p_s(t)$ คือพัลส์ แสดงดังสมการที่ (2.19)

$$p_s(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T_s) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (2.19)$$

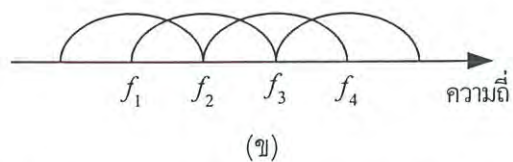
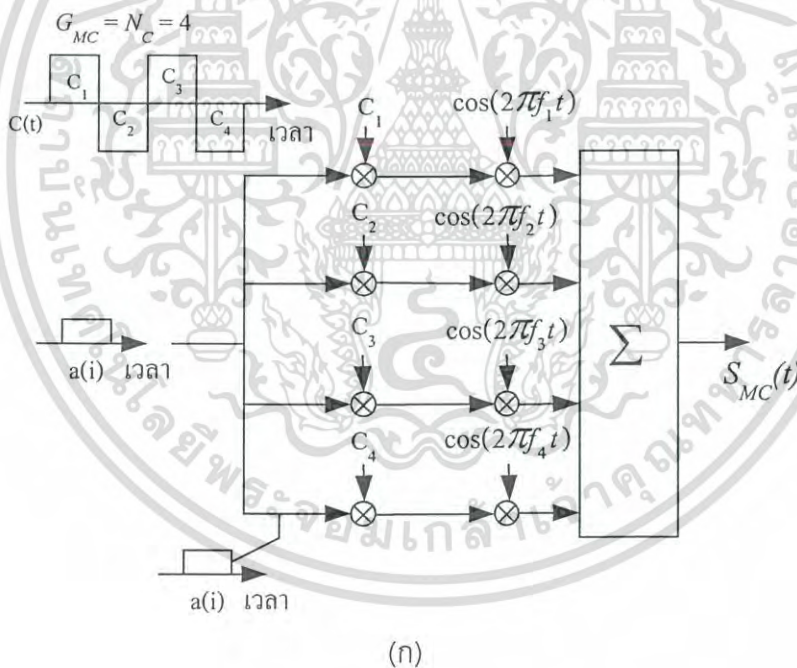
รูปที่ 2.16 (ค) แสดงเครื่องรับของผู้ใช้งานที่ j หลังจากการดีมอดูเลตกับคลื่นพาห่อย่อยแล้วจะถูกคูณด้วยตัวขยาย q_m เพื่อรวมพลังงานที่ถูกกระจายในโดเมนความถี่ ตัวแปรตัดล้นใจสามารถแสดงได้ดังนี้

$$D^j = \sum_{m=1}^{G_{MC}} q_m^j y_m \quad (2.20)$$

$$y_m = \sum_{j=1}^J z_m^j a^j c_m^j + n_m \quad (2.21)$$

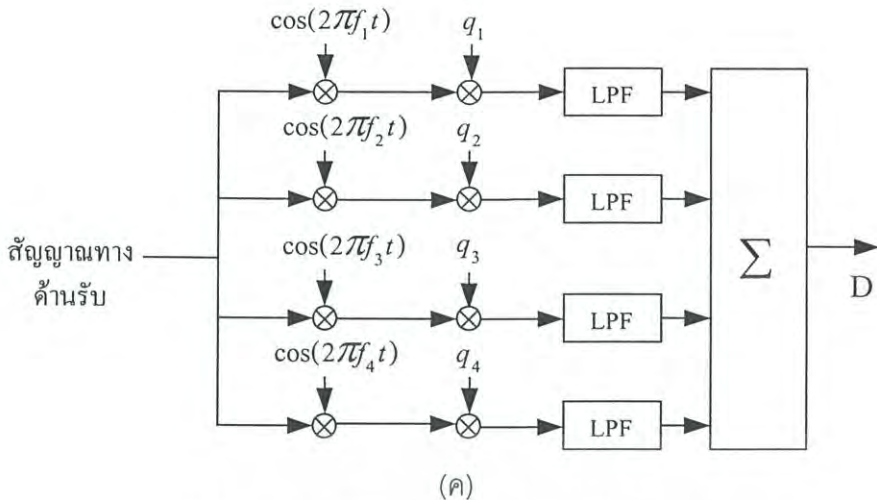
โดย y_m และ n_m คือส่วนประกอบเบสแบนด์เชิงซ้อนของสัญญาณที่รับได้หลังจากการเปลี่ยนแปลงขาลงด้วยความถี่คลื่นพาห่อย่อยที่ซิงโครไนซ์และสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบบวกเชิงซ้อนที่คลื่นพาห่อย่อยที่ m ตามลำดับ z_m^j คือเอนเวลโลปเชิงซ้อนของคลื่นพาห่อย่อยที่ m สำหรับผู้ใช้งานที่ j ซึ่งสามารถสมมติให้ $z_m^j = z_m$ ($j=1,2,\dots,J$) ในช่องสัญญาณขาลง โดยค่า q_m^j มีค่าเท่ากับ

$$q_m^j = \begin{cases} c_m^j z_m^{j*} / |z_m^j| & (EGC) \\ c_m^j z_m^{j*} & (MRC) \end{cases} \quad (2.22)$$



รูปที่ 2.16 (ก) เครื่องส่งของระบบ MC-CDMA (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 (ต่อ) (ค) เครื่องรับของระบบ MC-CDMA

2.3.2.3 MC DS-CDMA (Multi-Carrier Direct Sequence CDMA)

ทางเครื่องส่งจะมีการแปลงข้อมูลจาก อนุกรม-ขนาน ก่อนทำการแผ่ทางสเปกตรัมโดยใช้รหัส การแผ่ในโดเมนทางเวลา สเปกตรัมที่ได้ของแต่ละคลื่นพหุย่อยจะมีคุณสมบัติตั้งฉากในเชิง ความถี่ (Orthogonal) โดยมีระยะห่างระหว่างความถี่ต่ำสุด วิธีการนี้ความกว้างของชิปที่กว้างขึ้น ทำให้ง่ายต่อการชิงใคร่ในซีกกับรหัสการแผ่

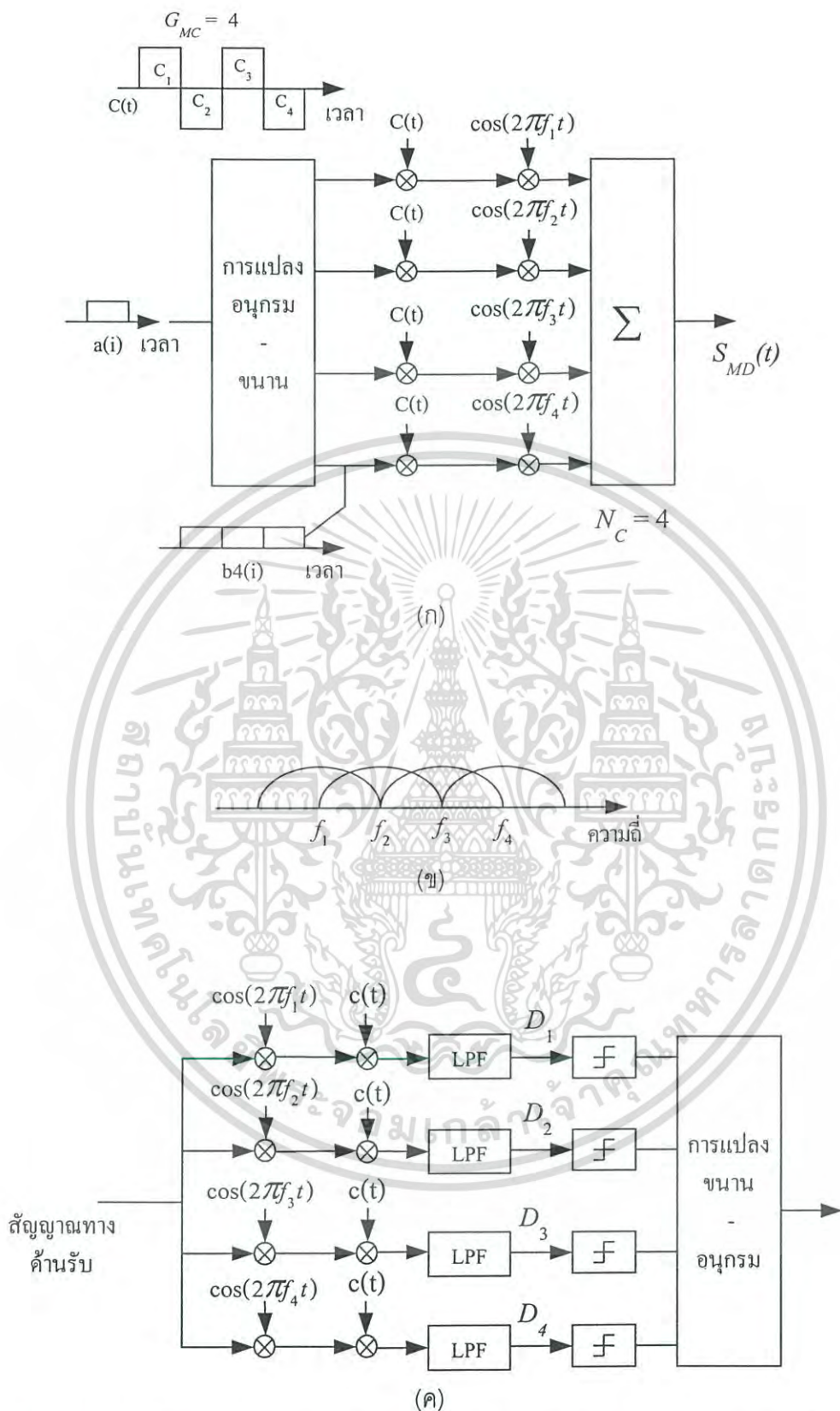
รูปที่ 2.17 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่งและสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออกโดยมี จำนวนคลื่นพหุย่อยเท่ากับ 4 และอัตราขยายประมวลผล (G_{MD}) เท่ากับ 4 ตามลำดับ

สัญญาณที่ส่งออกไปแสดงได้โดย

$$s_{MD}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{m=1}^{G_{MD}} b_k^j(i) c_m^j p_c(t - (m-1)T_c - iT_s) \cos\{2\pi(f_0 + k\Delta f')t\} \quad (2.23)$$

โดย $b_k^j(i)$ คือ บิตข้อมูลลำดับที่ i ที่คลื่นพหุย่อย k (หลังจากผ่านการแปลงอนุกรม - ขนาน) $T_s (= N_c T_s)$ และ $T_c (= T_s / G_{MD})$ คือ ความกว้างของซิมโบลและความกว้างชิปของแต่ละ คลื่นพหุย่อยตามลำดับ และ $\Delta f = 1/T_c$ คือ ระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย

รูปที่ 2.17 (ค) แสดงเครื่องรับ โดยปกติจะประกอบไปด้วยเครื่องรับที่มีจำนวน N_c สาขาเนื่อง จากแต่ละคลื่นพหุย่อยจะเกิดการเฟดดิ้งแบบไม่เจาะจงความถี่



รูปที่ 2.17 (ก) เครื่องส่งของระบบ MC DS-SSMA (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก

(ค) เครื่องรับของระบบ MC DS-SSMA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2.4 MT-CDMA (Multitone CDMA)

ทางเครื่องส่งทำการแปลงข้อมูลจาก อนุกรม-ขนาน และทำการแผ่สเปกตรัมโดยใช้รหัสการแผ่ในโดเมนทางเวลา ดังนั้นสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพหุย่อยก่อนจะทำการแผ่ทางสเปกตรัมจะมีเงื่อนไขตั้งจากทางความถี่โดยมีระยะห่างทางความถี่ต่ำสุด ดังนั้นผลของสเปกตรัมที่ได้ของแต่ละคลื่นพหุย่อยเงื่อนไขตั้งจากทางความถี่จะคลาดเคลื่อนไป MT-CDMA จะใช้รหัสการแผ่ที่ยาวเป็นสัดส่วนกับจำนวนคลื่นพหุย่อยเมื่อเปรียบเทียบกับกรณี DS-CDMA ทำให้ MT-CDMA รองรับผู้ใช้งานได้มากกว่า DS-CDMA

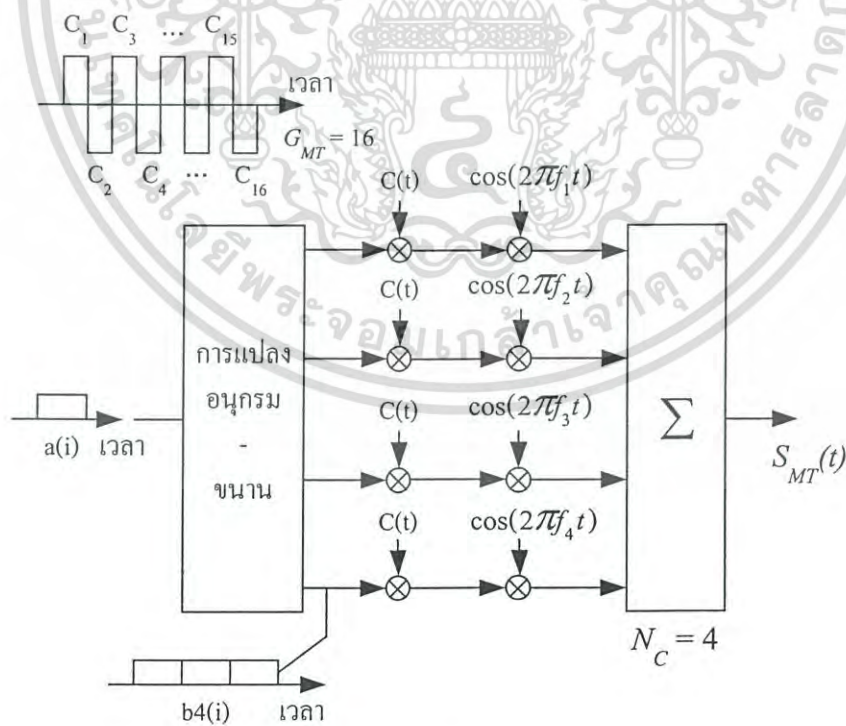
รูปที่ 2.18 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่งของระบบ MT-CDMA สำหรับ CBPSK และสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออกไป โดยมีจำนวนคลื่นพหุย่อย (N_c) เท่ากับ 4 และอัตราขยายการประมวลผล (G_{MD}) เท่ากับ 16 ตามลำดับ

สัญญาณที่ส่งออกไปแสดงได้โดย

$$s_{MD}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{m=1}^{G_{DS}} b_k^j(i) c_m^j p_c(t - (m-1)T_c - iT_c) \cos\{2\pi(f_0 + k\Delta f'')t\} \quad (2.24)$$

โดย $\Delta f (= 1/T_c)$ คือระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย

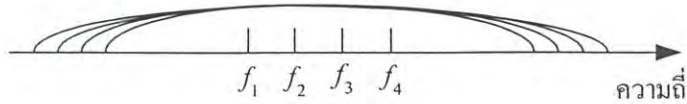
รูปที่ 2.18 (ค) แสดงเครื่องรับประกอบไปด้วยเครื่องรับแบบเรดจำนวน N_c เครื่อง ซึ่งเป็นโครงสร้างที่ดีที่สุดในช่วงสัญญาณเกาส์ขาวแบบบวก โดย MT-CDMA จะมีสัญญาณรบกวนการแทรกสอดจากคลื่นพหุอื่นสูงในขณะที่การใช้รหัสการแผ่ที่มีความยาวจะช่วยลดผลของ SI และ MAI



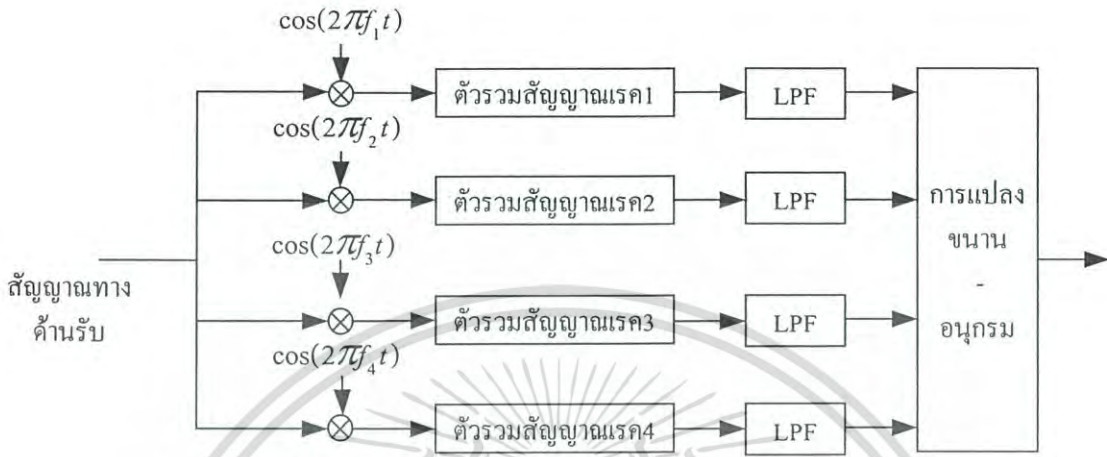
(ก)

รูปที่ 2.18 (ก) เครื่องส่งของระบบ MT-CDMA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.18 (ต่อ) (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก (ค) เครื่องรับของระบบ MT-CDMA

2.3.3 เทคนิคการมอดูเลตไฮบริดแบบหลายคลื่นพาห้

ทางเครื่องส่งจะมีการแปลงข้อมูลจาก อนุกรม-ขนาน ก่อนทำการแผ่ทางสเปกตรัมโดยใช้รหัสการแผ่ในโดเมนทางเวลา สเปกตรัมที่ได้ของแต่ละคลื่นพาห้ย่อยจะมีคุณสมบัติตั้งฉากในเชิงความถี่ (Orthogonal) โดยมีระยะห่างระหว่างความถี่ต่ำสุด จากนั้นแต่ละความถี่พาห้ย่อยจะถูกกำหนดให้ส่งออกไปโดยความถี่การกระโดดซึ่งถูกกำหนดมาจากตัวเลือกความถี่รูปแบบการกระโดดจะถูกควบคุมมาจากชุดค่านับที่ถ่วง

รูปที่ 2.19 แสดงเครื่องส่งระบบ SFH-MC-DS-CDMA และสัญญาณที่ส่งออกไปแสดงได้โดย

$$S_k(t) = \sqrt{2P} \sum_{u_k=0}^{U_k-1} d_{u_k}^{(k)}(t) c_{u_k}^{(k)}(t) \cos(2\pi f_{u_k}^{(k)}(t) + \Phi_{u_k}^{(k)}) \quad (2.25)$$

โดยที่

P คือ กำลังงานส่งต่อคลื่นพาห้ซึ่งเป็นกำลังงานส่งเฉลี่ยที่มีค่าเท่ากันสำหรับผู้ใช้งานทุกคนและทุกคลื่นพาห้ อันเนื่องมาจากการควบคุมพลังงานที่สมบูรณ์

$d_{u_k}^{(k)}(t)$ คือลำดับข้อมูลที่ต้องการส่งของผู้ใช้งานลำดับที่ k ซึ่งสามารถแสดงได้โดย [2]

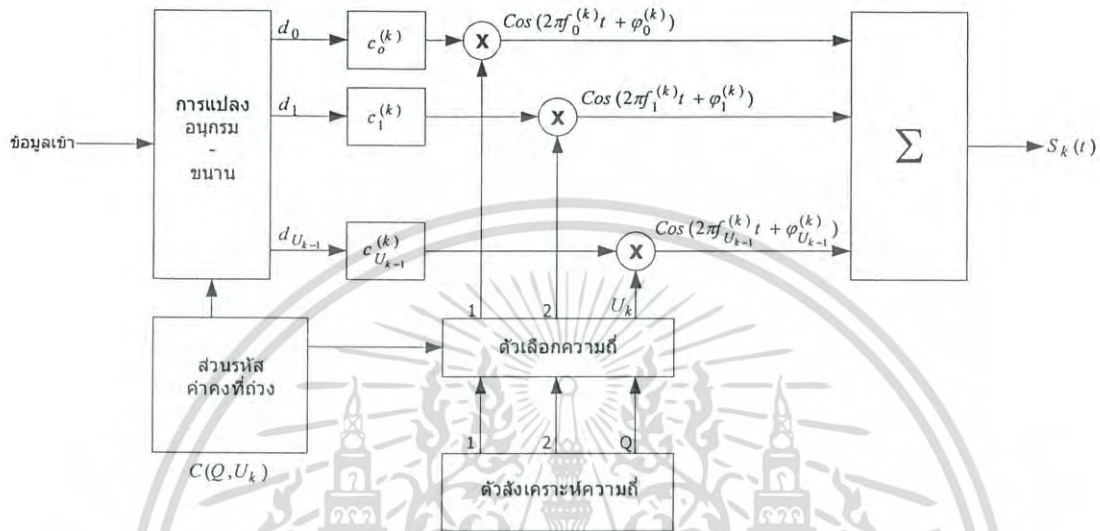
$$d_{u_k}^{(k)}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_{u_k}^{(k)} P_T(t - iT) \quad (2.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

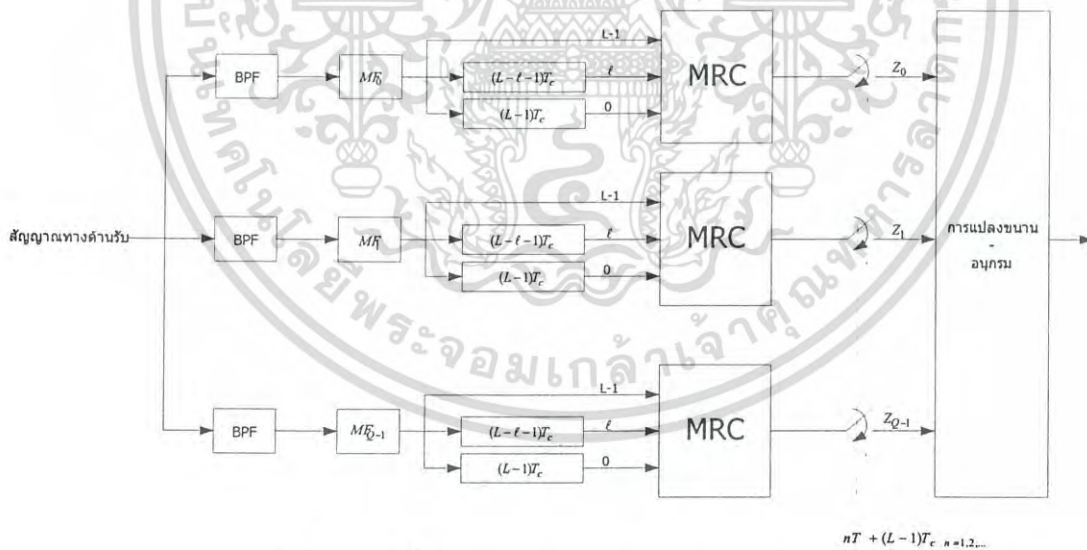
$c_{u_k}^{(k)}(t)$ คือลำดับรหัสของผู้ใช้งานลำดับที่ k ซึ่งสามารถแสดงได้โดย [2]

$$c_{u_k}^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j^{(k)} \Pi(t - iTc) \tag{2.27}$$

รูปที่ 2.20 แสดงเครื่องรับ โดยปกติจะประกอบไปด้วยเครื่องรับที่มีจำนวน n สาขาเนื่องจากแต่ละคลื่นพหุย่อยจะเกิดการเฟดดิ้งแบบไม่เจาะจงความถี่



รูปที่ 2.19 เครื่องส่งของระบบ SFH-MC-DS-SS



รูปที่ 2.20 เครื่องรับของระบบ SFH-MC-DS-SS

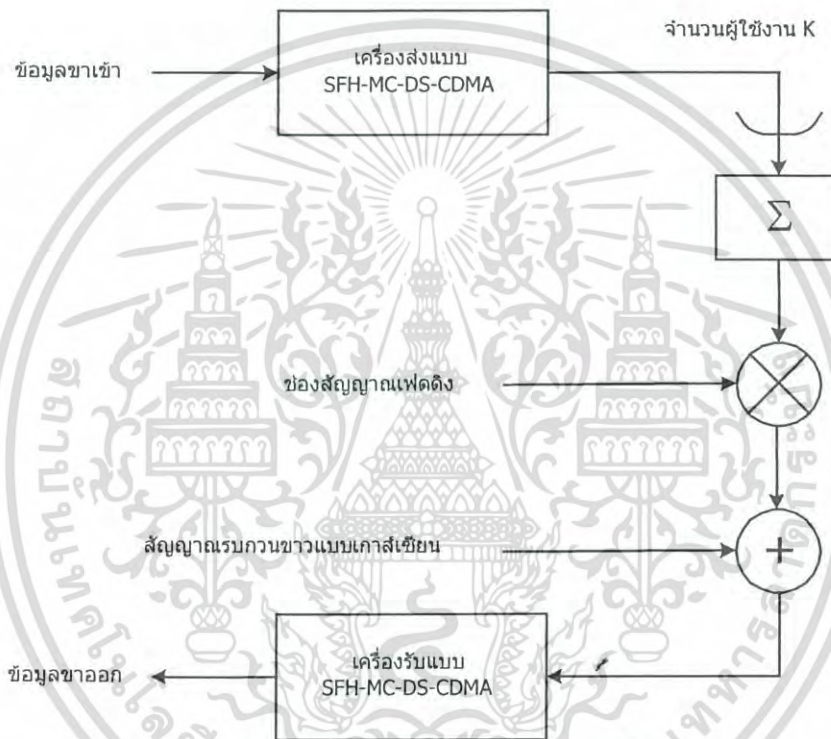
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

อัตราผิดพลาดและการชิงโครไนซ์ของสโรว์ฟรีคววนซีฮอปปีง มัลติแคเรียย ดีเอส ซีดีเอ็มเอ

3.1 แบบจำลองของระบบที่ทำการศึกษา

ระบบ SFH-MC-DS-CDMA ที่ศึกษามีแบบจำลองการทำงานที่ประกอบด้วยภาคส่งช่องสัญญาณและภาครับแสดงด้วยบล็อกไดอะแกรม ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 แบบจำลองระบบ FH-MC-DS SSMA ที่ทำการศึกษา

3.1.1 แบบจำลองเครื่องส่ง

ระบบ SFH-MC-DS ที่ทำการศึกษากำหนดให้มีจำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ K และกำหนดให้ข้อมูลกับรหัสการแผ่สเปคตรัมที่พิจารณาเป็นแบบเลขฐานสอง หลักการของ SFH-MC-DS-CDMA จะนำลำดับข้อมูล (Data Sequence) และลำดับรหัส (Code Sequence) มาทำการคูณกัน จากนั้นทำการมอดูเลตเชิงเลขทางเฟส (Phase Shift Keying) กับคลื่นพาห้จำนวน n_c โดยคลื่นพาห้ดังกล่าวมีคุณสมบัติเชิงตั้งฉาก (Orthogonal) ซึ่งกันและกัน [1]

$$\int_0^{T_c} \cos(\omega_i t + \Phi_i) \cos(\omega_j t + \Phi_j) dt = 0 \quad \text{เมื่อ } i \neq j \quad (3.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยแต่ละคลื่นพาห้จะถูกเลือกให้ทำงานโดยตัวเลือกคลื่นพาห้ (Carrier Selection) ซึ่งจะถูกรวมการทำงานโดยรูปแบบรหัสของการกระโดด (FH Pattern)

ดังนั้นสัญญาณที่ส่งออกไปสำหรับผู้ใช้งานลำดับที่ k แสดงได้เป็น

$$S_k(t) = \sqrt{2P} \sum_{u_k=0}^{U_k-1} d_{u_k}^{(k)}(t) c_{u_k}^{(k)}(t) \cos\left(2\pi f_{u_k}^{(k)}(t) + \Psi_{u_k}^{(k)}\right) \quad (3.2)$$

โดยที่

P คือ กำลังงานส่งต่อคลื่นพาห้ซึ่งเป็นกำลังงานส่งเฉลี่ยที่มีค่าเท่ากันสำหรับผู้ใช้งานทุกคนและทุกคลื่นพาห้ อันเนื่องมาจากการควบคุมพลังงานที่สมบูรณ์

$d_{u_k}^{(k)}(t)$ คือ ลำดับข้อมูลที่ต้องการส่งของผู้ใช้งานลำดับที่ k ซึ่งสามารถแสดงได้โดย [2]

$$d_{u_k}^{(k)}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_{u_k}^{(k)} P_T (t - iT) \quad (3.3)$$

$c_{u_k}^{(k)}(t)$ คือ ลำดับรหัสของผู้ใช้งานลำดับที่ k ซึ่งสามารถแสดงได้โดย [2]

$$c_{u_k}^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j^{(k)} \Pi(t - iTc) \quad (3.4)$$

U_k คือ นำหนักของค่าคงที่ถ่วงของรหัสการกระโดด (FH) ของผู้ใช้งานที่ k

T_c คือ ค่าความกว้างของชิปลำดับรหัส

T คือ ค่าความกว้างของชิปลำดับข้อมูล

$f_{u_k}^{(k)}$ คือ กลุ่มความถี่พาห้ย่อย

$\Psi_{u_k}^{(k)}$ คือ มุมเฟสของการมอดูเลตสำหรับผู้ใช้งานที่ k

3.1.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ

ช่องสัญญาณที่ทำการพิจารณาเป็นโครงสร้างของช่องสัญญาณแบบนาคากามิ (Nakagami channel model) โดยกำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอย่างช้าๆ และไม่ขึ้นกับเวลา ช่องสัญญาณเป็นแบบเจาะจงความถี่ (Frequency – selective) และแต่ละช่องความถี่ เกิดการจางที่เป็นอิสระต่อกัน วงจรกรองความถี่ต่ำ ซึ่งสอดคล้องกับผลตอบสนองอิมพัลส์ (Impulse response) สำหรับความถี่พาห้ย่อย u_k ของผู้ใช้งานที่ k สามารถเขียนได้เป็น [3]

$$h_{u_k}^{(k)}(t) = \sum_{\ell_p=0}^{\ell_p-1} \alpha_{u_k, \ell_p}^{(k)} e^{-j\phi_{u_k}^{(k), \ell_p}} \delta(t - \ell_p T_c) \quad (3.5)$$

โดยที่

$\ell_p T_c$ คือ การประวิงเวลาของเส้นทางที่ ℓ_p ของผู้ใช้งานที่ k

$\alpha_{u_k, \ell_p}^{(k)}$ คือ ตัวแปรสุ่มอิสระ ใน m-Nakagami และมีฟังก์ชันความน่าจะเป็น (Probability

density function : pdf) สำหรับคลื่นพาห้ย่อย u_k ดังนี้ [3]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$p(\alpha_{u_k, \ell_p}^{(k)}) = M(\alpha_{u_k, \ell_p}^{(k)}, m, \Omega_{u_k, \ell_p}^{(k)})$$

$$p(S) = M(R, m, \Omega) = \frac{2m^m R^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} e^{(-m/\Omega)R^2} \quad (3.6)$$

และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งกำหนดโดยความสัมพันธ์

$$m = \frac{E^2 [(\alpha_{u_k, \ell_p}^{(k)})^2]}{\text{Var} [(\alpha_{u_k, \ell_p}^{(k)})^2]} \quad (3.7)$$

โดยที่

$\Gamma(m)$ คือ ฟังก์ชันแกมมา (Gamma function)

$\Omega_{u_k, \ell_p}^{(k)}$ คือ โมเมนต์อันดับที่ดับที่สอง (Second moment) แสดงถึงค่าพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณที่เครื่องรับ

m คือ การแจกแจงของแอมพลิจูดในช่องสัญญาณที่มีการเฟดในแต่ละคลื่นพาห้และมีค่าเท่ากับอัตราส่วนของค่าโมเมนต์อันดับที่ดับที่สองยกกำลังสองต่อค่าความแปรปรวน

u_k คือ ค่าลำดับของคลื่นพาห้ที่ u_k

$\phi_{u_k, \ell_p}^{(k)}$ คือ มุมเฟสที่มีการประวิงเวลาของผู้ใช้งานที่ k คลื่นพาห้ที่ u_k และเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบเอกรูปในช่วง $(0, 2\pi)$ และจาก [4] เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่า m แล้วจะได้การแจกแจงในรูปต่างๆ โดยเมื่อ

$m = 1.0$ คือการแจกแจงแบบ Reyleigh

$m = 0.5$ คือการแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว

$m \rightarrow \text{infinite}$ คือกรณีในอุดมคติที่ไม่มีการผิดเพี้ยนของสัญญาณ

การแจกแจงแบบ Rice และแบบลอกนอรัลจะสอดคล้องกับการแจกแจงแบบ Nakagami เมื่อตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง $m > 1$ ความสัมพันธ์ระหว่างการแจกแจงแบบ Rice แสดงด้วยค่าคงตัวของ Rice (Rice factor : K) กับการแจกแจงแบบ Nakagami (m) แสดงได้ด้วยความสัมพันธ์ [4]

$$m \approx \frac{1}{1 - \left(\frac{K}{1+K}\right)^2} \quad (3.8)$$

จะเห็นว่าในสมการ (3.8) เป็นสมการไม่เชิงเส้น (Non-linear) แต่สามารถประมาณค่าให้เป็นแบบเชิงเส้นได้ระหว่าง m และ k เมื่อ $k \geq 2$

3.1.3 แบบจำลองเครื่องรับ

กำหนดให้ระบบที่ทำการพิจารณาเป็นระบบแบบอะซิงโครนัส ที่มีผู้ใช้งานคนที่ 1 เป็นผู้ใช้งานอ้างอิง โดยสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับจะประกอบไปด้วยสัญญาณที่มาจากผู้ใช้งานหลายๆ คน และเกิดการเฟดของสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห้จำนวนทั้งหมด u_k เนื่องจากช่องสัญญาณจะเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชันของอัตราลดทอนของแอมพลิจูด การประวิงเวลาและการประวิงทางเฟส ดังนั้น สัญญาณที่รับได้ของผู้ใช้งานที่ k จะเกิดการประวิงเวลาไป $\tau_k + \ell_p T_c$ และแอมพลิจูดของช่องสัญญาณก็จะเปลี่ยนแปลงด้วยตัวคูณด้านอัตราการลดทอนของแอมพลิจูด ($\alpha_{u_k, \ell_p}^{(k)}$)

ดังนั้นสัญญาณที่รับได้จะเป็นการรวมกันของผู้ใช้งานหลายคนที่ส่งมาจากเครื่องส่งสามารถแสดงได้ดังสมการ[2]

$$r(t) = n(t) + \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{u_k=0}^{U_k-1} \sum_{\ell_p=0}^{L_p-1} \alpha_{u_k, \ell_p}^{(k)} d_{u_k}^{(k)}(t - \ell_p T_c - \tau_k) C_{u_k}^{(k)}(t - \ell_p T_c - \tau_k) \cos(2\pi f_{u_k}^{(k)} t + \Psi_{u_k, \ell_p}^{(k)}) \quad (3.9)$$

โดยที่

$r(t)$ คือ สัญญาณรวมที่รับได้ที่เครื่องรับ

$n(t)$ คือ สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN) ซึ่งมีค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงานของสัญญาณเท่ากับ $N_0/2$

$\ell_p T_c + \tau_k$ คือ เวลาที่ถูกหน่วงไปของผู้ใช้งานลำดับที่ k

$\Psi_{u_k, \ell_p}^{(k)}$ คือ มุมเฟสของเฟดดิ้งคลื่นพาห้ที่ u_k ของผู้ใช้งานลำดับที่ k โดย [2]

$$\Psi_{u_k, \ell_p}^{(k)} = [\Psi_{u_k}^{(k)} + \phi_{u_k, \ell_p}^{(k)} - 2\pi f_{u_k}^{(k)}(\tau_k + \ell_p T_c)] \quad (3.10)$$

ในการคำนวณจะทำการกำหนดให้กราฟของสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห้เป็นอิสระต่อกันและไม่ขึ้นแก่กัน ในที่นี้จะทำการกำหนดให้มุมเฟสในคลื่นพาห้ที่ u_k ของผู้ใช้งานที่ k หรือ $\Psi_{u_k}^{(k)}$ มีการแจกแจงแบบเอกรูปในช่วง $[0, 2\pi]$

3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ

3.2.1 การวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของระบบ

ในการประเมินสมรรถนะของระบบ SFH-MC-DS-CDMA นั้น ค่าเฉลี่ยของอัตราผิดพลาดบิตสามารถคำนวณได้โดยใช้ ตัวแรกประเมินจากเงื่อนไขโอกาสที่จะเกิดความผิดพลาดให้เป็นจำนวนครั้งของการถูกแทรกสอด หรือ hits ซึ่งคือสัญญาณแทรกสอดสัญญาณหนึ่งซึ่งทำงานในความถี่เดียวกับความถี่พาห้ย่อย ซึ่งตรงกับความถี่พาห้ของผู้ใช้งานในขณะนั้น ฉะนั้นเมื่อสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นจากผู้ใช้งานอื่น ทำงานในย่านความถี่ที่ต่างจากความถี่พาห้ย่อยของผู้ใช้งานขณะนั้น มันจึงไม่มี MAI (Multiple Access Interference) ซึ่งเป็นการแทรกสอดที่เกิดจากความถี่ของผู้ใช้งานอื่น ไปรบกวนบนความถี่พาห้ย่อยที่ทำงานอยู่เมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณผู้ใช้งานขณะนั้น

ครั้นเมื่อเครื่องรับสามารถรับรู้รูปแบบการกระโดดของความถี่ (FH Pattern) ของด้านเครื่องส่งแล้ว ข้อมูลข่าวสารที่ถูกส่งมาบนจำนวนความถี่ที่ทำงาน (U Number) นั้นสามารถตัดสินใจเลือก

ได้โดยไม่ต้องทำการปิดสถานะของความถี่ในกลุ่มความถี่นั้นๆ ดังนั้นค่าเฉลี่ยของอัตราผิดพลาดบิตสามารถเขียนได้ดังสมการต่อไปนี้ [5]-[6]

$$P_b = \sum_{K_h=0}^{K-1} \binom{K-1}{K_h} P_h^{K_h} (1-P_h)^{K-1-K_h} P_b(K_h) \quad (3.11)$$

โดย $0 \leq K_h \leq K-1$ และ P_h คือค่าความน่าจะเป็นของโอกาสที่จะเกิดขึ้นของการถูกแทรกสอดจากสัญญาณที่ทำงานในความถี่เดียวกับความถี่พาหีย่อยของผู้ใช้งานนั้นๆ หรือ hit จากที่ได้อธิบายไว้ข้างต้นดังกล่าวในระบบการรับ-ส่งข้อมูลแบบ อะซิงโครนัส ถ้าเราสมมุติ ให้รูปแบบการกระโดดทางความถี่เป็นแบบสุ่มโดยรหัส ค่าคงที่ถ่วง (Constant-Weight) จะถูกเลือกจากกลุ่มของรหัส $\binom{Q}{U_k}$ และ สมมุติให้จำนวนบิตทั้งหมดของข้อมูล ที่ทำการส่งเป็น N_b ในขณะที่ส่งของแต่ละช่วงของรูปแบบการกระโดดทางความถี่ ซึ่ง $N_b \geq 1$ ดังนั้น โอกาสที่จะเกิดขึ้นของ hit จากการแทรกสอดของผู้ใช้งาน ที่ k สามารถประมาณค่าได้เป็นสมการดังนี้

$$P_h(k) \approx \frac{\binom{Q-1}{U_k-1}}{\binom{Q}{U_k}} = \frac{U_k}{Q} \quad (3.12)$$

โดย U_k แทนค่าของรหัส ค่าคงที่ถ่วง ที่นำมาใช้และ Q คือจำนวนความถี่พาหีย่อยซึ่งถูกสังเคราะห์จากระบบสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) ซึ่งแต่ละความถี่จะให้ค่าอัตราการส่งข้อมูลที่แตกต่างกันด้วย นอกจากนี้ ถ้าเราต้องการให้ระบบ SFH-MC-DS-CDMA สามารถรองรับการให้บริการแบบหลายอัตราการส่งข้อมูล (Multirate Service) ดังนั้นค่าเฉลี่ยของโอกาสที่จะเกิดของ hit หรือ P_h สามารถคำนวณ ได้โดยการประมาณค่าของสมการ (3.13)

สมมุติให้ระบบ SFH-MC-DS-CDMA สามารถรองรับค่า M ซึ่ง $1 \leq M \leq Q$ ซึ่ง M คือจำนวนอัตราการส่งข้อมูล โดยจะสอดคล้องกับจำนวนความถี่พาหีย่อยที่ U_1, U_2, \dots, U_M ให้แต่ละผู้ใช้งานทำการส่งข้อมูลอย่างเป็นอิสระโดยให้อัตราการส่งแตกต่างกันในช่วงของอัตราการส่ง M โดยมีค่าโอกาสความน่าจะเป็นที่เหมือนกัน ดังนั้นค่าเฉลี่ยของโอกาสที่จะเกิดขึ้นของการถูกแทรกสอด (hit) สามารถเขียนได้เป็น

$$P_h = \frac{1}{QM} \sum_{i=1}^M U_i \quad (3.13)$$

ความน่าจะเป็นของ $P_b(K_h)$ ในสมการ (3.11) นั้นคือ เงื่อนไขของโอกาสที่จะเกิดอัตราผิดพลาดบิต โดยให้ K_h คือ การเกิดขึ้นของการแทรกสอดหรือ hit จากผู้ใช้งานอื่น ที่ $K-1$ ดังนั้น ถ้าเราให้ระบบทำการมอดูเลตแบบ BPSK และทำการดีมอดูเลตแบบร่วมนัย (Coherent) ดังนั้น จาก [7] สามารถเขียนเงื่อนไขอัตราผิดพลาดบิตของระบบ หรือ $P_b(K_h)$ ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_b(K_h, \{S_\ell\}_{\ell=0}^{L-1}) = Q\left(\sqrt{\gamma \sum_{\ell=0}^{L-1} S_\ell}\right) \quad (3.14)$$

หรือ

$$P_b(K_h, \{S_\ell\}_{\ell=0}^{L-1}) = \frac{\Gamma(1/2, \bar{\gamma}S)}{2\sqrt{\pi}} \quad (3.15)$$

โดยที่

$$S_\ell = \frac{\alpha_{q,\ell}^2}{\Omega_0} \quad \text{ซึ่ง } \ell = 0, 1, \dots, L-1$$

โดย Q(.) คือ Q-function ซึ่งจาก [8] สามารถเขียนได้เป็น

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt \quad (3.16)$$

อย่างไรก็ตามจาก [9] ค่า Q-function ของ Gaussian สามารถเขียนได้เป็น

$$Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} e^{-\frac{x^2}{2\sin^2\theta}} d\theta \quad ; x \geq 0 \quad (3.17)$$

ในสมการที่ (3.15) นั้น $\bar{\gamma}$ แสดงถึงค่าเฉลี่ยการรับของอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น [3]

$$\bar{\gamma} = \left[\frac{q(L_p; \eta) \left(\frac{L_p - 1}{L_p} \right) + \frac{K_h q(L_p; \eta)}{3N_p} + \left(\frac{2\Omega_0 E_b}{N_0} \right)^{-1} \right]^{-1} \quad (3.18)$$

โดยที่

$$q(L_p; \eta) = \left(\frac{1 - e^{-\eta L_p}}{1 - e^{-\eta}} \right) \quad ; \eta \neq 0 \quad (3.19)$$

$N_p = \frac{T}{T_c}$ โดย T คือ ค่า Bit Duration

T_c คือ ค่า Chip Duration

K_h คือจำนวนสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้อื่น โดยที่ $0 \leq K_h \leq K - 1$

สำหรับผลตอบสนองอิมพัลส์ ตัวแปรเสริม ในแบบจำลองแบบ นาคากามิ (Nakagami) และสัญญาณที่รับได้ ในวิถีที่ 1 โดยที่ $\ell = 0, 1, \dots, L-1$ สามารถแทนด้วยฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (Probability density function : pdf) แสดงได้เป็น [10]

$$p_{S_\ell} = \frac{S_\ell^{n-1}}{\Gamma(n)} \left(\frac{m}{\lambda_\ell} \right)^m e^{-(m/\lambda_\ell)S_\ell} \quad ; S_\ell \geq 0 \quad (3.20)$$

และ $\Gamma(z) = \int_0^\infty e^{-t} t^{z-1} dt \quad ; z \geq 0$ ซึ่งเป็นรูปแบบของแกมมาฟังก์ชัน

ดังนั้นจากสมการ (3.15) และ [7] สามารถเขียนสมการความน่าจะเป็นของความผิดพลาดเฉลี่ย (Average error probability) ได้ดังนี้

$$P_b(K_h) = \int_0^\infty \int_0^\infty \dots \int_0^\infty \mathcal{Q} \left(\sqrt{\bar{\gamma} \sum_{\ell=0}^{L-1} S_\ell} \right) \prod_{\ell=0}^{L-1} P_{S_\ell}(S_\ell) ds_0 ds_1 \dots ds_{L-1} \quad (3.21)$$

$$= \int_0^\infty \int_0^\infty \dots \int_0^\infty \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp \left(\frac{\bar{\gamma} \sum_{\ell=0}^{L-1} S_\ell}{2 \sin^2 \theta} \right) d\theta \prod_{\ell=0}^{L-1} P_{S_\ell}(S_\ell) ds_0 ds_1 \dots ds_{L-1}$$

$$P_b(K_h) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \prod_{\ell=0}^{L-1} I_\ell(\bar{\gamma}, \theta) d\theta \quad (3.22)$$

โดย

$$I_\ell(\bar{\gamma}, \theta) = \int_0^\infty \exp \left(\frac{-\bar{\gamma} S_\ell}{2 \sin^2 \theta} \right) P_{S_\ell}(S_\ell) ds_\ell \quad (3.23)$$

แทนสมการ (3.20) ลงในสมการ (3.23) จะได้เป็น

$$I_\ell(\bar{\gamma}, \theta) = \left(\frac{2m \sin^2 \theta}{\bar{\gamma} + 2m \sin^2 \theta} \right)^m \quad (3.24)$$

แทนสมการ (3.24) ลงในสมการ (3.22) จะได้เป็น

$$P_b(K_h) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \prod_{\ell=0}^{L-1} \left(\frac{2m \sin^2 \theta}{\bar{\gamma} + 2m \sin^2 \theta} \right)^m d\theta \quad (3.25)$$

สมมติให้ $\eta=0$ จากนั้นแต่ละวิถีจะมีความการกระจาย MIP ที่เหมือนกัน และดังนั้นเราจะได้ว่าค่าของ $\bar{\gamma}_0 = \bar{\gamma}_1 = \dots = \bar{\gamma}_{L-1} = \bar{\gamma}$ สมการที่ (3.25) จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$P_b(K_h) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(\frac{2m \sin^2 \theta}{\bar{\gamma} + 2m \sin^2 \theta} \right)^{mL} d\theta \quad (3.26)$$

และจาก [7] Appendix B สมการ (3.26) สามารถจัดให้อยู่ในรูปทั่วไปได้คือ

$$P_b(K_h) = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{\bar{\gamma} + 2m}} \frac{(1 + \bar{\gamma}/2m)^{-mL} \Gamma(mL + 1/2)}{2\sqrt{\pi} \Gamma(mL + 1)} {}_2F_1 \left(1, mL + 1/2; mL + 1; \frac{2m}{2m + \bar{\gamma}} \right) \quad (3.27)$$

โดยจาก [8] สมการ ${}_2F_1(a, b, c, z)$ คือฟังก์ชันไฮเปอร์จีโอเมตริก (Hypergeometric function) โดยมีความสัมพันธ์คือ

$${}_2F_1(1, p + q; p + 1; x) = \frac{p}{x^p} (1 - x)^{-q} B_x(p, q) \quad (3.28)$$

3.2.2 วิเคราะห์การชิงโครโนซ์ของระบบ

ในระบบ SFH-MC-DS-CDMA การส่งข้อมูลจะส่งเป็นช่องสัญญาณ โดยช่องสัญญาณเหล่านี้เรียกว่า ช่องสัญญาณการกระโดด (Hopping Channel) ช่องสัญญาณการกระโดดนี้จะแบ่งเป็นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2 ชนิด โดยประกอบด้วยช่องสัญญาณแรกเป็นช่องสัญญาณซิงค์ (Sync Channel) และช่องสัญญาณที่ 2 เป็นช่องสัญญาณข่าวสาร ซึ่งช่องสัญญาณข่าวสารนี้ใช้เพื่อ รับ-ส่ง ข้อมูลข่าวสาร เท่านั้นในขณะที่ช่องสัญญาณซิงค์ อาจใช้ส่งได้ทั้งสัญญาณซิงค์บิต หรือ ข้อมูลข่าวสาร

รูปแบบของระบบซิงโครไนซ์นั้นในแต่ละเฟรมของช่วงการกระโดดจำนวน h ช่วงนั้น 1 ช่วงการกระโดด จะใช้สำหรับส่งบิตซิงค์ (ซิงค์การกระโดด) กับช่องสัญญาณสื่อสาร ซึ่งจะถูกละเลือกจากช่องสัญญาณซิงค์ทั้งหมด ส่วนที่เหลือ $h - 1$ ช่วงการกระโดดนั้น (คือ ข้อมูลการกระโดด) จะใช้สำหรับส่งข้อมูลข่าวสารซึ่งคือ ช่องสัญญาณ x โดยจะถูกเลือกจากช่องสัญญาณซิงค์ ในขณะที่ช่องสัญญาณ $h - x - 1$ จะถูกละเลือกจากช่องสัญญาณข่าวสาร

ให้จำนวนช่องสัญญาณการกระโดดทั้งหมดเป็น N_{rot} และจำนวนบิตสำหรับซิงค์ข้อมูลเป็น y ในทุกๆ เฟรม ของการกระโดด $h - 1$ ช่องสัญญาณจะถูกเลือกจากช่องสัญญาณซิงค์เพื่อใช้ส่งซิงค์ข้อมูล และจำนวนของช่องสัญญาณนี้แทนด้วย x ซึ่งจะถูกเลือกจากช่องสัญญาณซิงค์ด้วยเช่นกันกับ ช่องสัญญาณที่ $h - x - 1$ ซึ่งจะถูกเลือกจากช่องสัญญาณข่าวสารเพื่อใช้ส่งข้อมูลข่าวสาร

ให้จำนวนช่องสัญญาณซิงค์เป็น n_{sync} ดังนั้น โอกาสที่จะได้รับช่องสัญญาณข่าวสาร และช่องสัญญาณซิงค์ ซึ่งจะถูกเลือกในช่วงการกระโดด จะได้ดังนี้

$$P(message) = \frac{h - x - 1}{h} \cdot \frac{1}{N_{rot} - n_{sync}} \quad (3.29)$$

$$P(sync) = \left(\frac{x}{h} \cdot \frac{1}{n_{sync}} \right) + \left(\frac{1}{h} \cdot \frac{1}{n_{sync}} \right) \quad (3.30)$$

เมื่อมีสัญญาณรบกวนเข้ามาในระบบ ดังนั้นให้โอกาสที่จะเกิดความผิดพลาดของสัญญาณดิจิทัล หรือ อัตราผิดพลาดบิต (BER) ที่เครื่องรับเป็น b จากนั้นโอกาสที่เครื่องรับจะรับข้อมูลซิงค์ได้ถูกต้องคือ

$$P(correct\ sync\ received) = (1 - b)^y \quad (3.31)$$

เงื่อนไขในสมการ (3.31) นี้สามารถปรับปรุงและแก้ไขให้ดีขึ้นได้เพื่อให้สามารถรับมือกับสัญญาณรบกวนในสิ่งแวดล้อม กับการใช้งานรหัส แก่ค่าความผิดพลาด ในงานวิจัยนี้จะเลือกวิธีการโดยใช้การวนซ้ำของข้อมูลซิงค์ [11] จำนวนการวนซ้ำเป็น R ครั้ง ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 รูปแบบของ ซิงค์ข้อมูล

0	1		$R - 1$
$t_1 t_2 \dots t_y$	$t_1 t_2 \dots t_y$...	$t_1 t_2 \dots t_y$

ดังนั้นให้จำนวนบิตทั้งหมดเริ่มต้นจาก 1 ถึง y ดังนั้นจะได้ว่า

$$P(t_1) = P(t_2) = \dots P(t_y) = P(\text{bit error} | R) \quad (3.32)$$

ถ้า R คือจำนวนบิตทั้งหมดเป็นจำนวนคู่ จะได้ว่า

$$P(\text{bit error} | R \text{ even}) = \sum_{i=\frac{R}{2}+1}^R \binom{R}{i} b^i (1-b)^{R-i} + \frac{1}{2} \binom{R}{\frac{R}{2}} b^{\frac{R}{2}} (1-b)^{\frac{R}{2}} \quad (3.33)$$

ถ้า R คือจำนวนบิตทั้งหมดเป็นจำนวนคี่ จะได้ว่า

$$P(\text{bit error} | R \text{ odd}) = \sum_{i=\frac{R}{2}+0.5}^R \binom{R}{i} b^i (1-b)^{R-i} \quad (3.34)$$

ดังนั้น โอกาสที่ข้อมูลซิงค์จะรับข้อมูลได้ถูกต้องกับการวนซ้ำของซิงค์ข้อมูลจำนวน R ครั้ง คือ

$$P(\text{correct syncreceived} | R) = [1 - P(\text{bit error} | R)]^y \quad (3.35)$$

ในการซิงโครไนซ์แบบเดมั้นเมื่อเราสูญเสียการซิงโครไนซ์ไปครั้งหนึ่งนั้น ซึ่งอาจเกิดจากการจางของสัญญาณ หรือ เกิดจากสัญญาณรบกวน จะใช้เวลาค่อนข้างนานเพื่อให้ระบบกลับมาซิงโครไนซ์อีกครั้ง ทั้งนี้เพราะระบบจะเข้าสู่กระบวนการซิงโครไนซ์ใหม่ทุกครั้งที่มีการสูญเสียการซิงโครไนซ์เกิดขึ้น แต่ในวิธีการซิงโครไนซ์ที่นำเสนอนี้ ถ้าเครื่องรับไม่สามารถซิงโครไนซ์ได้ในเฟรมใดเฟรมหนึ่ง ระบบสามารถที่จะซิงโครไนซ์ใหม่ได้ในเฟรมถัดไป เมื่อข้อมูลเกี่ยวกับสถานะของลำดับการกระโดด, ความยาวของเฟรม ซึ่งเป็นข้อมูลที่ด้านเครื่องรับมีอยู่แล้ว เครื่องรับจะสามารถซิงโครไนซ์ได้อีกครั้ง

การเริ่มต้นซิงโครไนซ์ใหม่ในระบบนี้จะเกิดขึ้นในกรณีเดียวเท่านั้นคือ ถ้าระบบตรวจจับจำนวนเฟรมที่แน่นอนว่าได้สูญเสียการซิงโครไนซ์ไปแล้ว โดยให้จำนวนเฟรมดังกล่าวคือ m เครื่องรับจะยังไม่เริ่มการตรวจจับข้อมูลที่ถูกต้องของซิงค์ และขณะนี้ระบบได้มีการสูญเสียซิงโครไนซ์อย่างสมบูรณ์แล้ว จำนวน m นี้จะถูกกำหนดโดยอาศัยความเที่ยงตรงของสัญญาณนาฬิกาของเครื่องรับและเครื่องส่ง ดังนั้น โอกาสที่ระบบจะมีการสูญเสียซิงโครไนซ์สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$P(\text{outage} | R) = \left[1 - \left[1 - P\left(\frac{\text{biterror}}{R}\right) \right]^y \right]^m \quad (3.36)$$

บทที่ 4

ผลการวิเคราะห์เชิงเลข

ผลการทดลองจะทำการเลียนแบบการทำงานของระบบโดยใช้โปรแกรม MATLAB โดยอัตราความผิดพลาดของระบบ SFH-MC-DS-CDMA สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (24) ซึ่งแทนความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย ในงานวิจัยนี้ได้ศึกษาผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิ (Nakagami) และผลของการเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค ซึ่งมีผลต่อค่าสมรรถนะของระบบ โดยในการวิเคราะห์นี้จะแสดงอยู่ในรูปของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับพลังงานสัญญาณรบกวน (SNR) และใช้การเปลี่ยนแปลงของอัตราความผิดพลาดบิตเพื่อดูเสถียรภาพของการชิงโครโนซ์ของระบบ SFH-MC-DS-CDMA

4.1 กำหนดให้ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิ (Nakagami:m) มีการเปลี่ยนแปลง นั่นคือจำลองให้มีสภาวะเหมือนสิ่งแวดล้อมจริงซึ่งมีความหลากหลาย จากนั้นกำหนดให้ จำนวนผู้ใช้งาน มีค่าเท่ากับ 1 และ มากกว่า 1

4.1.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) เมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบมีค่าเท่ากับ 1 นั่นคือจะไม่มีผลของการแทรกสอดอันเนื่องมาจากผู้ใช้งานอื่น

4.1.2 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) เมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบมีค่ามากกว่า 1 ซึ่งในสภาวะนี้ระบบจะมีการแทรกสอดอันเนื่องมาจากผู้ใช้งานอื่น

4.2. ผลของการเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค (L)

4.3 สมรรถนะของระบบ SFH-MC-DS-CDMA เมื่อเปรียบเทียบกับระบบเดิมคือ MC-DS-CDMA ที่ อัตราลดทอนกำลัง (η) เท่ากัน จากนั้นกำหนดให้ จำนวนผู้ใช้งาน มีค่าเท่ากับ 1 และมากกว่า 1

4.3.1 ผลการเปรียบเทียบเมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบมีค่าเท่ากับ 1 เพื่อดูผลสมรรถนะของระบบทั้ง 2 เมื่อระบบอยู่ในสภาวะที่ไม่มีผลของการแทรกสอดของสัญญาณอันเนื่องมาจากผู้ใช้งานอื่น

4.3.2 ผลการเปรียบเทียบเมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบมีค่ามากกว่า 1 เพื่อดูผลสมรรถนะของระบบทั้ง 2 เมื่อระบบอยู่ในสภาวะที่มีการแทรกสอดของสัญญาณอันเนื่องมาจากผู้ใช้งานอื่น

4.4 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ (K)

4.5 ผลของค่าคงที่ถ่วง (Q) และตัวแปรอัตราการส่งข้อมูล (M)

4.6 ผลของค่าอัตราการผิดพลาดบิตที่มีผลกระทบต่อการชิงโครโนซ์สัญญาณ

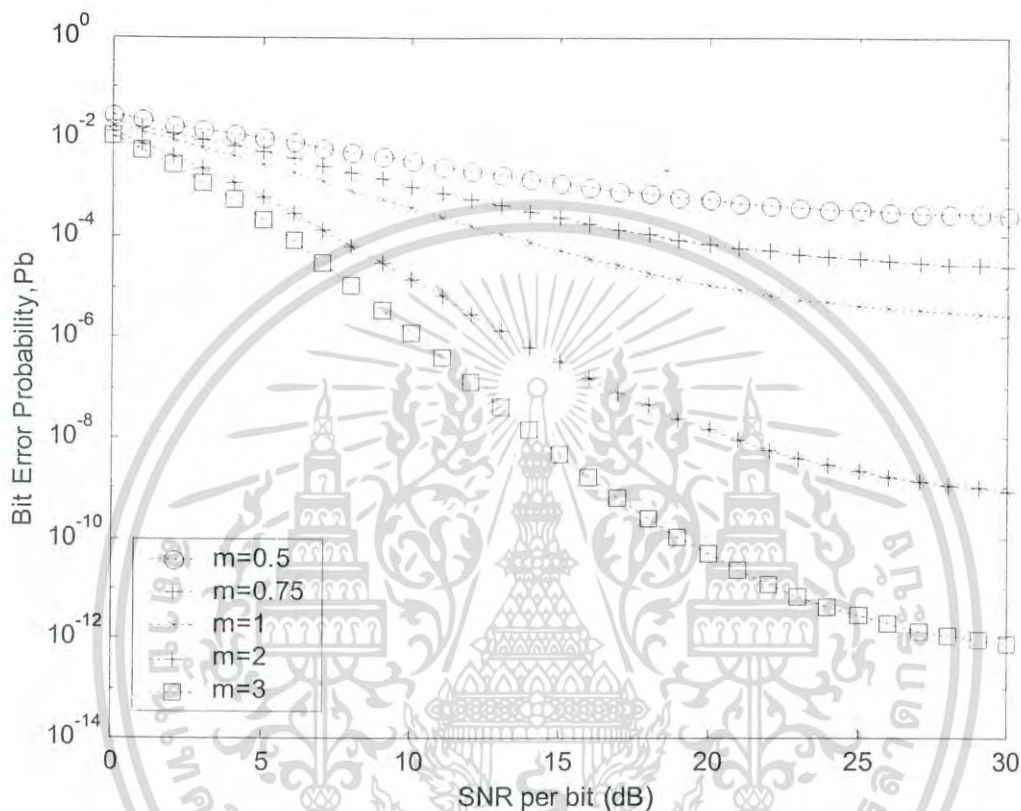
4.7 ค่าอัตราการผิดพลาดบิตที่มีผลต่อการรับสัญญาณชิงโครโนซ์ที่ถูกต้อง

4.8 โอกาสที่เครื่องรับจะมีการสูญเสียการชิงโครโนซ์ ที่ค่าอัตราผิดพลาดบิตค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

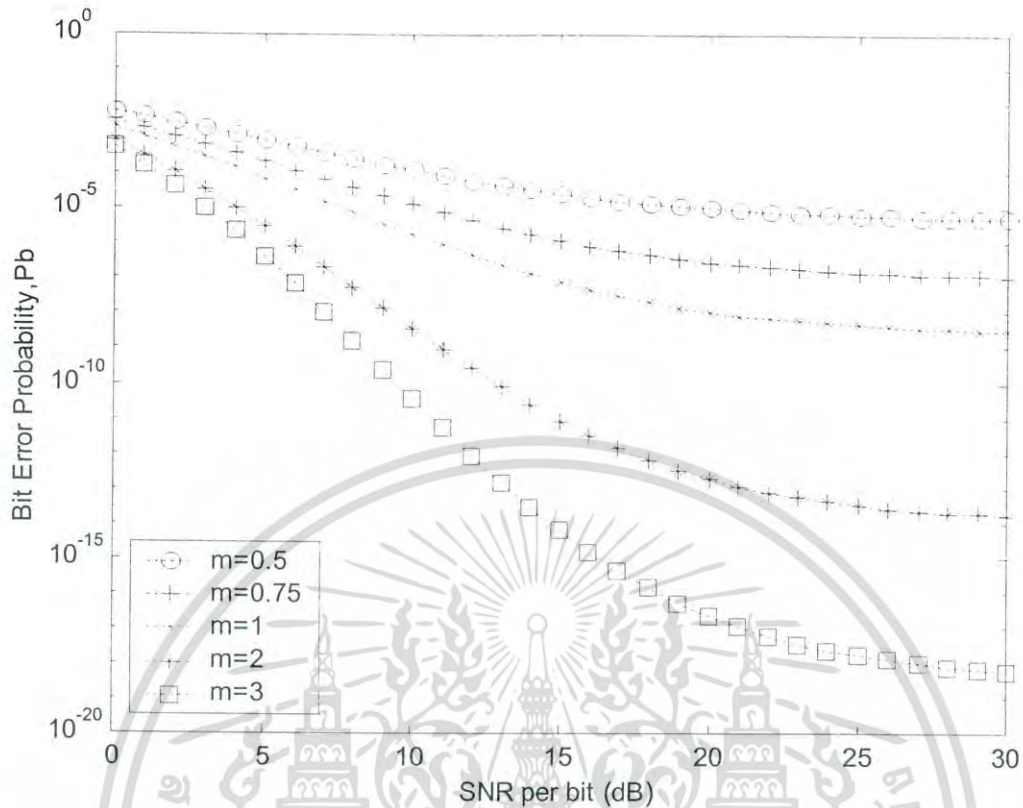
4.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m)

4.1.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) เมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบมีค่าเท่ากับ 1



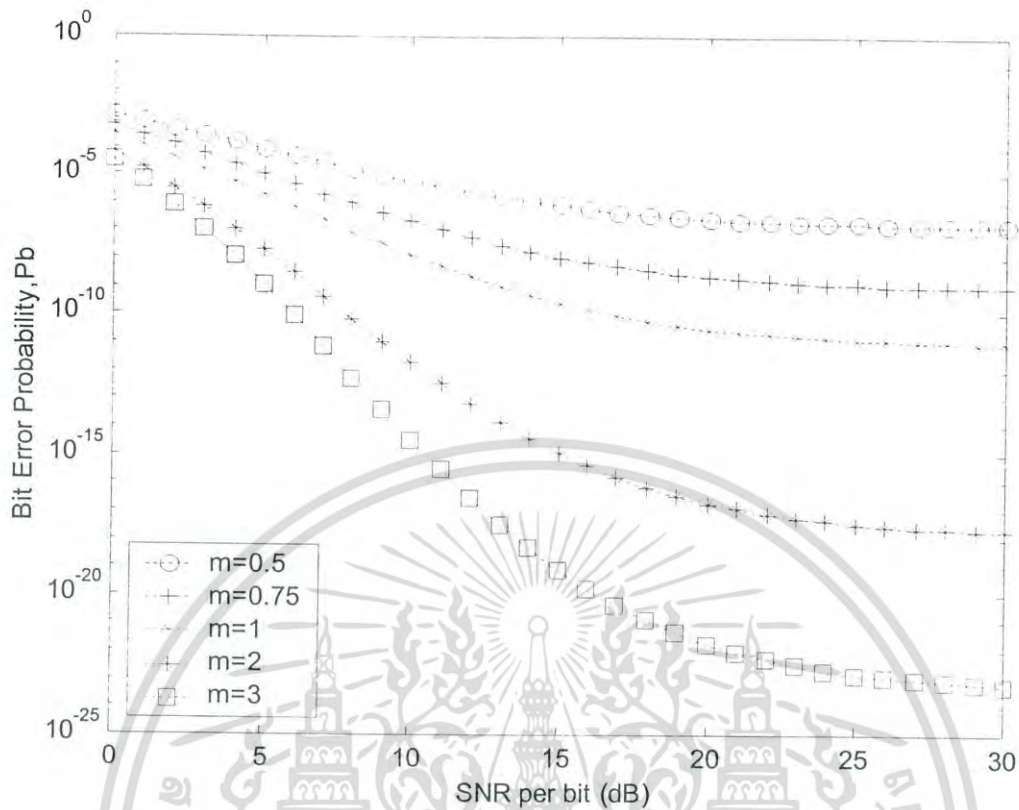
รูปที่ 4.1 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256, K=1, \eta=0, L=2$ และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3

รูปที่ 4.1 แสดงระบบที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบ (K) เท่ากับ 1 โดยมีตัวแปรเสริมอัตราขยายการประมวลผลคือ 256 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) เท่ากับ 2 สาขาอัตราลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่เพิ่มขึ้น ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตน้อยลง



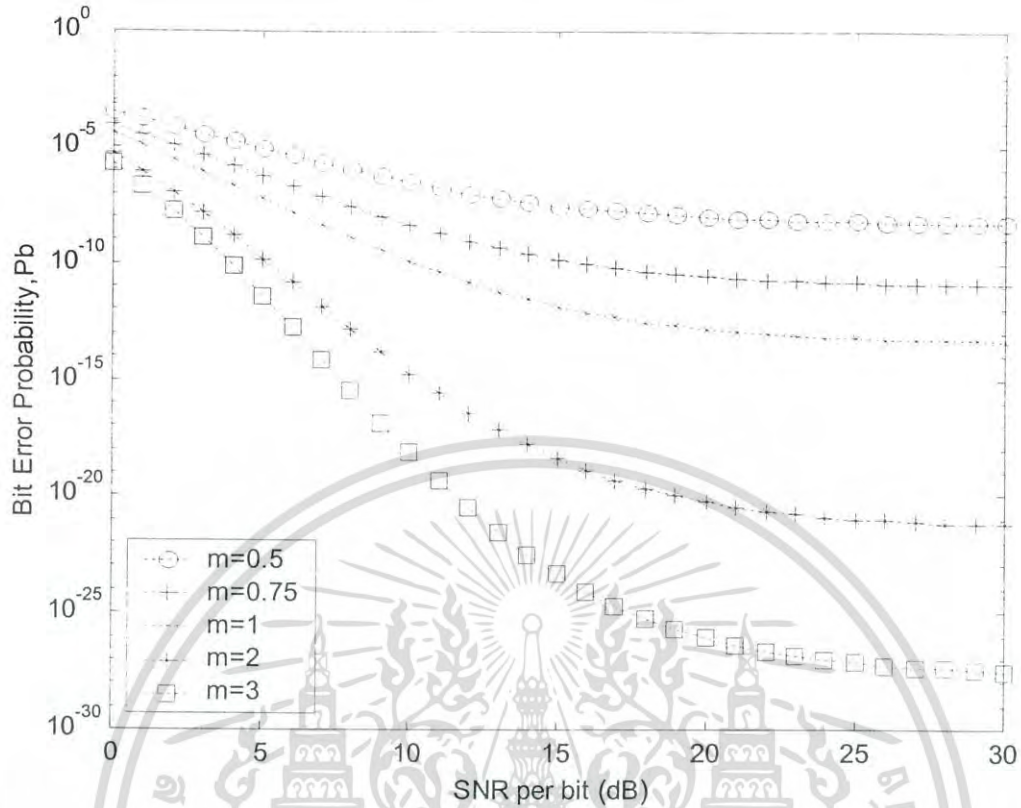
รูปที่ 4.2 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตโดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256$, $K=1$, $\eta=0$, $L=4$ และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3

รูปที่ 4.2 แสดงระบบที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบ (K) เท่ากับ 1 โดยมีตัวแปรเสริมอัตราขยายการประมวลผลคือ 256 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) เท่ากับ 4 สาขาอัตราลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่เพิ่มขึ้น ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตน้อยลง



รูปที่ 4.3 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตโดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256$, $K=1$, $\eta=0$, $L=6$ และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3

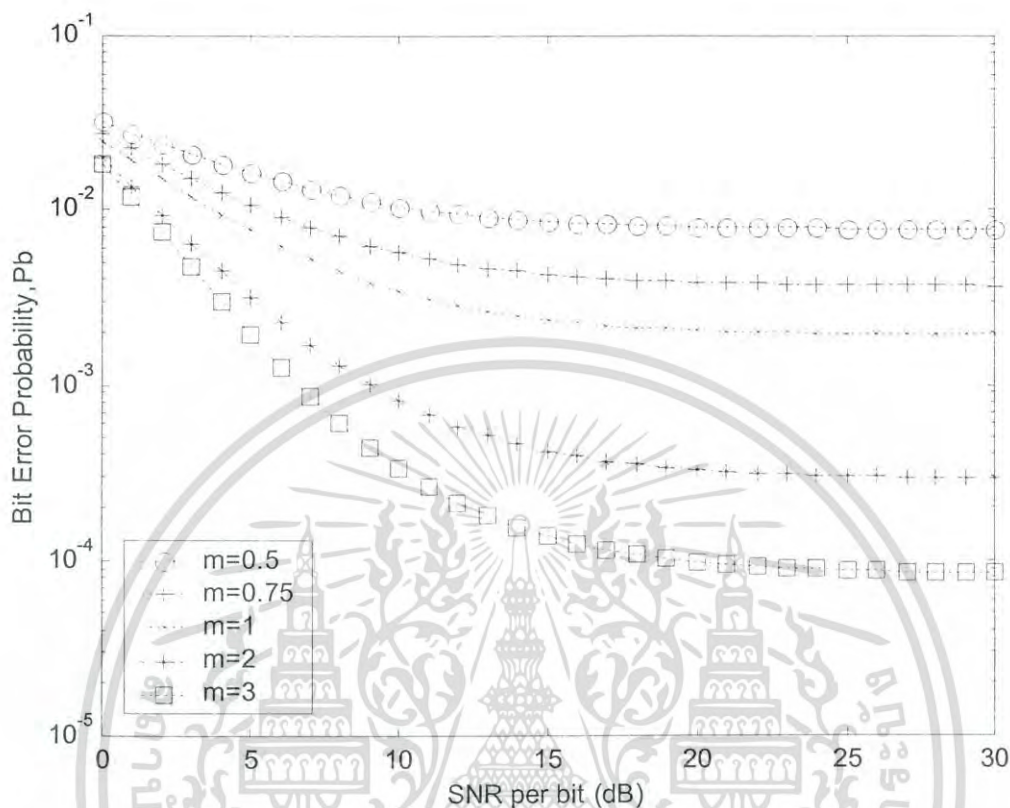
รูปที่ 4.3 แสดงระบบที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบ (K) เท่ากับ 1 โดยมีตัวแปรเสริมอัตราขยายการประมวลผลคือ 256 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) เท่ากับ 6 สาขาอัตราลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่เพิ่มขึ้น ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตน้อยลง



รูปที่ 4.4 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตโดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256$, $K=1$, $\eta=0$, $L=8$ และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3

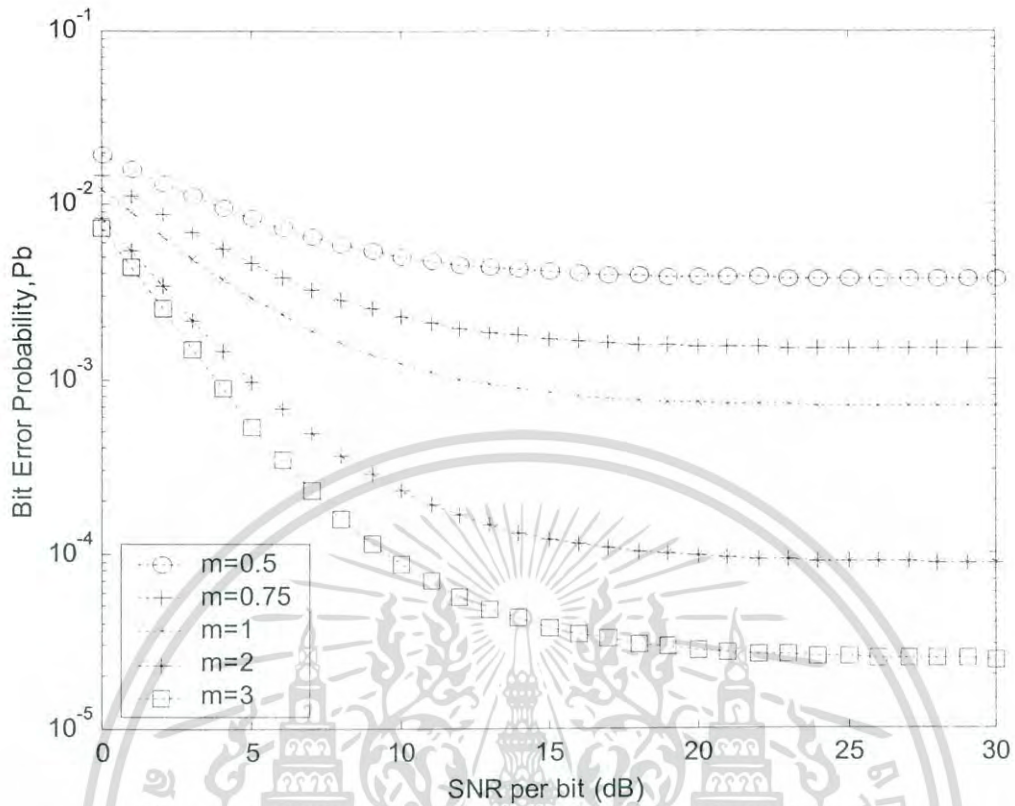
รูปที่ 4.4 แสดงระบบที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบ (K) เท่ากับ 1 โดยมีตัวแปรเสริมอัตราขยายการประมวลผลคือ 256 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) เท่ากับ 8 สาขาอัตราลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่เพิ่มขึ้น ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตน้อยลง

4.1.2 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) เมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบมีค่าเท่ากับ 25



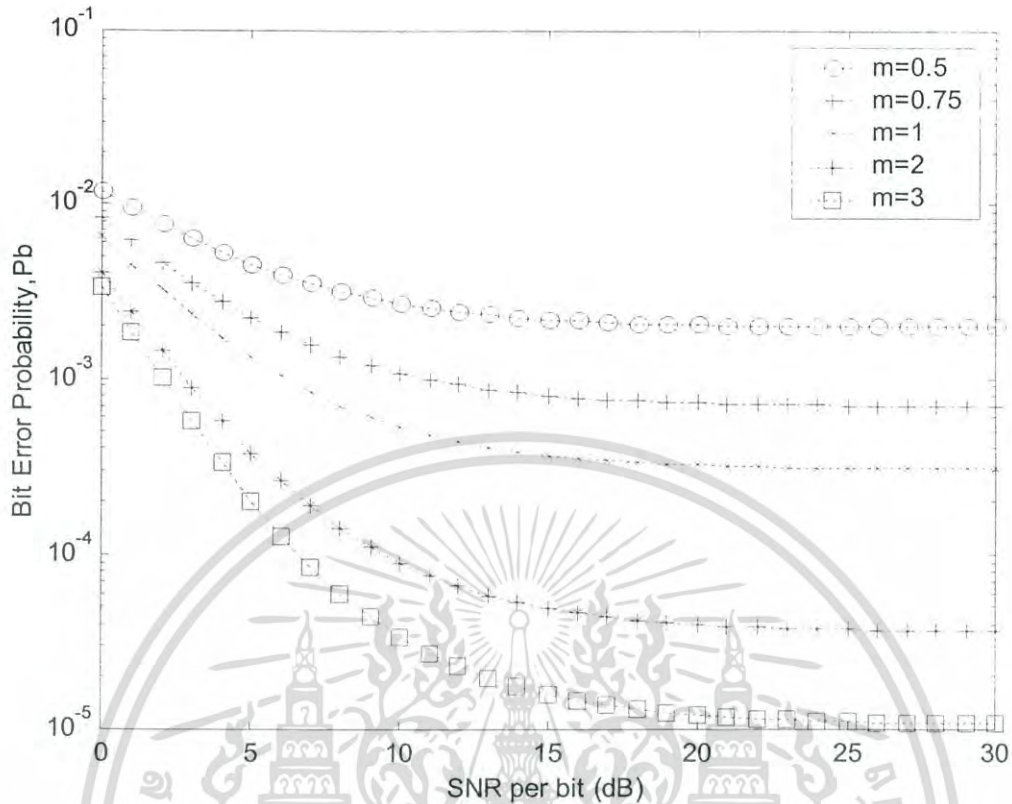
รูปที่ 4.5 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตโดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256$, $K=25$, $\eta=0$, $L=2$ และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3

รูปที่ 4.5 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ โดยมีตัวแปรเสริมอัตราขยายการประมวลผลคือ 256 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เท่ากับ 25 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) เท่ากับ 2 สาขาอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าการเพิ่มขึ้นของจำนวนผู้ใช้งาน (K) ที่เพิ่มขึ้น ทำให้สมรรถนะของระบบโดยรวมลดลง แต่เมื่อเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ก็สามารถช่วยให้ระบบมีสมรรถนะดีขึ้นได้



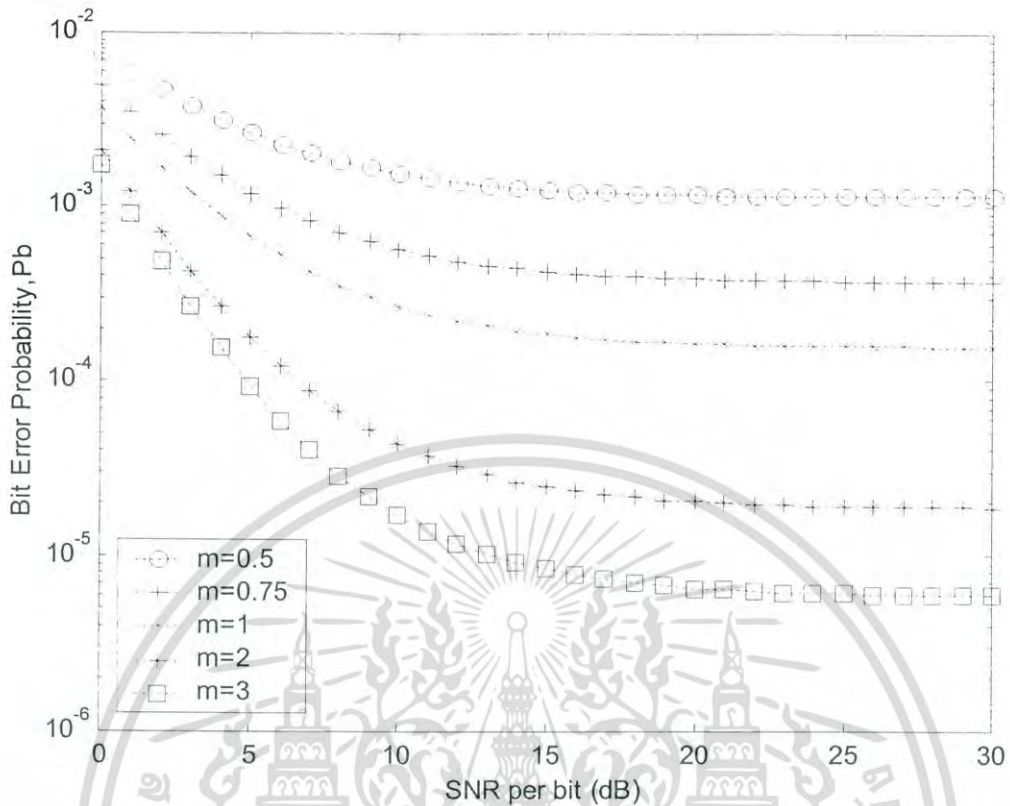
รูปที่ 4.6 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256$, $K=25$, $\eta=0$, $L=3$ และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3

รูปที่ 4.6 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ โดยมีตัวแปรเสริมอัตราการขยายการประมวลผลคือ 256 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เท่ากับ 25 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) เท่ากับ 3 สาขาอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าการเพิ่มขึ้นของจำนวนผู้ใช้งาน (K) ที่เพิ่มขึ้น ทำให้สมรรถนะของระบบโดยรวมลดลง แต่เมื่อเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ก็สามารถช่วยให้ระบบมีสมรรถนะดีขึ้นได้



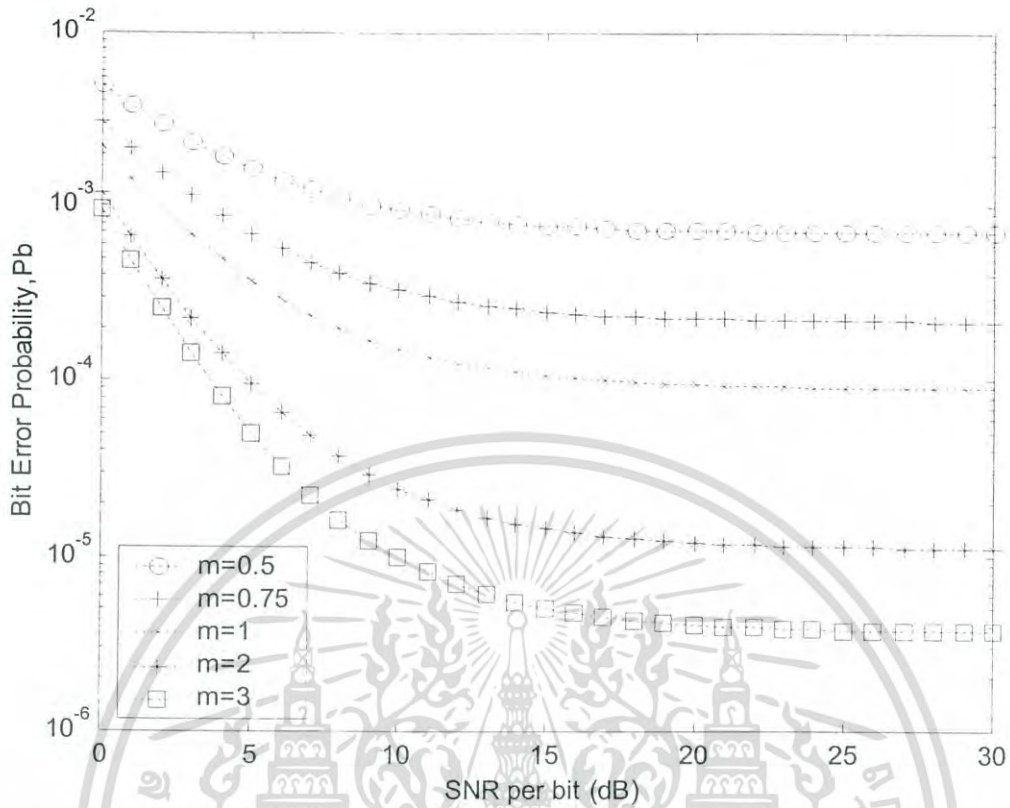
รูปที่ 4.7 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256$, $K=25$, $\eta=0$, $L=4$ และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3

รูปที่ 4.7 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ โดยมีตัวแปรเสริมอัตราขยายการประมวลผลคือ 256 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เท่ากับ 25 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) เท่ากับ 4 สาขาอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าการเพิ่มขึ้นของจำนวนผู้ใช้งาน (K) ที่เพิ่มขึ้น ทำให้สมรรถนะของระบบโดยรวมลดลง แต่เมื่อเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ก็สามารถช่วยให้ระบบมีสมรรถนะดีขึ้นได้



รูปที่ 4.8 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256$, $K=25$, $\eta=0$, $L=5$ และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3

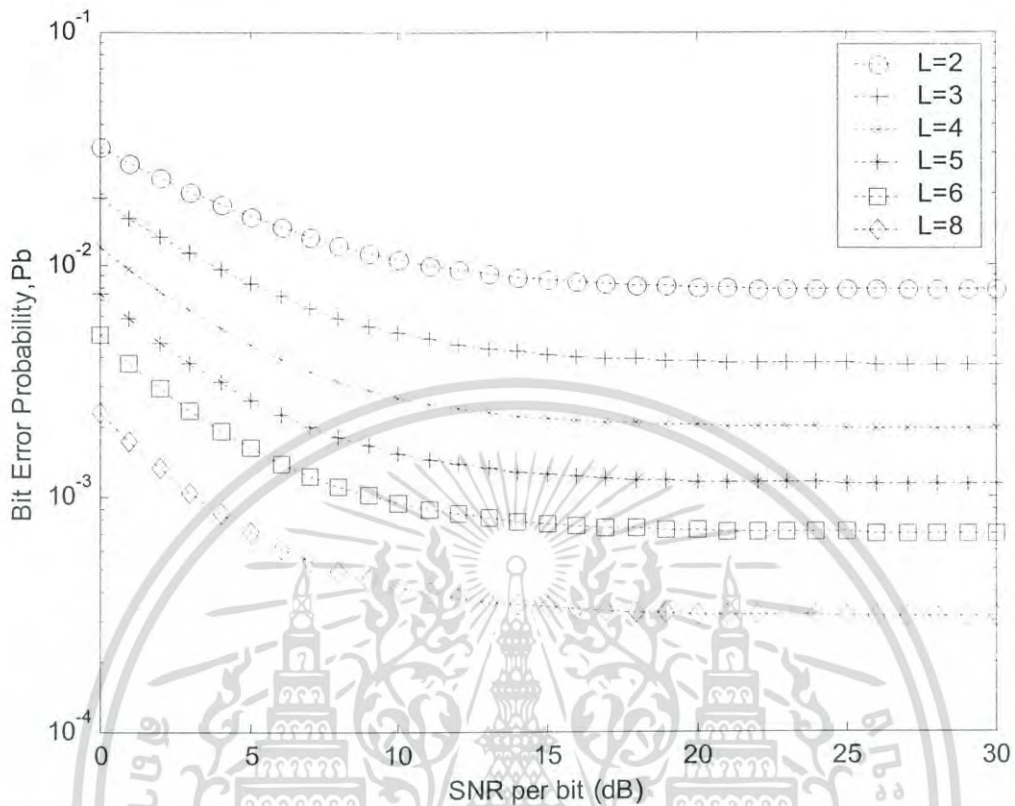
รูปที่ 4.8 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ โดยมีตัวแปรเสริมอัตราขยายการประมวลผลคือ 256 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เท่ากับ 25 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) เท่ากับ 5 สาขาอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าการเพิ่มขึ้นของจำนวนผู้ใช้งาน (K) ที่เพิ่มขึ้น ทำให้สมรรถนะของระบบโดยรวมลดลง แต่เมื่อเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ก็สามารถช่วยให้ระบบมีสมรรถนะดีขึ้นได้



รูปที่ 4.9 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256$, $K=25$, $\eta=0$, $L=6$ และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3

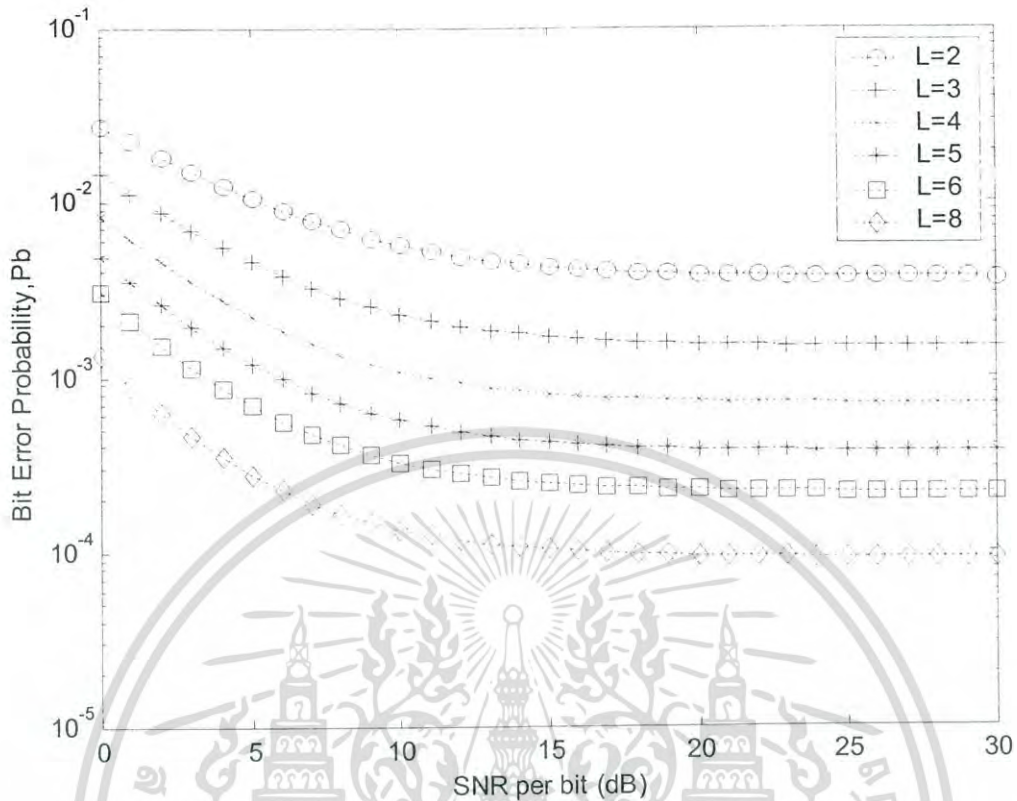
รูปที่ 4.9 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ โดยมีตัวแปรเสริมอัตราขยายการประมวลผลคือ 256 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เท่ากับ 25 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) เท่ากับ 6 สาขาอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าการเพิ่มขึ้นของจำนวนผู้ใช้งาน (K) ที่เพิ่มขึ้น ทำให้สมรรถนะของระบบโดยรวมลดลง แต่เมื่อเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ก็สามารถช่วยให้ระบบมีสมรรถนะดีขึ้นได้

4.2 ผลของการเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L)



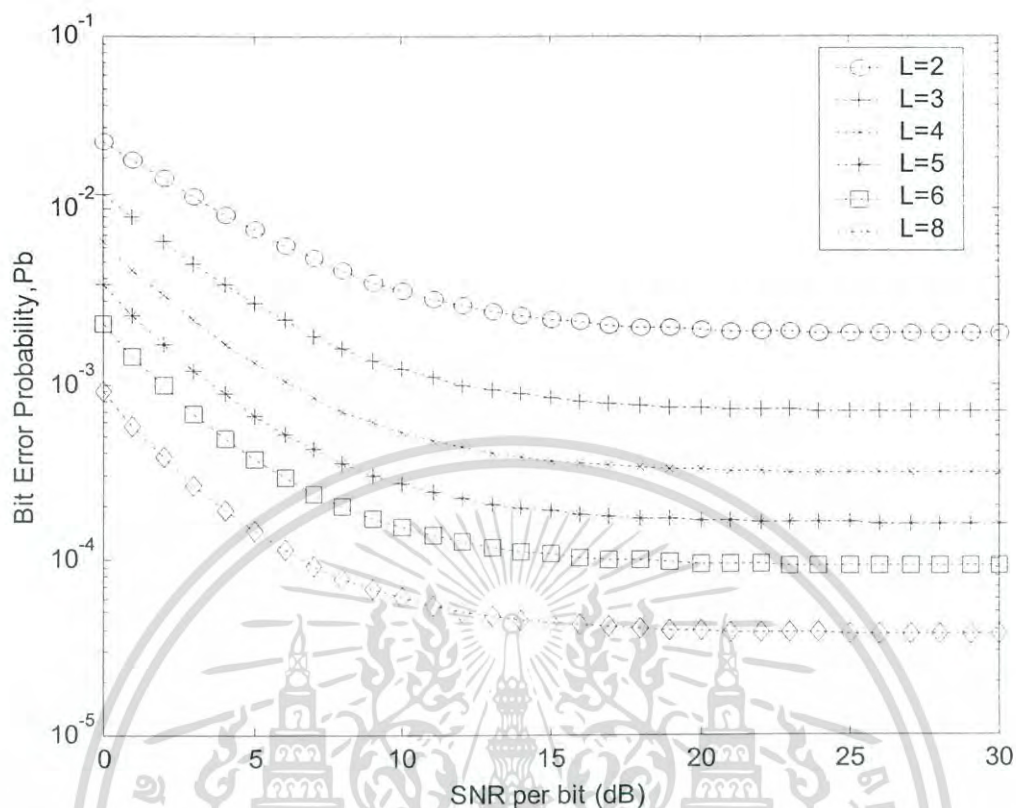
รูปที่ 4.10 ผลการวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256$, $K=25$, $\eta=0$, $m=0.5$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่าง คือ 2, 3, 4, 5, 6 และ 8

รูปที่ 4.10 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบโดยมีตัวแปรเสริมอัตราการขยายการประมวลผลคือ 256 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เท่ากับ 25 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) มีค่าเท่ากับ 0.5 อัตราลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตน้อยลง และทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น



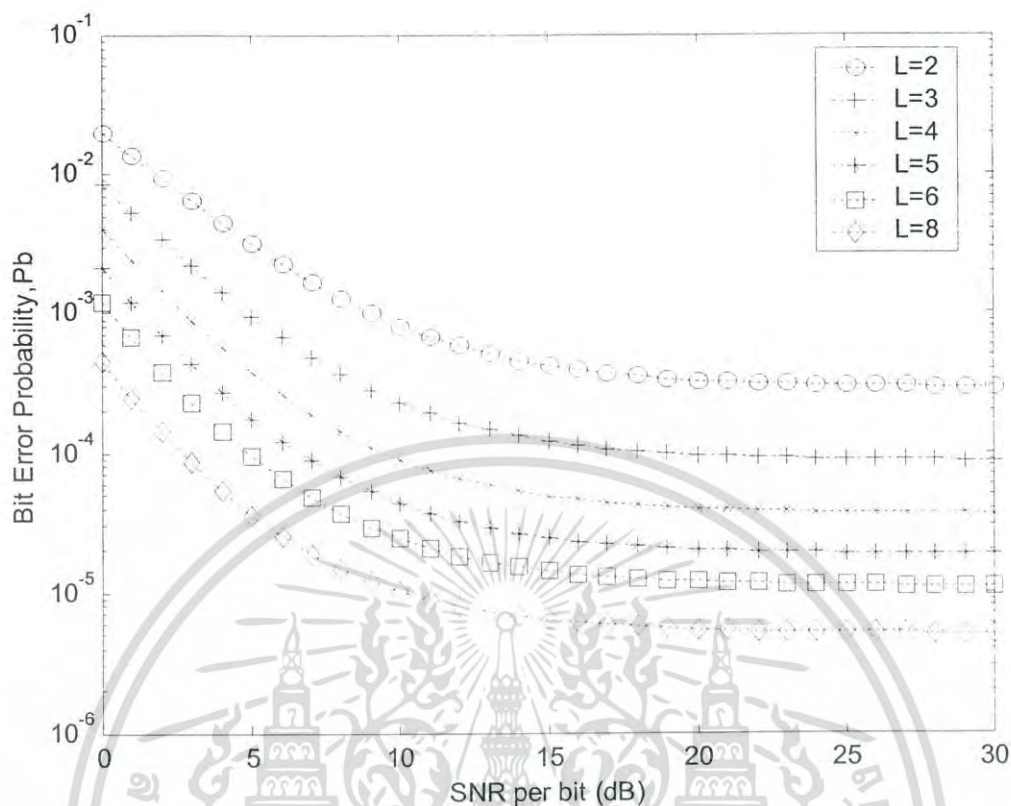
รูปที่ 4.11 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256$, $K=25$, $\eta=0$, $m=0.75$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่าง คือ 2, 3, 4, 5, 6 และ 8

รูปที่ 4.11 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบโดยมีตัวแปรเสริมอัตราขยายการประมวลผลคือ 256 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เท่ากับ 25 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) มีค่าเท่ากับ 0.75 อัตราลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตน้อยลง และทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น



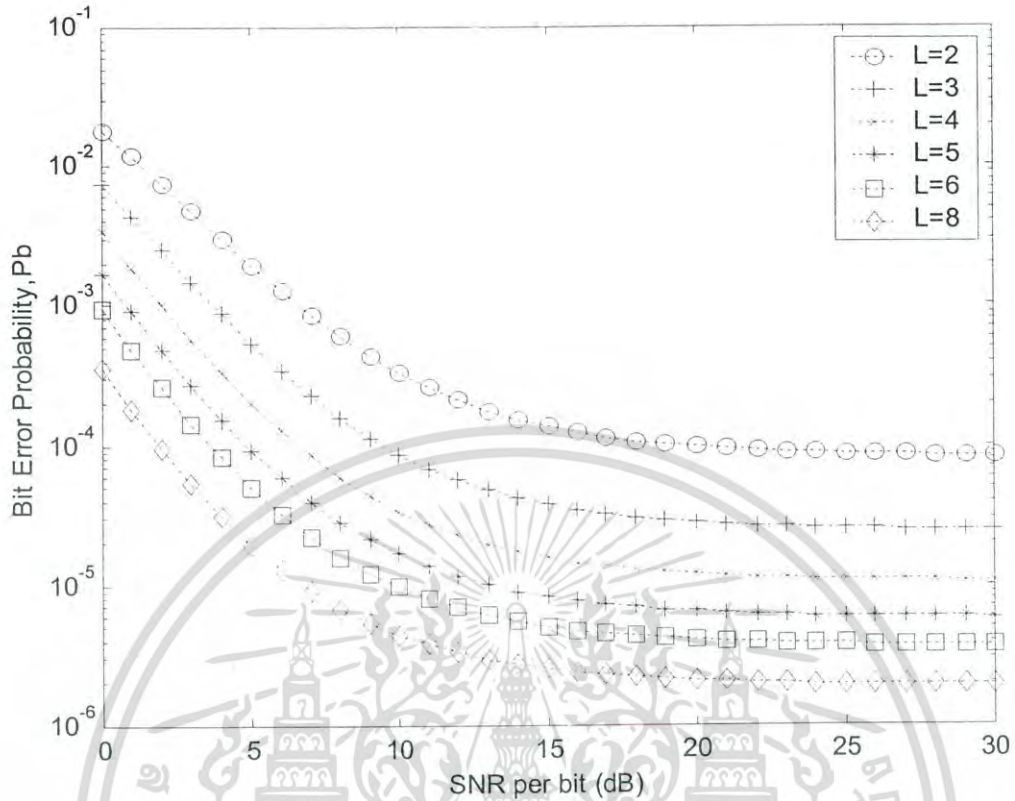
รูปที่ 4.12 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256$, $K=25$, $\eta=0$, $m=1.0$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่าง คือ 2, 3, 4, 5, 6 และ 8

รูปที่ 4.12 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบโดยมีตัวแปรเสริมอัตราการขยายการประมวลผลคือ 256 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เท่ากับ 25 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) มีค่าเท่ากับ 1.0 อัตราลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตน้อยลง และทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น



รูปที่ 4.13 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256$, $K=25$, $\eta=0$, $m=2.0$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่าง คือ 2, 3, 4, 5, 6 และ 8

รูปที่ 4.13 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบโดยมีตัวแปรเสริมอัตราขยายการประมวลผลคือ 256 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เท่ากับ 25 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) มีค่าเท่ากับ 2.0 อัตราลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตน้อยลง และทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น

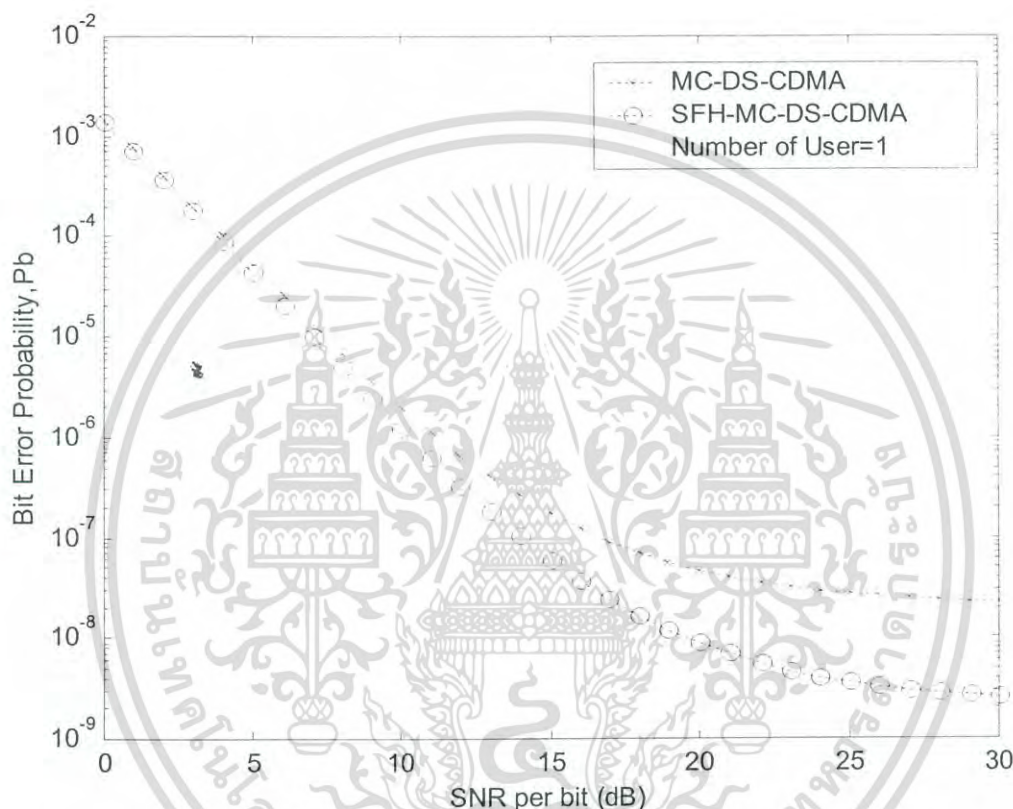


รูปที่ 4.14 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256$, $K=25$, $\eta=0$, $m=3.0$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่าง คือ 2, 3, 4, 5, 6 และ 8

รูปที่ 4.14 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตของระบบโดยมีตัวแปรเสริมอัตราการขยายการประมวลผลคือ 256 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เท่ากับ 25 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) มีค่าเท่ากับ 3.0 อัตราลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตน้อยลง และทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น

4.3 สมรรถนะของระบบ SFH-MC-DS-CDMA เมื่อเปรียบเทียบกับระบบเดิมคือ MC-DS-CDMA ที่ อัตราลดทอนกำลัง (η) เท่ากัน

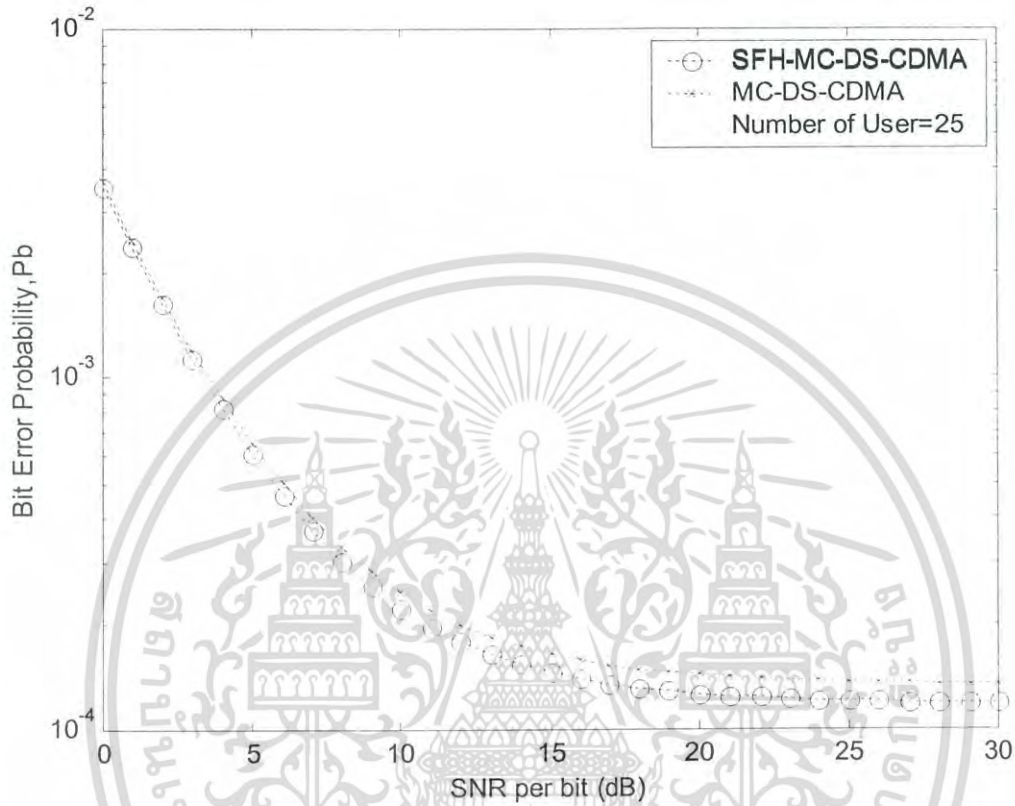
4.3.1 ผลการเปรียบเทียบเมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบมีค่าเท่ากับ 1 เพื่อดูผลสมรรถนะของระบบทั้ง 2 เมื่อระบบอยู่ในสภาวะที่ไม่มีผลของการแทรกสอดของสัญญาณอันเนื่องมาจากผู้ใช้งานอื่น



รูปที่ 4.15 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบทั้ง 2 ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256$, $K=1$, $L=5$, $\eta=0.2$, $m=0.75$

รูปที่ 4.15 ที่สภาวะไม่มีการแทรกสอดจากสัญญาณอันเนื่องมาจากผู้ใช้งาน เมื่อกำหนดให้ค่าอัตราการขยายการประมวลผลคือ 256 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เท่ากับ 1 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) มีค่าเท่ากับ 0.75 อัตราลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0.2 จำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) เป็น 5 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่า อัตราความผิดพลาดบิตและสมรรถนะของระบบ SFH-MC-DS-CDMA ได้ผลที่ดีกว่าระบบเดิมคือ MC-DS-CDMA

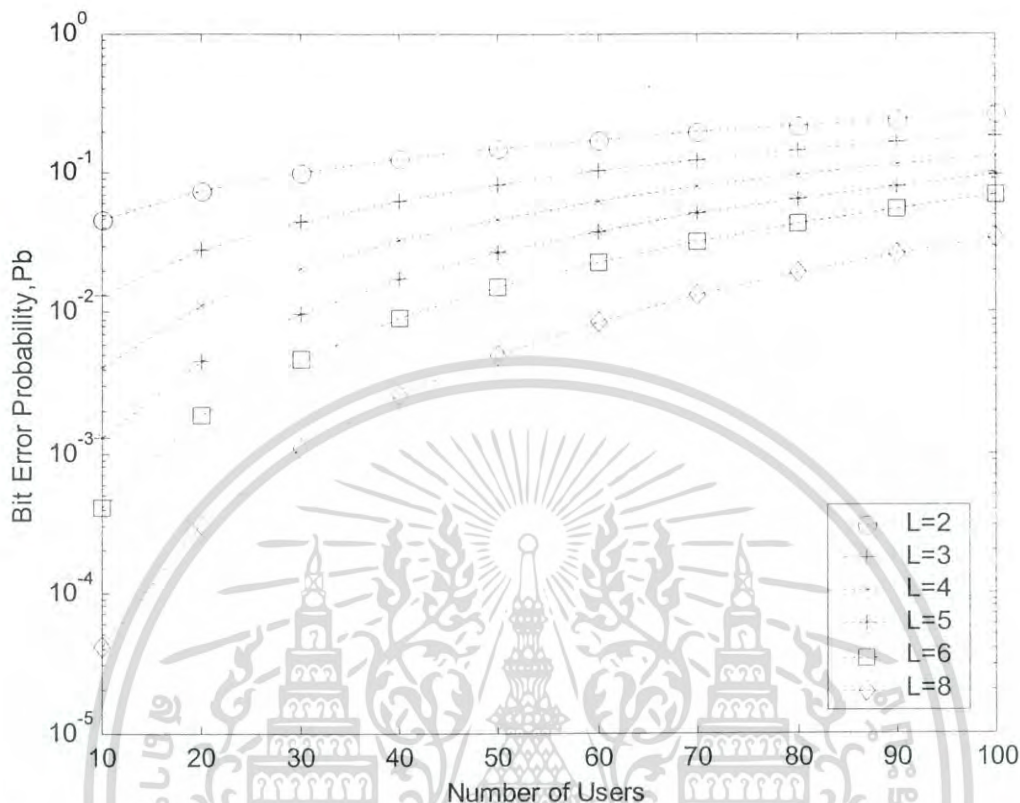
4.3.2 ผลการเปรียบเทียบเมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบมีค่ามากกว่า 1 เพื่อดูผลสมรรถนะของระบบทั้ง 2 เมื่อระบบอยู่ในสถานะที่มีการแทรกสอดของสัญญาณอันเนื่องมาจากผู้ใช้งานอื่น



รูปที่ 4.16 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบทั้ง 2 ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256$, $K=25$, $L=5$, $\eta=0.2$, $m=0.75$

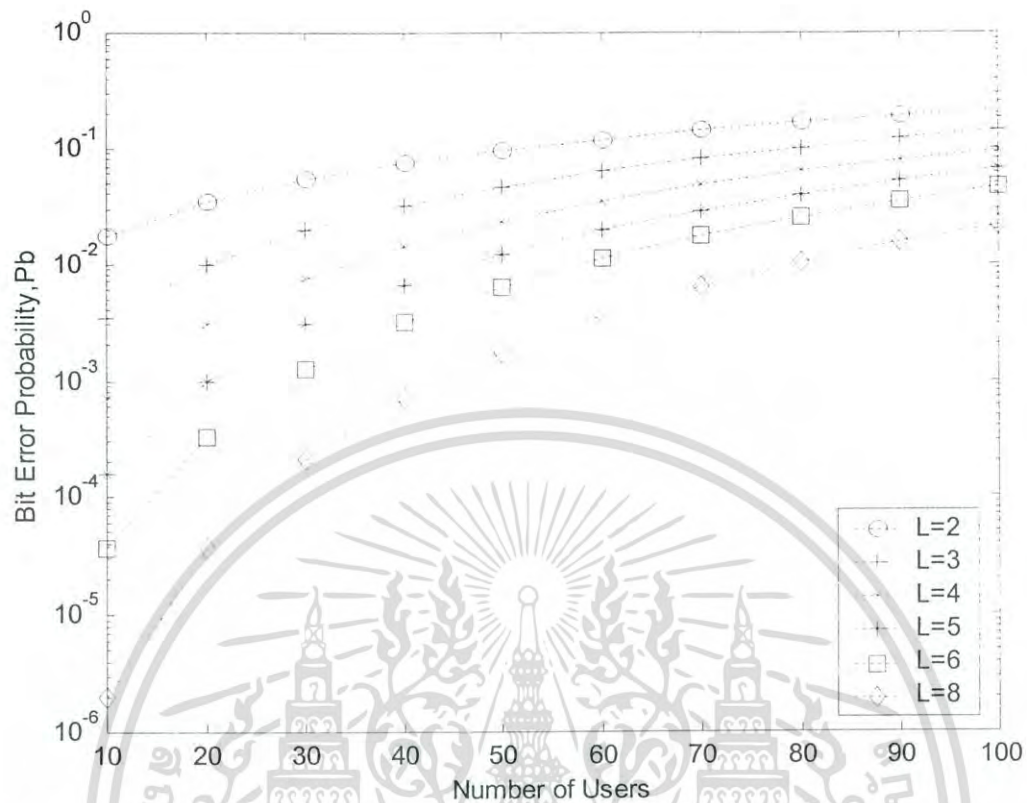
รูปที่ 4.16 เมื่อมีการแทรกสอดจากสัญญาณอันเนื่องมาจากผู้ใช้งานอื่น และกำหนดให้ค่าอัตราการขยายการประมวลผลคือ 256 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เท่ากับ 25 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) มีค่าเท่ากับ 0.75 อัตราลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0.2 จำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) เป็น 5 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่า ค่าอัตราความผิดพลาดบิต และสมรรถนะของระบบ SFH-MC-DS-CDMA ยังได้ผลที่ดีกว่าระบบเดิมคือ MC-DS-CDMA

4.4 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ (K)



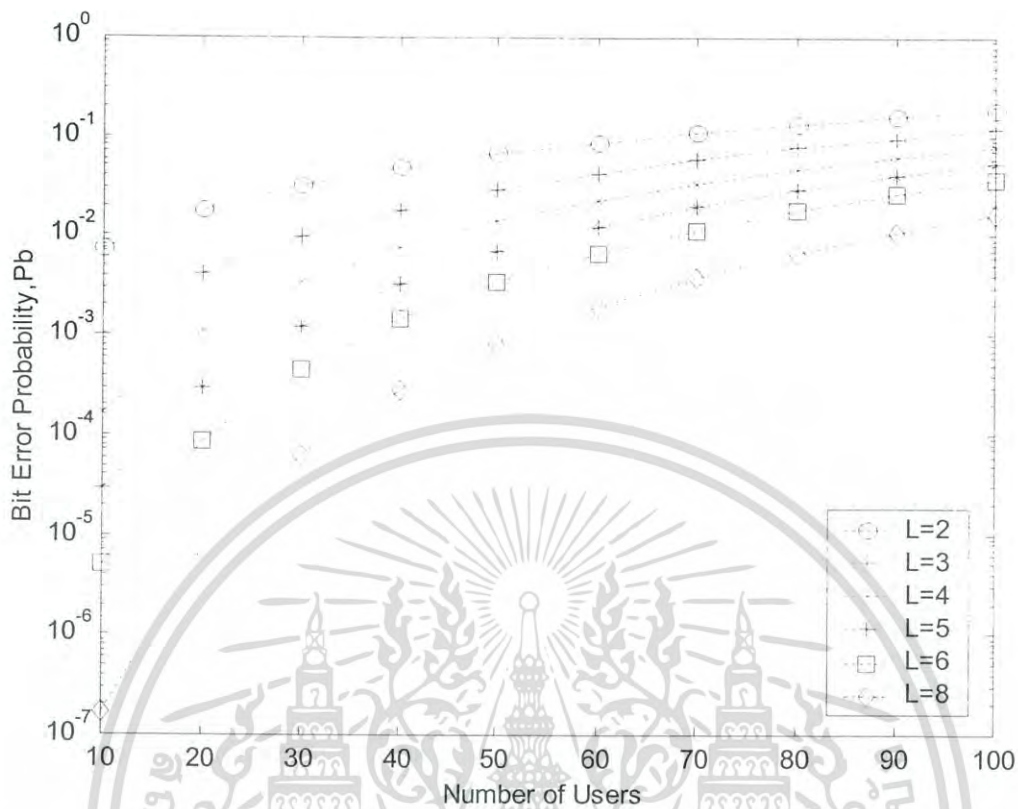
รูปที่ 4.17 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N = 256$, $E_b = 20$, $\eta = 0.2$, $m = 0.5$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5, 6, 8

รูปที่ 4.17 แสดงให้เห็นว่าสมรรถนะของระบบ เมื่อมีตัวแปรเสริมอัตราขยายการประมวลผลคือ 256 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) เป็น 0.5 อัตราลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0.2 และ $E_b = 20$ ดังนั้นเมื่อมีการเพิ่มขึ้นของจำนวนผู้ใช้งาน (K) จึงมีผลทำให้สมรรถนะของระบบลดลง แต่สามารถชดเชยได้โดยการเพิ่มสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) ซึ่งช่วยให้สมรรถนะระบบดีขึ้นได้



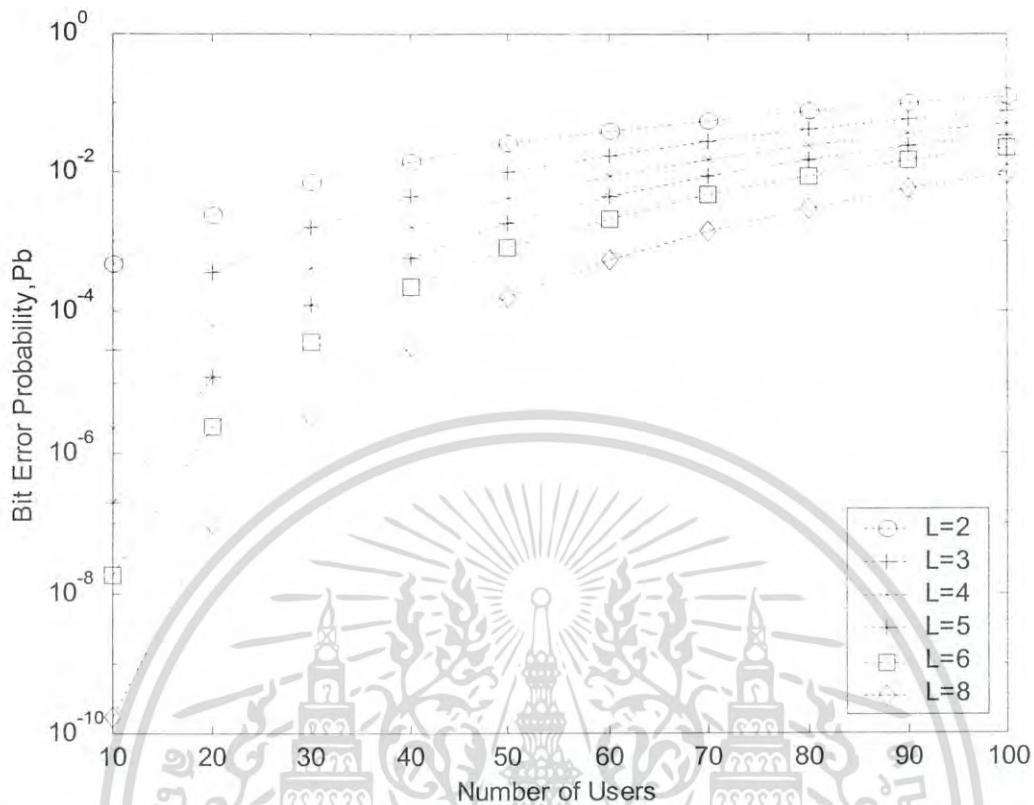
รูปที่ 4.18 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256$, $E_b=20$, $\eta=0.2$, $m=0.75$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5, 6, 8

รูปที่ 4.18 แสดงให้เห็นว่าสมรรถนะของระบบ เมื่อมีตัวแปรเสริมอัตราขยายการประมวลผลคือ 256 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) เป็น 0.75 อัตราลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0.2 และ $E_b = 20$ ดังนั้นเมื่อมีการเพิ่มขึ้นของจำนวนผู้ใช้งาน (K) จึงมีผลทำให้สมรรถนะของระบบลดลง แต่สามารถชดเชยได้โดยการเพิ่มสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) ซึ่งช่วยให้สมรรถนะระบบดีขึ้นได้



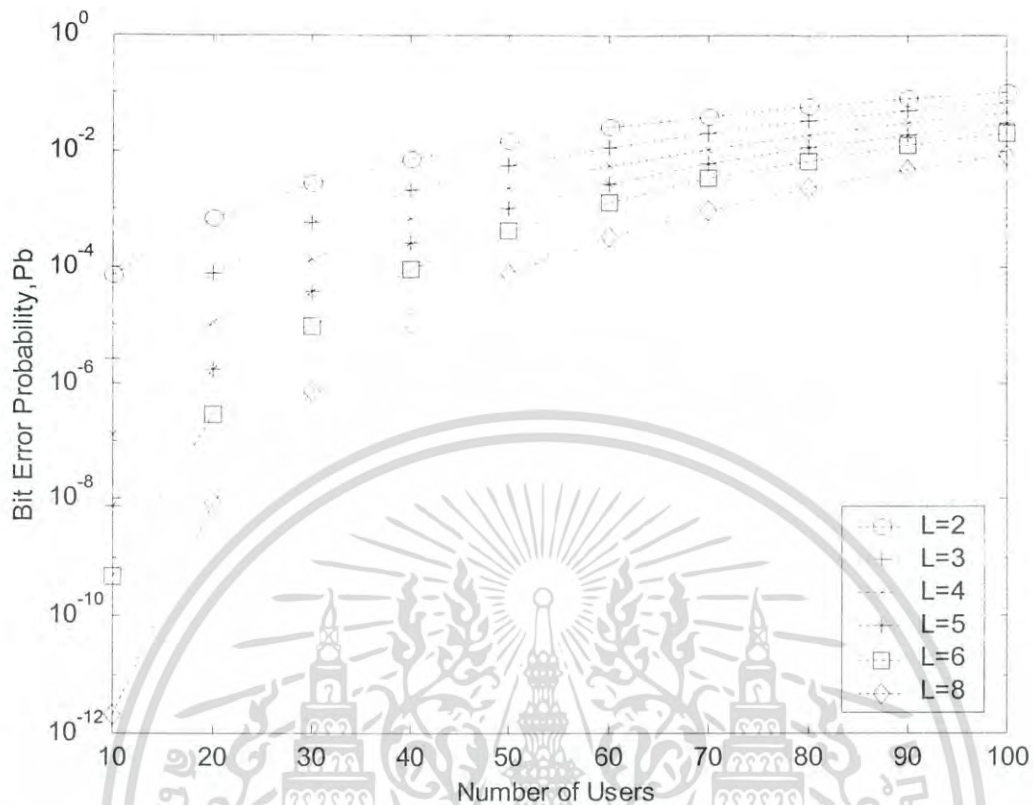
รูปที่ 4.19 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N = 256$, $E_b = 20$, $\eta = 0.2$, $m = 1.0$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5, 6, 8

รูปที่ 4.19 แสดงให้เห็นว่าสมรรถนะของระบบ เมื่อมีตัวแปรเสริมอัตราขยายการประมวลผลคือ 256 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) เป็น 1.0 อัตราลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0.2 และ $E_b = 20$ ดังนั้นเมื่อมีการเพิ่มขึ้นของจำนวนผู้ใช้งาน (K) จึงมีผลทำให้สมรรถนะของระบบลดลง แต่สามารถชดเชยได้โดยการเพิ่มสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) ซึ่งช่วยให้สมรรถนะระบบดีขึ้นได้



รูปที่ 4.20 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N = 256$, $E_b = 20$, $\eta = 0.2$, $m = 2.0$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5, 6, 8

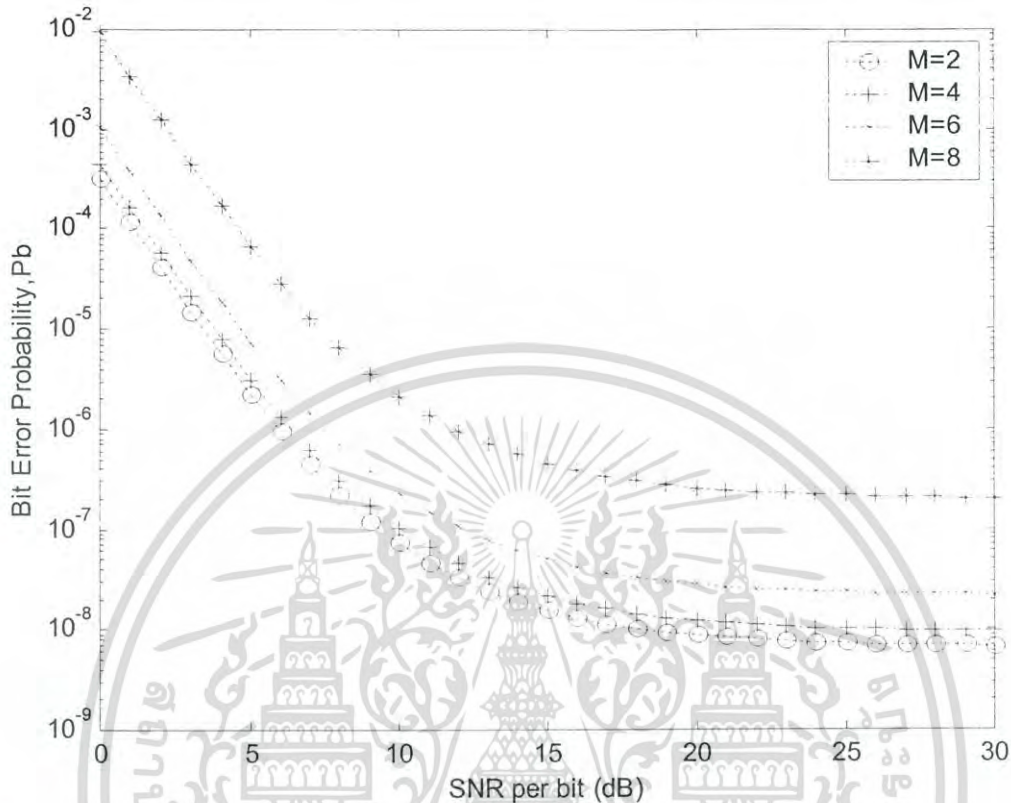
รูปที่ 4.20 แสดงให้เห็นว่าสมรรถนะของระบบ เมื่อมีตัวแปรเสริมอัตราขยายการประมวลผลคือ 256 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) เป็น 2.0 อัตราลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0.2 และ $E_b = 20$ ดังนั้นเมื่อมีการเพิ่มขึ้นของจำนวนผู้ใช้งาน (K) จึงมีผลทำให้สมรรถนะของระบบลดลง แต่สามารถชดเชยได้โดยการเพิ่มสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) ซึ่งช่วยให้สมรรถนะระบบดีขึ้นได้



รูปที่ 4.21 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N = 256$, $E_b = 20$, $\eta = 0.2$, $m = 3.0$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5, 6, 8

รูปที่ 4.21 แสดงให้เห็นว่าสมรรถนะของระบบ เมื่อมีตัวแปรเสริมอัตราขยายการประมวลผลคือ 256 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) เป็น 3.0 อัตราลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0.2 และ $E_b = 20$ ดังนั้นเมื่อมีการเพิ่มขึ้นของจำนวนผู้ใช้งาน (K) จึงมีผลทำให้สมรรถนะของระบบลดลง แต่สามารถชดเชยได้โดยการเพิ่มสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) ซึ่งช่วยให้สมรรถนะระบบดีขึ้นได้

4.5 ผลของค่าคงที่ถ่วง (Q) และตัวแปรอัตราการส่งข้อมูล (M)



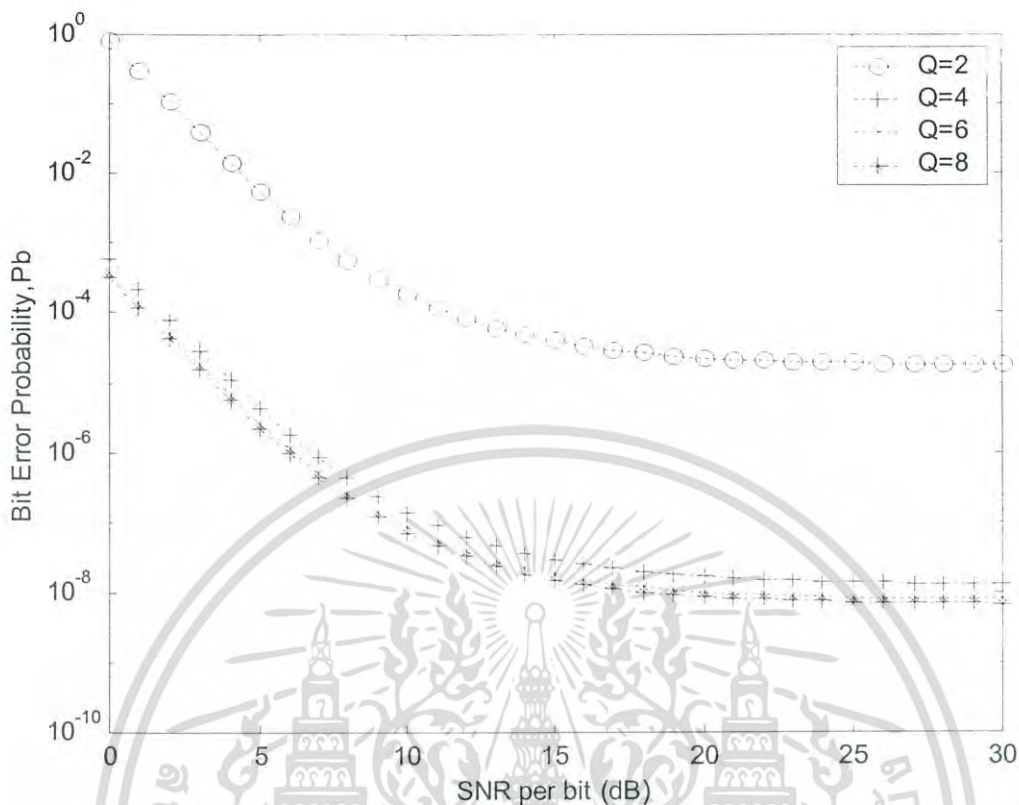
รูปที่ 4.22 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256$, $K=20$, $\eta=0.2$, $m=3.0$, $L=6$, $Q=8$ และตัวแปรอัตราการส่งข้อมูล (M) ที่ค่าต่าง คือ 2, 4, 6 และ 8

รูปที่ 4.22 เมื่อกำหนดให้ระบบ มีตัวแปรเสริมอัตราการขยายการประมวลผลคือ 256 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) เป็น 3.0 อัตราลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0.2 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เป็น 20 จำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) เป็น 6 จำนวนความถี่พาร์ย่อย (Q) เป็น 8 เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่า จำนวนอัตราการส่ง (M) แล้วจะเห็นว่าจำนวนอัตราการส่ง (M) ที่ค่าสูง ทำให้โอกาสที่จะเกิดอัตราผิดพลาดบิตสูงมากกว่าค่าที่ต่ำ



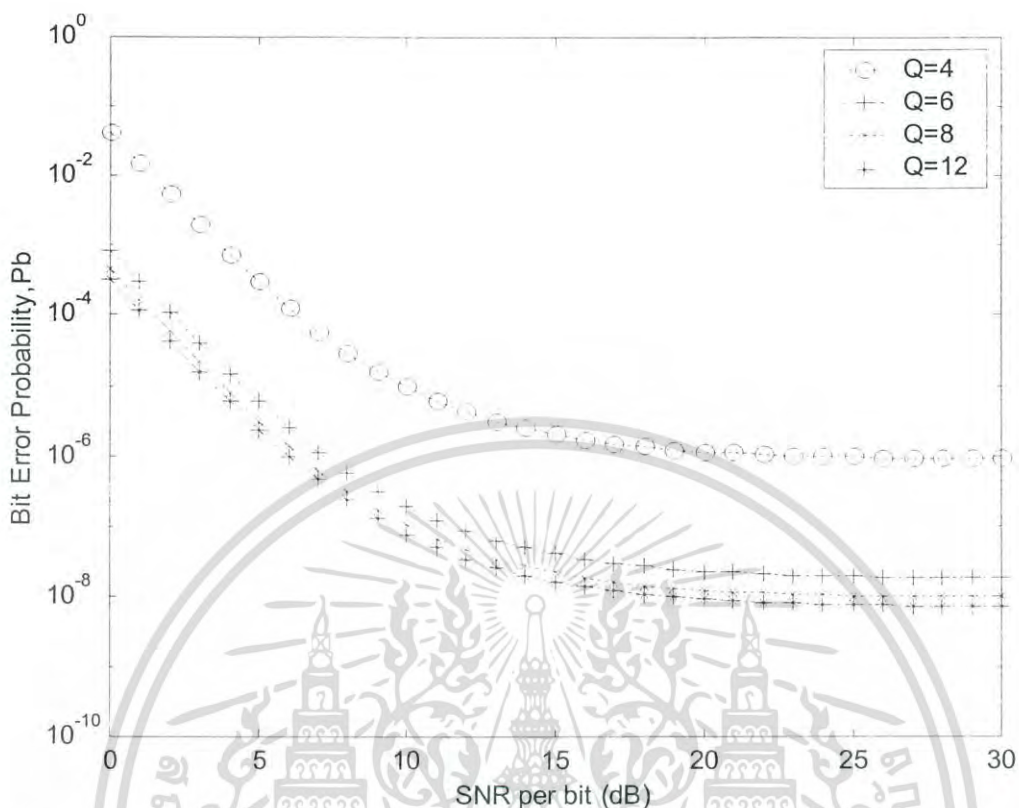
รูปที่ 4.23 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256$, $K=20$, $\eta=0.2$, $m=3.0$, $L=6$, $Q=16$ และตัวแปรอัตราการส่งข้อมูล (M) ที่ค่าต่าง คือ 2, 4, 6, 8 และ 12

รูปที่ 4.23 เมื่อกำหนดให้ระบบ มีตัวแปรเสริมอัตราการขยายการประมวลผลคือ 256 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) เป็น 3.0 อัตราลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0.2 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เป็น 20 จำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) เป็น 6 จำนวนความถี่พาหีย่อย (Q) เป็น 16 เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่า จำนวนอัตราการส่ง (M) แล้วจะเห็นว่าจำนวนอัตราการส่ง (M) ที่ค่าสูงทำให้โอกาสที่จะเกิดอัตราผิดพลาดบิตสูงมากกว่าค่าที่ต่ำ แม้จะเพิ่มจำนวนความถี่พาหีย่อย (Q) ให้สูงขึ้นแล้วก็ตาม



รูปที่ 4.24 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256$, $K=20$, $\eta=0.2$, $m=3.0$, $L=6$, $M=2$ และผลของค่าคงที่ถ่วง (Q) ที่ค่าต่าง คือ 2, 4, 6 และ 8

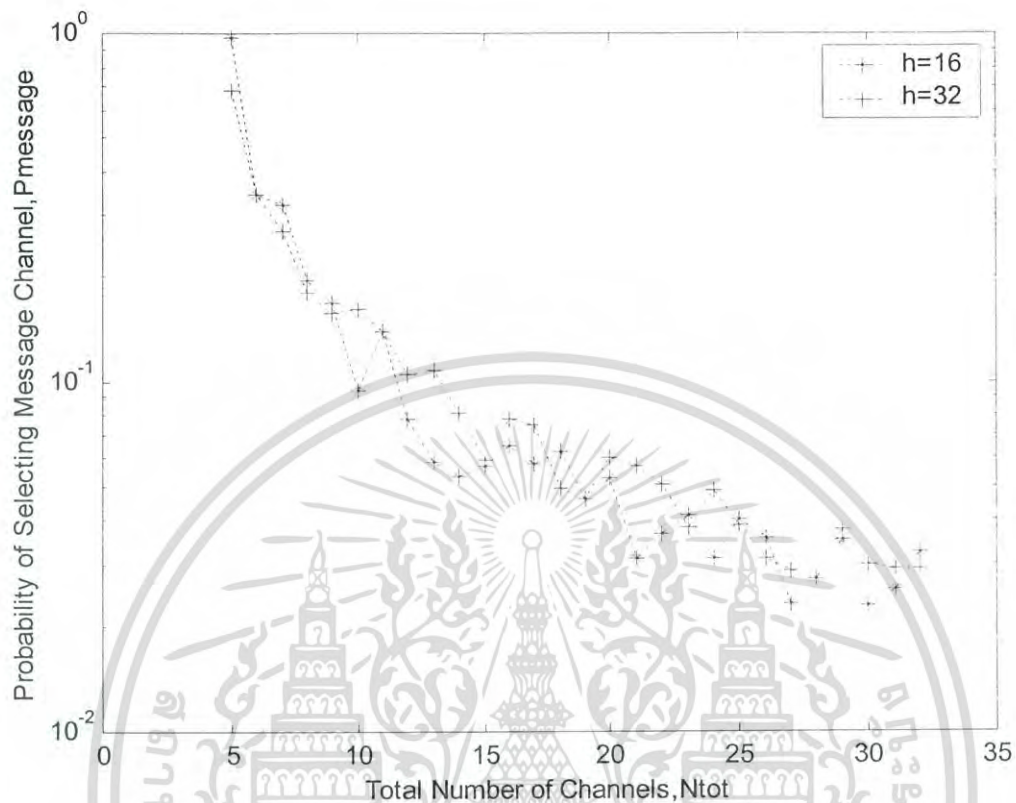
รูปที่ 4.24 เมื่อกำหนดให้ระบบ มีตัวแปรเสริมอัตราขยายการประมวลผลคือ 256 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) เป็น 3.0 อัตราลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0.2 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เป็น 20 จำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) เป็น 6 จำนวนอัตราการส่ง (M) เป็น 2 เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่า จำนวนความถี่พาห้อย่อย (Q) ที่ค่าต่างๆ ที่จำนวนความถี่พาห้อย่อย (Q) สูงนั้น โอกาสที่จะเกิดอัตราผิดพลาดบิตมีค่าต่ำกว่า ค่า Q ที่น้อย



รูปที่ 4.25 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N=256$, $K=20$, $\eta=0.2$, $m=3.0$, $L=6$, $M=4$ และผลของค่าคงที่ถ่วง (Q) ที่ค่าต่าง คือ 2, 4, 6,8 และ 12

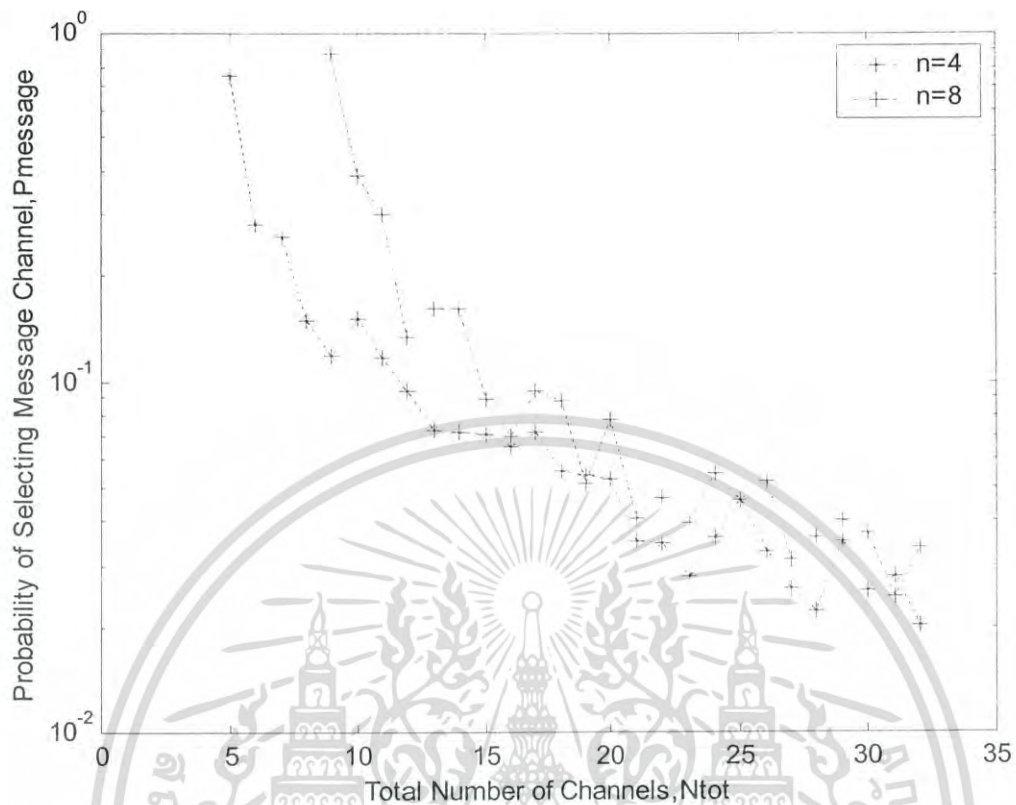
รูปที่ 4.25 เมื่อกำหนดให้ระบบ มีตัวแปรเสริมอัตราการขยายการประมวลผลคือ 256 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) เป็น 3.0 อัตราลดทอนกำลังของสัญญาณ (η) เป็น 0.2 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เป็น 20 จำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค (L) เป็น 6 จำนวนอัตราการส่ง (M) เป็น 4 เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่า จำนวนความถี่พาหีย่อย (Q) ที่ค่าต่างๆ ที่จำนวนความถี่พาหีย่อย (Q) สูงนั้น โอกาสที่จะเกิดอัตราผิดพลาดบิตยังคงมีค่าต่ำกว่า ค่า Q ที่น้อยอยู่

4.6 ผลของค่าอัตราการผิดพลาดบิตที่มีผลกระทบต่อการใช้โครงข่ายสัญญาณ



รูปที่ 4.26 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ ระหว่างความน่าจะเป็นของการเลือกช่องสัญญาณข่าวสาร กับจำนวนช่องสัญญาณการกระโดดทั้งหมด โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $ns=4$ และผลของเฟรมการกระโดด (h) ที่ค่าต่าง คือ 16 และ 32

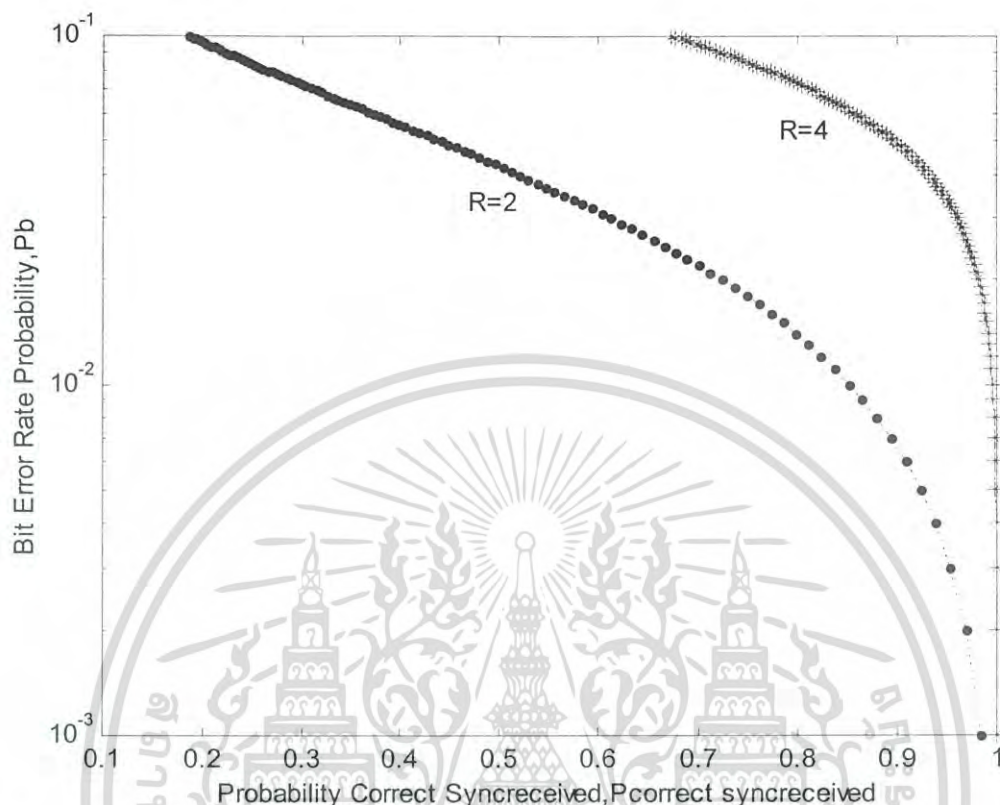
รูปที่ 4.26 เมื่อกำหนดให้จำนวนช่องสัญญาณซิงค์ $ns=4$ และทำการทดสอบที่ ค่าช่วงการกระโดด 2 ค่าคือ 16 และ 32 จะเห็นว่าเมื่อจำนวนช่องสัญญาณการกระโดดทั้งหมด N_{tot} มีค่าเพิ่มขึ้น มีผลให้โอกาสที่จะได้รับข้อมูลข่าวสารลดลงทั้ง 2 ช่วงการกระโดด คือ 16 และ 32



รูปที่ 4.27 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ ระหว่างความน่าจะเป็นของการเลือกช่องสัญญาณข่าวสาร กับจำนวนช่องสัญญาณการกระโดดทั้งหมด โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $h=32$ และผลของช่องสัญญาณซิงค์ (ns) ที่ค่าต่าง คือ 4 และ 8

รูปที่ 4.27 เมื่อกำหนดให้จำนวนช่วงการกระโดด $h=32$ และทำการทดสอบที่ ค่าช่องสัญญาณซิงค์ 2 ค่าคือ 4 และ 8 จะเห็นว่าเมื่อจำนวนช่องสัญญาณการกระโดดทั้งหมด N_{tot} มีค่าเพิ่มขึ้น มีผลให้โอกาสที่จะได้รับข้อมูลข่าวสารลดลงทั้ง 2 ค่าช่องสัญญาณซิงค์ แต่ที่ $ns=8$ นั้นมีโอกาสที่จะได้รับข้อมูลข่าวสารสูงกว่า ที่ $ns=4$

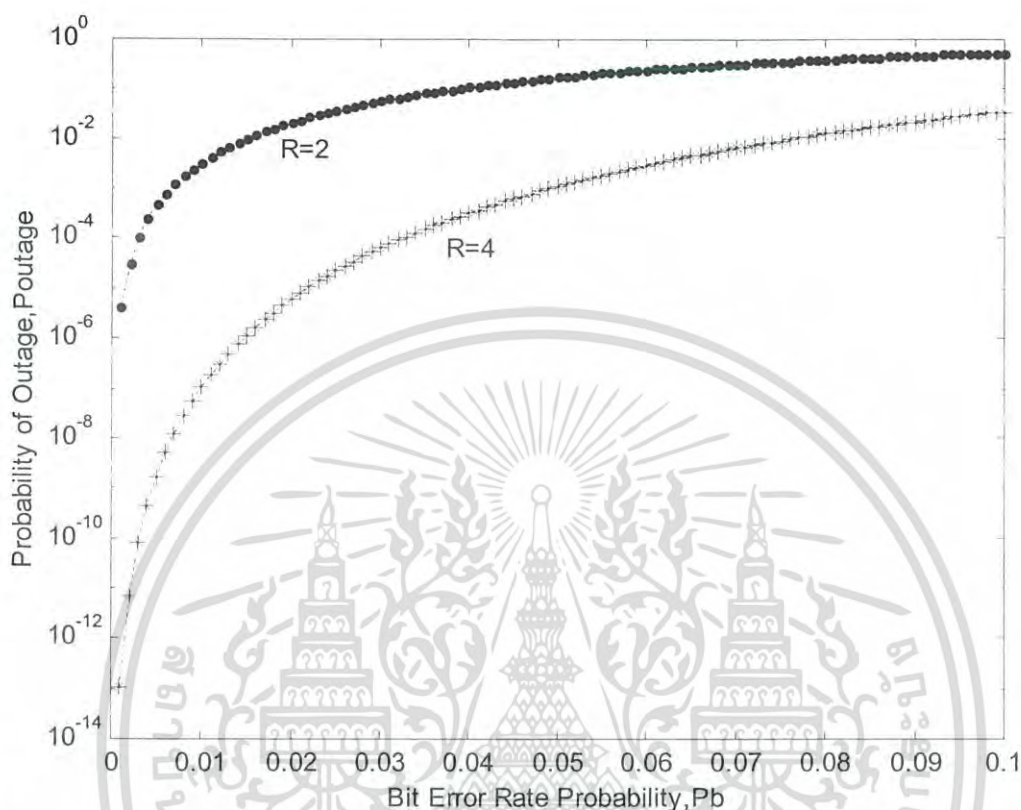
4.7 ค่าอัตราการผิดพลาดบิตที่มีผลต่อการรับสัญญาณซิงโครไนซ์ที่ถูกต้อง



รูปที่ 4.28 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับโอกาสที่จะได้รับสัญญาณซิงโครไนซ์ที่ถูกต้อง โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $y=16$ และผลของการวนซ้ำของซิงค์ข้อมูล (R) ที่ค่าต่าง คือ 2 และ 4

รูปที่ 4.28 เมื่อกำหนดให้ บิตสำหรับซิงค์ข้อมูล (y) เป็น 16 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่า เมื่ออัตราผิดพลาดบิตมีค่าสูงขึ้น โอกาสที่จะได้รับสัญญาณซิงค์ที่ถูกต้องนั้นมียกค่าลดลง แต่ถ้าใช้ค่าการวนซ้ำของซิงค์ข้อมูล (R) ที่สูงขึ้นจะช่วยให้โอกาสที่จะได้รับสัญญาณซิงค์ที่ถูกต้องนั้นมีค่ามากขึ้น

4.8 โอกาสที่เครื่องรับจะมีการสูญเสียการซิงโครไนซ์ ที่ค่าอัตราผิดพลาดบิตค่าต่างๆ



รูปที่ 4.29 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ ระหว่างความน่าจะเป็นของการสูญเสียการซิงโครไนซ์ กับโอกาสที่จะเกิดอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยโดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $y=16$, $m=3$ และผลของการวนซ้ำของซิงค์ข้อมูล (R) ที่ค่าต่าง คือ 2 และ 4

รูปที่ 4.29 เมื่อกำหนดให้ บิตสำหรับซิงค์ข้อมูล (y) เป็น 16 และจำนวนเฟรม (m) เป็น 3 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่า เมื่ออัตราผิดพลาดบิตมีค่าสูงขึ้น โอกาสที่ระบบจะสูญเสียการซิงโครไนซ์มีค่าสูงขึ้น แต่ถ้าใช้ค่าการวนซ้ำของซิงค์ข้อมูล (R) ที่สูงขึ้นจะช่วยให้โอกาสที่จะสูญเสียการซิงโครไนซ์มีค่าลดลง

บทที่ 5

สรุปผลการวิเคราะห์

ระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA) เป็นระบบที่มีคุณสมบัติสามารถแยกสัญญาณรบกวนออกไปได้ และป้องกันการดักฟัง ทำให้ข้อมูลมีความปลอดภัย ซึ่งระบบดังกล่าวมีหลายรูปแบบ แต่ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะทำการศึกษาระบบ SFH-MC-DS-CDMA โดยระบบที่ทำการศึกษาคือประกอบด้วยเครื่องส่ง ช่องสัญญาณ และเครื่องรับ โดยเครื่องส่งจะประกอบไปด้วยลำดับข้อมูล และทำการคูณด้วยลำดับรหัสซึ่งมีรูปแบบเป็นเลขฐานสอง สัญญาณที่ได้จะนำไปทำการมอดูเลตเพื่อส่งข้อมูลให้ได้ระยะทางที่ไกลขึ้น และมีความปลอดภัยจากสัญญาณรบกวนต่างๆ ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ใช้รูปแบบการมอดูเลตเชิงเลขฐานสอง (BPSK) จากนั้นสัญญาณจะส่งผ่านช่องสัญญาณคืออากาศ เนื่องจากการสื่อสารจะมีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นซึ่งกำหนดให้เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN) และจากลักษณะของช่องสัญญาณทำให้เกิดการเฟดดิ้งแบบหลายวิถี เป็นผลทำให้ขนาดและเฟสของสัญญาณมีการผิดเพี้ยนไป ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะใช้แบบจำลองช่องสัญญาณ Nakagami เนื่องจากเป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลอง สอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในเมือง ชนบท และเมืองใหญ่ เป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับการแจกแจงของแอมพลิจูด ซึ่งสามารถอธิบายการเฟดดิ้งแบบอื่นๆได้ด้วยการเปลี่ยนตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) เช่น กรณีตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเท่ากับ 0.5 คือการแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว กรณีที่ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเท่ากับ 1 คือการแจกแจงแบบ Rayleigh และกรณีที่ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเข้าใกล้อนันต์คือสภาวะที่ไม่มีการลดทอนของสัญญาณ จากนั้นสัญญาณจะถูกส่งไปยังเครื่องรับ โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้เครื่องรับแบบเรด ซึ่งใช้การรวมแบบอัตราส่วนสูงสุด (MRC) ทำให้อัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงสุด โดยที่เครื่องรับแบบเรดจะมีตัวชดเชยผลของการประวิงเวลา เฟส และอัตราการลดทอนทางด้านแอมพลิจูด เป็นผลให้การวิเคราะห์ระบบที่ทำการศึกษาคือจะประกอบไปด้วยส่วนของสัญญาณและสัญญาณรบกวน ซึ่งแบ่งออกเป็น 3 ประเภทคือ สัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้งาน การรบกวนระหว่างกันของสัญญาณ และสัญญาณรบกวนอื่นเนื่องมาจากช่องสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก ในการวิเคราะห์นั้นใช้ตัวแปรเสริมคือ ค่าออร์มัลไลซ์อัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ทำการวิเคราะห์ระบบโดยใช้การตีมอดูเลตแบบร่วมนัย (coherent detection) ทำให้ได้ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาด

การใช้เทคนิค SFH-MC-DS-CDMA ในการรับ-ส่งข้อมูลนี้ สามารถลดโอกาสของความผิดพลาดของบิตข้อมูลลงได้ ด้วยเหตุผลที่ทุกความถี่ไม่ได้ทำการส่งตลอดเวลา แต่จะทำการส่งเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงๆ โดยแต่ละช่วงจะมีการควบคุมเป็นลักษณะรูปแบบของการกระโดด ทำให้ได้ค่าอัตราผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่ดี โดยถ้ามีการใช้จำนวนความถี่พาห้อยู่ที่เหมาะสมด้วยแล้วก็จะทำให้ระบบมีการรับ-ส่งข้อมูลด้วยค่าอัตราผิดพลาดบิตที่ดียิ่งขึ้น และในส่วนของ การชิงโครโนส ได้ใช้วิธีการเพิ่มชิงค์บิตเข้าไป ทั้งในช่วงเริ่มต้นของกระบวนการชิงค์ และช่วงของการติดตามสัญญาณ ของการกระโดดของความถี่ และถ้ามีการกำหนดการวนซ้ำ ที่เหมาะสมก็จะทำให้โอกาสที่เครื่องรับ-ส่ง จะสูญเสียการชิงโครโนสนั้นน้อยลง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] S. Kondo and L. B. Milstein, "Performance of multicarrier DS CDMA systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp. 238–246, Feb. 1996.
- [2] "Blind joint soft-detection assisted slow frequency-hopping mul-ticarrier DS-CDMA," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, pp. 1520–1529, Sept. 2000.
- [3] L.-L. Yang and L. Hanzo, "Blind soft-detection assisted frequency-hopping multicarrier DS-CDMA," in *Proc. IEEE GLOBECOM*, Rio de Janeiro, Brazil, Dec. 5–9,, 1999, pp. 842–846.
- [4] N. Nakagami, "The m-distribution, a general formula for intensity distribution of rapid fading," in *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*, W. G. Hoffman, Ed. Oxford, U.K.: Pergamon Press, 1960.
- [5] J. Wang and M. Moeneclaey, "Hybrid DS/SFH-SSMA with predetection diversity and coding over indoor radio multipath Rician-fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 40, pp. 1654–1662, Oct. 1992.
- [6] T. Vlachos and E. Geraniotis, "Performance study of hybrid spread-spec-trum random-access communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, pp. 975–985, June 1991.
- [7] M.-S. Alouini and A. J. Goldsmith, "A unified approach for calculating error rates of linearly modulated signals over generalized fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, pp. 1324–1334, Sept. 1999.
- [8] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 1995.
- [9] M. K. Simon and M. Alouini, "A unified approach to the probability of error for noncoherent and differentially coherent modulations over generalized fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, pp. 1625–1638, Dec. 1998.
- [10] "Performance analysis of noncoherent DS-CDMA systems in a Nakagami fading channel with arbitrary parameters," *IEE Proc. Commun.*, vol. 144, June 1997, pp. 166–172.
- [11] C. C. Kilgus, "Pseudonoise code acquisition using majority logic de-coding," *IEEE Trans. Commun.*, pp. 772–774, June 1973.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

สูตรทั่วไปของการแจกแจงความเข้มของสัญญาณ การแจก
แจงแบบ Nakagami



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแจกแจงแบบนาคากามีเสนอแนวคิดและหลักการทั่วไปของการศึกษาด้านความเข้มของสัญญาณและเกิดการเฟดดิ้งของสัญญาณ วิธีการได้มาของการแจกแจงนี้ได้มาจากทดลองย่านความถี่สูง การแจกแจงแบบนี้จะเหมาะกับชั้นบรรยากาศไอโอโนสเฟียร์ และโทรโพสเฟียร์ สามารถยืนยันได้ว่ามาจากการทดลองและการสังเกต โดยทฤษฎีของการแจกแจงแบบล็อกนอร์มัลเป็นรูปแบบหนึ่งของการแจกแจงแบบนาคากามี นอกจากนี้วิธีการที่นำเสนอจะปรับปรุงเป็นสูตรทั่วไปในการอธิบายการแจกแจงแบบอื่นๆ สุดท้ายแสดงความสัมพันธ์แบบอื่นๆกับการแจกแจงแบบนาคากามีด้วยสูตรของ m และอธิบายค่าตัวแปรเสริมของการแจกแจงแบบนาคากามี

ก.1 บทนำ

ปัจจุบันวิศวกรสื่อสารได้ศึกษาและเน้นความสำคัญรายละเอียดไม่เพียงแต่ด้านความเข้มของสัญญาณ แต่จะมุ่งเน้นผลของการเฟดของสัญญาณทางสถิติ ซึ่งมีการศึกษาทดลองไว้เป็นจำนวนมากและรองรับด้วยทฤษฎีทางด้านความเข้มของสัญญาณภายใต้การเกิดเฟดดิ้งของสัญญาณ ซึ่งได้มีการอธิบายการแจกแจงด้านความเข้มของสัญญาณ ดังนี้

การแจกแจงแบบเรย์เลย์

$$p(R) = \frac{2}{R} \exp(-R^2 / \Omega) \quad (ก.1)$$

โดยที่ $\Omega = \langle R^2 \rangle$ เป็นค่าเฉลี่ยของ R^2 ซึ่งค้นพบโดย Rayleigh และการทดลองของ Pawsey พิสูจน์ด้วยการทดลองยืนยันการแจกแจงแบบเรย์เลย์ในโหมดของการแจกแจง และการกระจายคลื่นการแจกแจงแบบล็อกนอร์มัล

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} e^{-(x-x)^2 / 2\sigma_x^2} \quad (ก.2)$$

โดยที่ x คือความเข้มของสัญญาณในเทอมเดซิเบล (dB) ค้นพบโดย Grosskopf ซึ่งได้มาจากสังเกตในช่วงเวลาที่นานๆ โดยมีค่าทางทฤษฎีสนับสนุนได้ว่าเป็นการแจกแจงซึ่งมีคุณสมบัติของล็อกการิทึมของจำนวนเต็มบวกค่าต่างๆกัน และการแจกแจงแบบ m ได้นำเสนอโดยนาคากามี ซึ่งอธิบายการแจกแจงของสัญญาณในเทอมของค่าเฉลี่ยความเข้มของสัญญาณซึ่งอธิบายการศึกษาของ Grosskopf และใช้ได้ในช่วงที่กว้างกว่า มีสมการดังนี้

$$p(R) = \frac{2m^m R^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} e^{-(m/\Omega)R^2} \quad (ก.3)$$

โดยที่ $\Omega = \langle R^2 \rangle$ และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$m = \frac{\overline{(R^2)^2}}{(R^2 - R^2)^2} \geq \frac{1}{2} \quad (\text{ก.4})$$

เมื่อ m เป็นค่าส่วนกลับของค่าอันอร์เมลไลซ์ของเวเรียนซ์ของ R^2 ซึ่งค้นพบโดยนาคากามิ โดยใช้ในช่วงกว้างของการทดลองย่านความถี่สูง และซึ่งได้ยืนยันผลการศึกษาโดย Wambeck และ Ross โดยการค้นพบนี้ทำให้ยืนยันได้ว่า การแจกแจงแบบเรย์เลย์เหมือนการแจกแจงแบบนาคากามิ เมื่อ $m=1$ และแสดงได้ในรูปแบบดังนี้

$$p(R) = \frac{2R}{\sigma} e^{-(R^2+R_0^2)/\sigma} I_0\left(\frac{2RR_0}{\sigma}\right) \quad (\text{ก.5})$$

และ

$$p(R) = \frac{2R}{\sqrt{\alpha\beta}} e^{-(R^2/2)\left(\frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\beta}\right)} I_0\left[\frac{R^2}{2}\left(\frac{1}{\beta} - \frac{1}{\alpha}\right)\right] \quad (\text{ก.6})$$

ค้นพบโดย Nakagami และ Nakagami กับ Sasaki ตามลำดับ สำหรับในทางทฤษฎีเรียกปัญหาที่พบว่าการแทรกแซงแบบสุ่ม ซึ่งเป็นปัญหาหลักของการเฟดของสัญญาณ ในทางวิศวกรรมสื่อสารแล้ว เรียกว่าการแจกแจงแบบ m และการแจกแจงแบบ q ตามลำดับ นอกจากนี้แล้ว Nakagami Wada และ Fujimura ได้พิสูจน์ว่าการแจกแจงแบบ m จะเป็นผลเฉลยทั่วไปในการแก้ปัญหาทางเวกเตอร์สุ่ม นอกจากนี้แล้วการแจกแจงแบบนาคากามิ m สามารถอธิบายการแจกแจงแบบ n และ q ได้ดี และมีความเหมาะสมโดยที่การแจกแจงแบบ m จะเป็นฟังก์ชันการแจกแจงร่วม (joint distribution) ของตัวแปร 2 ค่าและเป็นไปตามการแจกแจงแบบ m

ก.2 การได้มาซึ่งการแจกแจงแบบ m และคุณสมบัติพื้นฐาน

ก.2.1 การได้มาซึ่งการแจกแจงแบบ m

ก.2.1.1 ช่วงเวลาของการสังเกต

การสังเกตผลของการเฟดของสัญญาณตามลำพัง ตัวอย่างเช่นการไม่คิดผลของการเฟดตัวอย่างซ้ำๆ ระยะเวลาของการสังเกตควรจะเลือกให้เหมาะสมเนื่องจากผลของเฟดตัวอย่างซ้ำๆ จะมีลักษณะเด่นเมื่อเวลาในการศึกษามีค่ามากๆ ดังนั้นในทางสถิติควรจะเลือกช่วงเวลาให้มีค่าน้อยๆ ซึ่งทางปฏิบัติต้องพยายามเลือกช่วงเวลาให้เหมาะสม และความยาวของช่วงเวลานี้จะขึ้นอยู่กับหลายปัจจัยเช่น ความถี่ เส้นทาง ช่วงเวลาในวันนั้นๆ หลังจากทำการศึกษาแล้วจะพบว่าในการทดลองหนึ่งๆ ค่าเวลาที่เหมาะสมคือ 3-7 นาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.2.1.2 เครื่องมือ

ในการทดลองใช้สายอากาศแบบตั้งซึ่งมีความยาว 1.5 เมตร และเอาต์พุตที่ได้จะมีการขยาย การบีบอัดตัวแบบล็อก และการตีเทคชันขอบด้วยแผ่นป้ายเบน (deflecting plate) ของหลอดรังสีแคโทด (cathode ray tube) ซึ่งจะมีการเคลื่อนตำแหน่งของจุดบนจอฟลูออเรสเซนต์ ซึ่งก็คือการแปรผันของสัญญาณ และทำการบันทึกบนแผ่นของจอภาพด้านหน้าของจอ และการแจกแจงแบบนี้ได้มาจากการวัดค่าความหนาแน่นของน้ำยาเคลือบฟิล์มของแผ่น ซึ่งจะได้ค่าคงตัวทางเวลามีค่ามากที่สุดเท่ากับ 2 ms ตัวอย่างผลการสังเกตและการทดลองแสดงดังตาราง

ตารางที่ ก.1 ผลการสังเกตและการทดลองของนาคากามิ

สถานี	ระยะทาง (km)	สัญญาณ	ความถี่ (kHz)	วันที่	จำนวนแผ่น	จำนวนแผ่น m<0.5
Changehum	1,500	JMP2	10,065	Apr.1941	34	0
Pulau	3,200	JRAK	11,740	Oct.1941	15	0
San Francisco	3,240	KNY/	19,080	Nov.1940- Oct.1941	67	1
		KGEN/	9,670	Oct.1941	17	0
		KWU	15,355	Oct.1941	14	0
Berlin	8,900	DFZ	20,020	Apr.1941	19	0
Taipei	2,200	JIB	10,535	Oct.1941- Dec.1941	265	0

ก.2.1.3 การได้มาของฟังก์ชันการแจกแจง

จากผลการทดลองนำไปแสดงความสัมพันธ์ด้วยกราฟในแกนล็อก-ล็อก ซึ่งก็คือพิกัดที่หนึ่งและพิกัดที่สอง ซึ่งแทนด้วยเส้นตรงที่มีความชันเป็นค่า m ต่างๆดังรูป ก.1 ซึ่งแสดงฟังก์ชันได้ดังนี้

$$p'(x) = \exp \left[m \left(1 + \frac{2x}{m} - e^{2x/m} \right) \right] \quad (\text{ก.7})$$

โดยที่ x คือ ความเข้มของสัญญาณเป็น เดซิเบล และ m คือ $20 \log_{10} e = 8.686$ จากนั้น ทำการนอร์มัลไลซ์สมการที่ (ก.7) แล้วแปลงเป็น เดซิเบล จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$p(x) = \frac{2m^m}{M\Gamma(m)} \exp\left[m\left(\frac{2x}{M} - e^{2x/m}\right)\right] \quad (\text{ก.8})$$

จากตารางที่ ก.1 จะเห็นได้ว่ามีค่า m ที่เป็นไปตามเงื่อนไขคือ

$$m \geq \frac{1}{2} \quad (\text{ก.9})$$

โดยการแปลงจาก $e^{x/M} = X = R/\Omega^{1/2}$ ซึ่ง $\Omega = \langle R^2 \rangle$ เป็นค่าเฉลี่ยของค่ากำลังสองของความเข้มของสัญญาณ สุดท้ายจะได้การแจกแจงดังนี้

$$p(x) = \frac{2m^m x^{2m-1} e^{-mx^2}}{\Gamma(m)} = M(x, m, 1) \quad (\text{ก.10})$$

โดยความสัมพันธ์ระหว่าง $M(x, m, 1)$ และตัวแปรสุ่ม (x) แสดงได้ดังรูปที่ ก.2 และสมการที่ ก.10 จัดรูปใหม่ได้ว่า

$$p(R) = \frac{2m^m R^{2m-1} e^{-(m/\Omega)R^2}}{\Gamma(m)\Omega^m} = M(R, m, \Omega) \quad (\text{ก.11})$$

โดยสมการที่ ก.11 เป็นการรวมกรณีที่เป็นการแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว เมื่อ $m=0.5$ และการแจกแจงแบบเรย์เลย์เมื่อ $m=1$ ตามลำดับ

ก.3 คุณสมบัติของการแจกแจงแบบ m

ก.3.1 ค่ามากที่สุดของ $M_z(x, m, 0)$

$$p(0) = \frac{2m^m}{M\Gamma(m)e^m} = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{2m}{\pi}} \quad (\text{ก.12})$$

ที่ $x=0$ หรือ $R=\Omega^{1/2}$

จากสมการที่ ก.12 ถ้า $x \leq M$ ทำให้ $M_z(x, m, 0)$ มีค่าเข้าใกล้การแจกแจงแบบล็อกนอร์มัล

$$p(x) = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{2m}{\pi}} \exp\left[-2m\left(\frac{x}{M}\right)^2\right] \quad (\text{ก.13})$$

นอกจากนี้ $M_z(x, m, 0)$ สามารถแสดงได้ในรูปแบบทั่วไปดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$p(\tau) = \frac{2m^m}{M\Gamma(m)} \exp\left[m\left(\frac{2(\tau - \tau_0)}{M} - \exp(2(\tau - \tau_0)/M)\right)\right] = u_\tau(\tau, m, \tau_0) \quad (\text{ก.14})$$

โดยที่ τ และ τ_0 เป็นความเข้มของสัญญาณใน dB และ $R = \Omega^{1/2}$ ซึ่งมีค่าความเข้มเป็น 1 และ ฟังก์ชันการแจกแจงรวม จะกำหนดดังนี้

$$M(x, m) = \int_{-\infty}^x M_z(x, m, 0) dx \quad (\text{ก.15})$$

สมการฟังก์ชันคุณลักษณะ

$$\Phi(z) = \int_{-\infty}^{\infty} u_z(x, m, 0) e^{-2x} dx = \frac{\Gamma\left(m - \frac{M}{2}z\right)}{\Gamma(m)} m^{\left(\frac{M}{2}\right)z} \quad (\text{ก.16})$$

โมเมนต์และแวลเรียนซ์

$$\overline{R^n} = \frac{\Gamma\left(m + \frac{n}{2}\right)}{\Gamma(m)} \left(\frac{\Omega}{m}\right)^{\frac{n}{2}}, \overline{R^{2n}} = \left(\frac{\Omega}{m}\right)^n (m+n-1)(m+n-2) \dots m \quad (\text{ก.17})$$

$$V(R^2) = \frac{\Omega^2}{m}, V(R) = \Omega \left[1 - \frac{\left(\Gamma\left(m + \frac{1}{2}\right)\right)^2}{\sqrt{m}\Gamma(m)} \right] \cong \frac{\Omega}{5m} \quad (\text{ก.18})$$

โดยที่ n และ n เป็นจำนวนเต็มบวก และ สำหรับโมเมนต์และแวลเรียนซ์จัดรูปในหน่วย dB แสดงได้ดังนี้

$$\overline{x} = \frac{M}{2} \{\varphi(m) - \log_e m\} \quad (\text{ก.19})$$

$$\overline{x^2} = \left(\frac{M}{2}\right)^2 \{\varphi(m) - \log_e m\}^2 + \varphi'(m) \quad (\text{ก.20})$$

$$\overline{x^3} = \left(\frac{M}{2}\right)^3 \left\{ [\varphi(m) - \log_e m]^3 + 3\varphi'(m)[\varphi(m) - \log_e m] + \varphi''(m) \right\} \quad (\text{ก.21})$$

โดยที่ $\varphi(x)$, $\varphi(x)'$ และ $\varphi(x)''$ คือ ฟังก์ชันแกมมาลำดับที่สอง แกมมาลำดับที่สาม และ แกมมาลำดับที่สี่ ตามลำดับ

ก.3.2 ตัวแปรเสริม m

ตัวแปรเสริม m แสดงได้ในพจน์ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$m = \frac{\Omega^2}{V(R^2)} = \frac{1}{V_N(R^2)} \quad (\text{ก.22})$$

โดย $V_N(R^2)$ คือ นอร์มัลไลซ์แวลวเเรียนซ์ของ R^2 ดังนั้น m คือส่วนกลับค่านอร์มัลไลซ์แวลวเเรียนซ์ของ R^2 ความสัมพันธ์ในการเฟดของสัญญาณในช่วง $N(P)$ หรือ X_2-X_1

$$P = \int_{-\infty}^{x_1} M_z(x, m, 0) dx = \int_{x_2}^{\infty} M_z(x, m, 0) dx \quad (\text{ก.23})$$

จากการวิเคราะห์เชิงตัวเลขได้ว่า

$$N(P) = 10 \left(\frac{1}{m} + 0.2 \right) \log_{10} \frac{1}{P} + 1.5 \text{dB}, (m < 8) \quad (\text{ก.24})$$

จะเห็นได้ว่า $N(P)$ เป็นสัดส่วนเชิงเส้นกับ $1/m$ หรือรูปร่างเฟดดิ้ง (fading figure)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

ทฤษฎีความน่าจะเป็น และ กระบวนการเฟ้นสุ่ม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข.1 ทฤษฎีความน่าจะเป็น และ กระบวนการเฟ้นสุ่ม

ทฤษฎีความน่าจะเป็นและกระบวนการเฟ้นสุ่ม (stochastic process) เป็นเครื่องมือทางคณิตศาสตร์ที่สำคัญในการออกแบบระบบสื่อสารแบบดิจิทัล ซึ่งเป็นส่วนสำคัญในแบบจำลองทางสถิติของแหล่งกำเนิดที่สร้างข้อมูล ในการแปลงเป็นเชิงเลข (digitization) ของแหล่งกำเนิดเอาต์พุต (output) ในการอธิบายคุณสมบัติของช่องสัญญาณที่ทำการส่งสัญญาณทางดิจิทัลออกไป ในการออกแบบเครื่องรับที่จะทำการประมวลผลข้อมูลที่ผ่านมาทางช่องสัญญาณและในการหาค่าสมรรถนะของระบบสื่อสาร ในหัวข้อนี้จะทำการกล่าวถึงคำนิยามและพื้นฐานของทฤษฎีความน่าจะเป็นและ กระบวนการเฟ้นสุ่มและกล่าวถึงส่วนที่มีความสำคัญในการออกแบบระบบสื่อสารดิจิทัลที่มีคุณภาพและในการวิเคราะห์ค่าสมรรถนะของระบบ

ข.1.1 ความน่าจะเป็น

พิจารณาการทดลอง โดยการทอดลูกเต๋ากับจำนวนผลลัพธ์ที่เป็นไปได้ในเอกภพสัมพัทธ์ s ของการทดลองประกอบไปด้วย เซต ที่ประกอบไปด้วยสมาชิกที่เป็นผลลัพธ์ที่เป็นไปได้ในที่นี้

$$s = \{1,2,3,4,5,6\} \quad (ข.1)$$

โดยที่จำนวนเต็ม $1, \dots, 6$ แสดงถึงจำนวนจุดบนหน้าลูกเต๋าสี่ค่าทั้ง 6 นี้เป็นสมาชิกในเอกภพสัมพัทธ์ของการทดลอง เหตุการณ์ที่เป็นเซตย่อยของ s ประกอบด้วยสมาชิกที่เป็นส่วนหนึ่งของเอกภพสัมพัทธ์ของการทดลอง ตัวอย่างเช่นพิจารณาเหตุการณ์ A

$$A = \{2,4\} \quad (ข.2)$$

ซึ่งประกอบไปด้วยสมาชิกคือ $\{2,4\}$ คอมพลีเมนต์ของ A เขียนเป็น \bar{A} คือสมาชิกที่อยู่ใน s แต่ไม่อยู่ใน A เขียนได้เป็น

$$\bar{A} = \{1,3,5,6\} \quad (ข.3)$$

เหตุการณ์ 2 เหตุการณ์กล่าวว่าจะเป็น เหตุการณ์ไม่เกิดร่วมกัน (mutually exclusive event) กันถ้าเหตุการณ์ทั้ง 2 ไม่มีสมาชิกร่วมกัน เช่นถ้าเหตุการณ์ B คือ

$$B = \{1,3,6\} \quad (ข.4)$$

นั่นคือเหตุการณ์ A และ B เป็น เหตุการณ์ไม่เกิดร่วมกัน ในทำนองเดียวกัน A และ \bar{A} ก็เป็นเหตุการณ์ที่ เหตุการณ์ไม่เกิดร่วมกัน

การยูเนียนของเหตุการณ์ 2 เหตุการณ์ จะเป็นเหตุการณ์ที่ประกอบไปด้วยสมาชิกรวมของเหตุ

การณ์ทั้ง 2 เช่นกำหนดเหตุการณ์ C เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C = \{1,2,3\} \quad (ข.5)$$

ให้ D เป็นผลของการยูเนียนเหตุการณ์ B และ C จะได้ว่า

$$\begin{aligned} D &= B \cup C \\ D &= \{1,2,3,6\} \end{aligned} \quad (ข.6)$$

ในการทำงานเดียวกัน $A \cup \bar{A} = s$ จะได้เอกภพสัมพัทธ์ของเหตุการณ์ ในทางกลับกันการ อินเตอร์เซกชัน ของเหตุการณ์ 2 เหตุการณ์ จะได้เหตุการณ์ที่เป็นสมาชิกร่วมของเหตุการณ์ทั้ง 2 เช่น ถ้าให้ $E = B \cap C$ จะได้ว่า

$$E = \{1,3\} \quad (ข.7)$$

เมื่อเหตุการณ์ทั้ง 2 เป็น เหตุการณ์ไม่เกิดร่วมกันผลของการอินเตอร์เซกชันจะได้เซตว่าง ϕ เช่น $A \cap B = \phi$ ซึ่งผลของการยูเนียนและอินเตอร์เซกชันสามารถนำไปใช้กับกรณีที่มีมากกว่า 2 เหตุการณ์ได้เช่นกัน

โอกาสของการเกิดเหตุการณ์ใด ๆ คือค่าความน่าจะเป็นของเหตุการณ์นั้น ซึ่งสอดคล้องกับสัญพจน์ดังต่อไปนี้

สัญพจน์ที่ 1 $P(A) \geq 0$ สำหรับทุกเหตุการณ์ A

สัญพจน์ที่ 2 $P(s) = 1$ สำหรับทุกเหตุการณ์ s

ถ้า $A_i, i=1,2,\dots$ เป็นเหตุการณ์ที่เป็นเหตุการณ์ไม่เกิดร่วมกัน ทั้งหมดในเอกภพสัมพัทธ์ s นั้น คือ

$$A_i \cap A_j = \phi \quad (ข.8)$$

โดยที่ $i \neq j=1,2,\dots$ ดังนั้นความน่าจะเป็นของยูเนียนของเหตุการณ์ที่เป็นเหตุการณ์ไม่เกิดร่วม ดังกล่าวจะมีเงื่อนไขดังนี้

$$P\left(\bigcup_i A_i\right) = \sum_i P(A_i) \quad (ข.9)$$

ข.1.2. เหตุการณ์ร่วมและความน่าจะเป็นร่วม (joint events and joint probability)

เมื่อทำการทดลอง 2 การทดลองและพิจารณาผลลัพธ์ที่ได้เช่นการทดลองทั้งสองอาจเป็นการ ทอดลูกเต๋าลูกเดียว 2 ครั้ง หรือการทอดลูกเต๋า 2 ลูก 1 ครั้ง ในแต่ละกรณีเอกภพสัมพัทธ์ s จะ ประกอบไปด้วยสมาชิก 36 สมาชิก ซึ่งแสดงได้โดยพิกัด (i,j) โดย $i,j=1,2,\dots,6$ ถ้ากำหนดให้ลูกเต๋าดังกล่าวมีความน่าจะเป็นของการเกิดหน้าต่างๆเท่ากัน ดังนั้นแต่ละสมาชิกในเอกภพสัมพัทธ์ จะมี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความน่าจะเป็นเท่ากับ $1/36$ เราอาจพิจารณาถึงเหตุการณ์ร่วมเช่น $\{i \text{ เป็นจำนวนคู่}, j=3\}$ และหาความน่าจะเป็นของเหตุการณ์ดังกล่าวได้

โดยทั่วไปการทดลองที่ 1 มีผลลัพธ์ที่ได้คือ $A_i, i=1,2,\dots,n$ และการทดลองที่ 2 มีผลลัพธ์ที่ได้คือ $B_j, j=1,2,\dots,m$ ดังนั้นการทดลองร่วมจะได้ผลลัพธ์คือ $(A_i, B_j), i=1,2,\dots,n$ และ $j=1,2,\dots,m$ ให้ความน่าจะเป็นของผลลัพธ์ร่วม (A_i, B_j) คือ $P(A_i, B_j)$ ซึ่งตรงกับเงื่อนไขดังนี้คือ

$$0 \leq P(A_i, B_j) \leq 1 \quad (\text{ข.10})$$

สมมติให้ผลลัพธ์ $B_j, j=1,2,\dots,m$ เป็นเหตุการณ์ไม่เกิดร่วมจะได้ว่า

$$\sum_{j=1}^m P(A_i, B_j) = P(A_i) \quad (\text{ข.11})$$

ในทำนองเดียวกัน $A_i, i=1,2,\dots,n$ เป็นเหตุการณ์ไม่เกิดร่วมจะได้ว่า

$$\sum_{i=1}^n P(A_i, B_j) = P(B_j) \quad (\text{ข.12})$$

และถ้าผลลัพธ์ของการทดลองทั้ง 2 เป็นเหตุการณ์ไม่เกิดร่วมกันดังนั้น

$$\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m P(A_i, B_j) = 1 \quad (\text{ข.13})$$

ซึ่งสามารถนำไปใช้กับการทดลองมากกว่า 2 การทดลองได้

ข.1.3 ความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไข

พิจารณาเหตุการณ์ร่วมที่มีความน่าจะเป็นคือ $P(A,B)$ สมมติให้เหตุการณ์ B เกิดขึ้นแล้วและต้องการแสดงความน่าจะเป็นของการเกิดเหตุการณ์ A เรียกว่าความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไขของเหตุการณ์ A เมื่อเกิดเหตุการณ์ B ขึ้นแสดงได้โดย

$$P(A|B) = \frac{P(A,B)}{P(B)} \quad \text{โดย } P(B) > 0 \quad (\text{ข.14})$$

ในทำนองเดียวกันความน่าจะเป็นของเหตุการณ์ B เมื่อเกิดเหตุการณ์ A ขึ้นคือ

$$P(B|A) = \frac{P(A,B)}{P(A)} \quad \text{โดย } P(A) > 0 \quad (\text{ข.15})$$

ความสัมพันธ์ของเหตุการณ์ทั้ง 2 แสดงได้โดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P(A, B) = P(A|B)P(B) = P(B|A)P(A) \quad (ข.16)$$

ข.1.4 การมีอิสระเชิงสถิติ (Statistical Independence)

พิจารณาเหตุการณ์ A และ B และความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไข $P(A|B)$ สมมติว่าเหตุการณ์ A ไม่ขึ้นอยู่กับการเกิดของเหตุการณ์ B จะได้ว่า

$$\begin{aligned} P(A|B) &= P(A) \\ P(A, B) &= P(A)P(B) \end{aligned} \quad (ข.17)$$

เมื่อเหตุการณ์ A และ B เป็นไปตามเงื่อนไขดังกล่าว เหตุการณ์ A และ B จะเป็นเหตุการณ์อิสระเชิงสถิติต่อกัน

ข.1.5 ตัวแปรสุ่ม การแจกแจงของความน่าจะเป็น และความหนาแน่นของการแจกแจงของความน่าจะเป็น

พิจารณาการทดลองที่มีเอกภพสัมพัทธ์ S และให้ $s \in S$ กำหนดให้ $X(s)$ มีโดเมนคือ S ซึ่งมีพิสัย (range) คือเซตของจำนวนจริง ดังนั้นเรียก $X(s)$ ว่าตัวแปรสุ่ม เช่นทำการทอยเหรียญผลัดทิ้งที่เป็นไปได้จะเป็นหัว (H) และก้อย (T) ดังนั้น S ประกอบไปด้วยสมาชิก 2 ตัวคือ H และ T สมมติให้ $X(s)$ คือ

$$X(s) = \begin{cases} 1, (s = H) \\ -1, (s = T) \end{cases} \quad (ข.18)$$

ดังนั้นสามารถโยงผลลัพธ์ที่เป็นไปได้ทั้งสองของการทอยเหรียญกับจุดทั้งสอง (1 -1) บนแกนจำนวนจริงได้

พิจารณาตัวแปรสุ่ม X ที่เหตุการณ์ $\{X \leq x\}$ โดย x คือจำนวนจริงใดๆ ในช่วง $(-\infty, +\infty)$ ดังนั้นความน่าจะเป็นของเหตุการณ์ดังกล่าวแสดงได้โดย $P(X \leq x)$ หรือ $F(x)$ นั่นคือ

$$F(x) = P(X \leq x), (-\infty < x < \infty) \quad (ข.19)$$

เรียก $F(x)$ ว่าฟังก์ชันการแจกแจงของความน่าจะเป็น (Probability Distribution Function) ของตัวแปรสุ่ม X หรือเรียกอีกอย่างได้ว่า ฟังก์ชันการแจกแจงสะสม (Cumulative Distribution Function: CDF) คุณสมบัติของ $F(x)$

- 1) $0 \leq F(x) \leq 1$
- 2) $F(x_1) \leq F(x_2)$ ถ้า $x_1 \leq x_2$
- 3) $F(-\infty) = 0$
- 4) $F(+\infty) = 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการหาค่าเชิงอนุพันธ์ของ $F(x)$ แสดงได้โดย $p(x)$ ซึ่งเรียกว่าความหนาแน่นของการแจกแจงของความน่าจะเป็น (Probability Density Function:PDF) ของตัวแปรสุ่ม X ดังนั้น

$$p(x) = \frac{dF(x)}{dx}, (-\infty < x < +\infty) \quad (1.20)$$

หรือ

$$F(x) = \int_{-\infty}^x p(x)dx, (-\infty < x < +\infty) \quad (1.21)$$

และ

$$\begin{aligned} p(x_1 \leq X \leq x_2) &= p(X \leq x_2) - p(X \leq x_1) \\ &= F(x_2) - F(x_1) \\ &= \int_{x_1}^{x_2} p(x)dx \end{aligned} \quad (1.22)$$

คุณสมบัติของ PDF

$$1) p(x) \geq 0$$

$$2) \int_{-\infty}^{+\infty} p(x)dx = F(+\infty) - F(-\infty) = 1$$

ข.1.6 การหาค่าเฉลี่ยทางสถิติของตัวแปรสุ่ม

พิจารณาตัวแปรสุ่ม X ซึ่งมี PDF คือ $p(x)$ ค่าเฉลี่ยหรือค่าคาดคะเนของ X แสดงได้โดย

$$E(x) \equiv m_x = \int_{-\infty}^{\infty} xp(x)dx \quad (1.23)$$

โดย $E()$ แสดงถึงค่าคาดคะเน ซึ่งเป็นโมเมนต์แรกของตัวแปรสุ่ม X สำหรับกรณีของโมเมนต์ที่ m แสดงได้โดย

$$E(x^m) = \int_{-\infty}^{+\infty} x^m p(x)dx \quad (1.24)$$

กำหนดให้ $Y=g(X)$ โดย $g(X)$ คือ ฟังก์ชันใดๆของตัวแปรสุ่ม X ค่าคาดคะเนของ Y คือ

$$E(y) = E[g(x)] = \int_{-\infty}^{+\infty} g(x)p(x)dx \quad (1.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าให้ $Y=(x-x_0)^n$ จะได้ว่า

$$E[(x-x_0)^n] = \int_{-\infty}^{+\infty} (x-x_0)^n p(x) dx \quad (ข.26)$$

ถ้า x_0 เป็นค่าคาดคะเนของตัวแปรสุ่ม X หรือ m_x แทนค่าลงไปจะได้ว่า

$$E[(x-m_x)^n] = \int_{-\infty}^{+\infty} (x-m_x)^n p(x) dx \quad (ข.27)$$

เรียกสมการที่ ข.27 ว่าเป็นค่าโมเมนต์กลางของตัวแปรสุ่ม X และถ้าให้ $n=2$ สมการที่ ข.27 จะเรียกว่า ความแปรปรวน (variance) ของตัวแปรสุ่มแสดงได้โดย σ_x^2 นั่นคือ

$$\sigma_x^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} (x-m_x)^2 p(x) dx = E(X^2) - m_x^2 \quad (ข.28)$$

ในกรณีของตัวแปรสุ่ม 2 ตัว X_1 และ X_2 ซึ่งมี PDF ร่วมคือ $p(x_1, x_2)$ ทำการแสดงโมเมนต์ร่วมคือ

$$E[(X_1^k X_2^n)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} x_1^k x_2^n p(x_1, x_2) dx_1 dx_2 \quad (ข.29)$$

และโมเมนต์ศูนย์กลางร่วมคือ

$$E[(X_1 - m_1)^k (X_2 - m_2)^n] = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (x_1 - m_1)^k (x_2 - m_2)^n p(x_1, x_2) dx_1 dx_2 \quad (ข.30)$$

โดย $m_i = E(X_i)$ ในกรณีที่ $k=n=1$ สมการ ข.29 และ ข.30 จะเรียกว่า สหสัมพันธ์ (correlation) และความแปรปรวนร่วมเกี่ยว (covariance) ของตัวแปรสุ่ม x_1 และ x_2 ตามลำดับ

ถ้าตัวแปรสุ่มทั้งสองไม่สหสัมพันธ์กัน (uncorrelated) คือ $E(X_1 X_2) = E(X_1) E(X_2) = m_1 m_2$ ซึ่งทำให้ค่า ความแปรปรวนร่วมเกี่ยว นั่นคือถ้าตัวแปรสุ่ม X_1 และ X_2 เป็นอิสระต่อกันและถ้า $E(X_1 X_2) = 0$ กล่าวได้ว่าตัวแปรสุ่ม X_1 และ X_2 มีลักษณะเชิงตั้งฉากต่อกัน (orthogonal)

ข.1.7 ฟังก์ชันของ สหสัมพันธ์ และ ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมโดยการหาค่าเฉลี่ยทั้งชุดเชิงสถิติ (Correlation and Power Spectrum Density Function by Ensemble Averaging)

โดยปกติทั่วไปตัวแปรสุ่มมักขึ้นอยู่กับเวลาตัวอย่างเช่น สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในตัวความต้านทานของอุปกรณ์ อิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับเวลา สัญญาณเอาต์พุตของแหล่งกำเนิดที่สร้างข้อมูลซึ่งเป็นลักษณะตัวแปรสุ่มที่ขึ้นอยู่กับเวลาเช่นกัน หรือ สัญญาณเสียงที่ส่งไปยังช่องเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณโทรศัพท์ก็เป็นตัวแปรสุ่มที่ขึ้นอยู่กับเวลาเช่นกัน ดังนั้นจึงต้องพิจารณาถึงคุณสมบัติของตัวแปรสุ่มที่ขึ้นอยู่กับเวลา ดังนี้

ค่าคาดคะเนของตัวแปรสุ่ม $X(t)$

$$\mu_x(t) = E[X(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) p_x[x(t)] dx(t) \quad (ข.31)$$

ค่าฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ (Autocorrelation function) ของตัวแปรสุ่ม $X(t)$ แสดงได้โดย $R_{xx}(t_1, t_2)$

$$R_{xx}(t_1, t_2) = E[X(t_1)X(t_2)] = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t_1)x(t_2) p_x(x(t_1), x(t_2)) dx(t_1) dx(t_2) \quad (ข.32)$$

ค่าความแปรปรวนร่วมเกี่ยวกับตัวเอง (Autocovariance function) ของตัวแปรสุ่ม $X(t)$ แสดงได้โดย

$Cov_{xx}(t, t+\tau)$

$$\begin{aligned} Cov_{xx}(t, t+\tau) &= E[(X(t) - \mu_x(t))(X(t+\tau) - \mu_x(t+\tau))] \\ &= R_{xx}(t, t+\tau) - \mu_x(t)\mu_x(t+\tau) \\ &= \sigma_{xx}^2(t, t+\tau) \end{aligned} \quad (ข.33)$$

ค่าสัมประสิทธิ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ (Autocorrelation coefficient) ของตัวแปรสุ่ม $X(t)$

$$p_{xx}(t, t+\tau) = \frac{Cov_{xx}(t, t+\tau)}{[Cov_{xx}(t, t)Cov_{xx}(t+\tau, t+\tau)]^{1/2}} \quad (ข.34)$$

ข.2 กระบวนการฟันสุ่ม

ตัวแปรสุ่มที่มีความต่อเนื่องทางเวลา $X(t)$ เป็นตัวแปรสุ่มที่ไม่แปรตามเวลา (Stationary) แบบคงที่ในแนวแคบ (narrow sense stationary) ถ้าที่ทุกจำนวนเต็มบวก n ค่า pdf. กำลังที่ n ไม่ขึ้นอยู่กับเวลาที่เลื่อนไป τ นั่นคือที่ $n \geq 1$

$$P_x[x(t_1), x(t_2), \dots, x(t_n)] = P_x[x(t_1 + \tau), x(t_2 + \tau), \dots, x(t_n + \tau)] \quad (ข.35)$$

ดังนั้น คุณสมบัติทางสถิติจะไม่ขึ้นอยู่กับเวลา เนื่องจาก pdf. รวม ไม่ขึ้นอยู่กับเวลาเริ่มต้นนั่นเอง แต่จะขึ้นอยู่กับความแตกต่างของเวลาที่ใช้ในการสังเกต

ตัวแปรสุ่มที่มีความต่อเนื่องทางเวลา $X(t)$ เป็นแบบคงที่ในแนวกว้าง (wide sense stationary) จะมีค่าคาดคะเนที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา และค่าฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ที่ขึ้นอยู่กับความแตกต่างของเวลา t_1 และ t_2 เท่านั้น นั่นคือ

$$\mu_x(t) = \mu_x \quad \text{โดยที่ } \mu_x \text{ มีค่าคงที่}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_{XX}(t, t + \tau) = R_{XX}(\tau) \text{ สำหรับทุก } t \text{ และ } \tau$$

กล่าวได้ว่าทุกกระบวนการสุ่มแบบคงที่ (strict sense stationary random process) เป็นตัวแปรสุ่มที่ไม่แปรตามเวลาในแนวกว้างและในทางกลับกันถ้ากระบวนการสุ่มไม่เป็นตัวแปรสุ่มที่ไม่แปรตามเวลาในแนวกว้างก็จะเป็นตัวแปรสุ่มแบบไม่คงที่ (nonstationary) และถ้า $\tau=0$ จะได้

$$R_{XX}(0) = E[X^2(t)] \quad (ข.36)$$

ซึ่งให้ค่าพลังงานเฉลี่ยของกระบวนการสุ่มค่าความแปรปรวมร่วมเกี่ยวกับตัวเอง (auto covariance) สำหรับกระบวนการสุ่มแบบคงที่แนวกว้าง คือ

$$Cov_{XX}(\tau) = R_{XX}(\tau) - \mu_X^2 = \sigma_{XX}^2(\tau) \quad (ข.37)$$

ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (autocorrelation coefficient) สำหรับกระบวนการสุ่มแบบคงที่แนวกว้าง คือ

$$p_{XX}(\tau) = \frac{\sigma_{XX}^2(\tau)}{\sigma_{XX}(0)\sigma_{XX}(0)} = \frac{\sigma_{XX}^2(\tau)}{\sigma_{XX}^2(0)} \quad (ข.38)$$

โดย $Cov_{XX}(t, t) = Cov_{XX}(t + \tau, t + \tau) = Cov_{XX}(0, 0) = \sigma_{XX}^2(0)$ สำหรับกระบวนการสุ่มแบบคงที่แนวกว้าง

คุณสมบัติของฟังก์ชันสหสัมพันธ์

- 1) ค่าสหสัมพันธ์ที่ $\tau=0$ จะเป็นค่ากำลังเฉลี่ยของ กระบวนการสุ่ม
- 2) ค่าสหสัมพันธ์ ของตัวแปรสุ่มจำนวนจริงแบบคงที่แนวกว้าง เป็นฟังก์ชันคู่คือ

$$R_{XX}(\tau) = R_{XX}(-\tau)$$

- 3) ค่าสหสัมพันธ์ ของตัวแปรสุ่มจำนวนจริงแบบคงที่ในแนวกว้างจะให้ค่าสูงสุดที่จุดกำเนิด คือ

$$|R_{XX}(\tau)| \leq R_{XX}(0)$$

- 4) ค่าคาดคะเนของตัวแปรสุ่มที่ต่อเนื่องทางเวลา $X(t)$ และ $Y(t)$ เรียกว่า ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างตัวแปรสุ่มทั้งสอง

$$R_{XY}(t, t + \tau) = E[X(t)Y(t + \tau)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} X(t)Y(t + \tau)p_{XY}(X(t), Y(t + \tau))dX(t)dY(t + \tau) \quad (ข.39)$$

และ

$$R_{YX}(t, t + \tau) = E[Y(t)X(t + \tau)] \quad (ข.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5) ค่า ความแปรปรวนร่วมเกี่ยวข้าม (Cross Covariance) คือ

$$\begin{aligned} Cov_{XY}(t, t + \tau) &= E[(X(t) - \mu_X(t))(Y(t + \tau) - \mu_Y(t + \tau))] \\ &= R_{XY}(t, t + \tau) - \mu_X(t)\mu_Y(t + \tau) \\ &= \sigma_{XY}^2(t, t + \tau) \end{aligned} \quad (ข.41)$$

6) ค่าสัมประสิทธิ์ความแปรปรวนร่วมเกี่ยวข้าม สำหรับตัวแปรสุ่มที่มีความต่อเนื่องทางเวลา คือ

$$p_{XY}(t, t + \tau) = \frac{Cov_{XY}(t, t + \tau)}{[Cov_{XY}(t, t)Cov_{XY}(t + \tau, t + \tau)]^{1/2}} \quad (ข.42)$$

7) ตัวแปรสุ่ม $X(t)$ และ $Y(t)$ จะมีลักษณะคงที่ร่วมแบบแท้จริง ถ้าทุกจำนวนเต็ม n ค่า pdf. ลำดับที่ n ไม่ขึ้นอยู่กับการเวลาที่เลื่อนไป τ ถ้าตัวแปรสุ่มทั้ง 2 เป็นคงที่ร่วมแบบแท้จริงดังนั้น แต่ละตัวจะมีลักษณะคงที่แบบแท้จริง

8) ตัวแปรสุ่ม $X(t)$ และ $Y(t)$ จะเป็นมีลักษณะคงที่ร่วมในแนวกว้างถ้ามีเงื่อนไขดังนี้

8.1) ทั้ง $X(t)$ และ $Y(t)$ ต่างมีลักษณะคงที่ในแนวกว้าง

8.2) $R_{XY}(t, t + \tau) = R_{XY}(\tau)$

ถ้าตัวแปรสุ่มทั้ง 2 มีลักษณะคงที่ในแนวกว้างดังนั้นแต่ละตัวแปรจะไม่ขึ้นกับเวลาในแนวกว้าง คุณสมบัติของฟังก์ชันสหสัมพันธ์โดยสมมติให้ตัวแปรสุ่มทั้ง 2 มีลักษณะคงที่ร่วมในแนวกว้าง

1) $R_{XY}(\tau) = R_{XY}(-\tau)$ เป็น ปฏิสมมาตร (Antisymmetric)

2) $|R_{XY}(\tau)| \leq \frac{1}{2} [R_{XX}(0) + R_{YY}(0)]$

3) $|R_{XY}(\tau)|^2 \leq R_{XX}(0) + R_{YY}(0)$

4) ค่า ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ข้าม ที่ตำแหน่ง $\tau=0$ จะไม่ใช่ค่าสูงสุด

5) ตัวแปรสุ่ม $X(t)$ และ $Y(t)$ มีความสัมพันธ์แบบไม่สหสัมพันธ์ (Uncorrelation) ถ้า

$Cov_{XY}(t, t + \tau) = 0$ สำหรับทุก t และ τ นั่นคือ $R_{XY}(t, t + \tau) = \mu_X(t)\mu_Y(t + \tau)$ สำหรับทุก t และ τ

ข.3 ฟังก์ชันความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (Power Spectral Density Function: psd)

psd สำหรับกระบวนการสุ่มแบบคงที่ในแนวกว้างแบบต่อเนื่องทางเวลาและเป็นจำนวนจริง $X(t)$ คือผลการแปลงฟูเรียร์ของ ฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ตัวเอง ของ กระบวนการสุ่ม คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{XX}(\omega) = S_{XX}(2\pi f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{XX}(\tau) e^{j\omega\tau} d\tau \quad (ข.43)$$

โดย

$$R_{XX}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{XX}(f) e^{j\omega\tau} df = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{XX}(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega \quad (ข.44)$$

ซึ่งมีคุณสมบัติดังนี้

- 1) psd เป็นฟังก์ชันคู่ เป็นจำนวนจริง และเป็นค่าบวก
- 2) ค่ากำลังเฉลี่ย ของ $X(t)$ คือ

$$R_{XX}(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{XX}(f) df = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{XX}(\omega) d\omega \geq 0 \quad (ข.45)$$

นั่นคือค่ากำลังเฉลี่ยของกระบวนการสุ่มคืออินทิกรัลของ psd ตลอดช่วงความถี่ที่ psd
จึงมีหน่วยเป็นกำลังต่อเฮิรตซ์



ภาคผนวก ค.

IS-95 มาตรฐานร่วมโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ CDMA ของ
สหรัฐอเมริกา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการแบ่งช่องสัญญาณสื่อสารโดยการเข้ารหัส (CDMA) คือแทนที่จะแบ่งช่องสัญญาณอย่างชัดเจนด้วยช่วงเวลาหรือความถี่เช่น TDMA หรือ FDMA สำหรับระบบ CDMA นั้นช่องสัญญาณแต่ละช่องจะถูกแบ่งโดยการมอดูเลตด้วยรหัสแตกต่างกันที่มีคุณสมบัติเหมาะสม ระบบสื่อสารที่ใช้ CDMA ในการแบ่งช่องสัญญาณมีใช้มาเป็นเวลานานโดยเฉพาะอย่างยิ่งวงการทหารและระบบสื่อสารในอวกาศ อย่างไรก็ตามระบบ CDMA เพิ่งได้รับความสนใจและถูกนำมาประยุกต์ใช้ในโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบเซลลูลาร์เมื่อ 3-4 ปีที่ผ่านมา เหตุผลสำคัญที่ทำให้ระบบ CDMA ได้รับความสนใจเพราะให้ประสิทธิภาพในการให้บริการช่องสัญญาณสูง (ประมาณ 8-10 เท่าของระบบ AMPS) ในขณะที่ใช้พลังงานของคลื่นสัญญาณในการสื่อสารมีค่าต่ำ (ประมาณ 1/25-1/1000 เท่าของระบบ AMPS) ปัจจุบันระบบ CDMA ซึ่งถูกพัฒนาอย่างจริงจัง จนสามารถใช้กับโทรศัพท์เคลื่อนที่ดิจิทัลมีเพียงระบบเดียวคือ มาตรฐาน IS-95 ของ CTIA (Cellular Telecommunication Industrial Association) สหรัฐอเมริกา โดยถูกพัฒนาเพื่อใช้ร่วมกับระบบอนาล็อก AMPS ในย่านความถี่ 800 MHz ในระยะเริ่มแรกและสามารถใช้แทนได้ทั้งหมดในอนาคต เนื่องจากโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทยส่วนหนึ่งก็เป็นระบบ AMPS ด้วยเช่นกันดังนั้น IS-95 จึงเป็นทางเลือกหนึ่งที่เป็นไปได้ในการเปลี่ยนแปลงไปสู่โทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดิจิทัลของประเทศ ไทย โดยในตอนนี้จะแนะนำและอธิบายสถาปัตยกรรมของมาตรฐาน IS-95 โดยสังเขป รวมทั้งพยายามวิเคราะห์และชี้ให้เห็นคุณสมบัติเฉพาะตัวที่สำคัญของมาตรฐาน IS-95

ค.1 ประวัติย่อของโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบเซลลูลาร์ในสหรัฐ

ในปี 1971 บริษัท Bell System ได้สถิติให้เห็นถึงความเป็นไปได้ของโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์ (แบบอนาล็อก) ดังนั้นในปี 1974 FCC (Federal of Communications Commission) จึงได้กำหนดความถี่ย่าน 800 MHz ซึ่งมีความกว้างประมาณ 40 MHz ให้ใช้กิจการโทรศัพท์เคลื่อนที่ในแต่ละเขต โดยแต่ละเขตจะแบ่งความถี่ออกเป็น 2 ส่วนเรียกว่า แบนด์ A และแบนด์ B ให้แก่ ผู้ประกอบการ 2 ราย รายละ 20 MHz การแบ่งให้ผู้ประกอบการ 2 รายนั้น มีจุดมุ่งหมายเริ่มแรกเพื่อป้องกันการผูกขาดในการให้บริการ ต่อมาในปี 1986 เมื่อความต้องการของโทรศัพท์เคลื่อนที่มีมากขึ้น FCC ได้ขยายช่องความถี่ที่ใช้บริการให้กับแต่ละแบนด์อีกแบนด์ละ 5 MHz รวมเป็น 50 MHz ช่วงความถี่ของแต่ละแบนด์สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 1

ตารางที่ ค.1 การจัดช่องความถี่ในแต่ละแบนด์ของระบบ AMPS ในสหรัฐอเมริกา

ระบบ	จำนวนช่อง สัญญาณ	ช่วงความถี่ที่ใช้ในการส่ง (kHz)	
		เครื่องโทรศัพท์	สถานีฐาน
แบนด์ A"	33	824,040	869,040
		825,000	870,000
แบนด์ A	333	825,030	870,030
		834,990	879,990
แบนด์ B	333	835,020	880,020
		844,980	889,980
แบนด์ A'	50	845,010	890,010
		846,480	891,480
แบนด์ B'	83	846,510	891,510
		848,970	890,970

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบอนาล็อกซึ่งเริ่มใช้ในสหรัฐอเมริการะบบแรกนี้เป็นที่รู้จักในชื่อว่า AMPS (Advance Mobile Phone Service) ระบบ AMPS จะแบ่งความถี่ที่ได้รับ (แบนด์ละ 25 MHz) ออกเป็นช่วงเล็กๆ เพื่อใช้ในการสื่อสารจากสถานีฐานไปยังเครื่องโทรศัพท์หรือจากเครื่องโทรศัพท์ไปยังสถานีฐาน ในระบบ FM โดยแต่ละช่องจะมีความกว้าง 30 kHz เนื่องในการสื่อสารระบบโทรศัพท์เป็นแบบ 2 ทาง (full duplex) จึงจำเป็นต้องใช้ช่องสัญญาณทั้งจากสถานีฐานไปยังเครื่องโทรศัพท์และจากเครื่องโทรศัพท์ไปยังสถานีฐาน ดังนั้นในแต่ละแบนด์จะสามารถให้บริการสื่อสารพร้อมกันได้ 416 คู่สาย

ประมาณปี 1990-1 คณะกรรมการพิจารณามาตรฐานเซลล์ลาร์ระบบดิจิทัล TR 45.3 ของ Telecommunication Industrial Standard ได้พัฒนามาตรฐานเซลล์ลาร์ระบบดิจิทัลขึ้นชื่อว่า IS-54 หรือที่รู้จักในชื่อ D-AMPS ซึ่งกำหนดให้ใช้การแบ่งช่องสัญญาณแบบ TDMA และมีความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณมากกว่าระบบอนาล็อก AMPS ประมาณ 3 เท่า ลักษณะพิเศษของเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่และสถานีฐานตามมาตรฐาน IS-54 คือมันถูกออกแบบให้เป็นแบบ Dual Mode คือสามารถใช้กับระบบอนาล็อก AMPS ได้เพื่อความสะดวกในการเปลี่ยนจากอนาล็อกเป็นดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค.2 สถาปัตยกรรมของ IS-95

มาตรฐานของโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์ระบบ CDMA ถูกพัฒนาโดยกลุ่มบริษัทที่นำโดย Qualcomm Inc. โดยที่เอกสารร่างของระบบถูกส่งให้คณะกรรมการพิจารณามาตรฐานเซลลูลาร์ระบบดิจิทัล TR 45.5 ซึ่ง EIA/TIA พิจารณาเป็นครั้งแรกในปลายเดือนกรกฎาคม 1990 และในที่สุด CTIA ก็ยอมรับให้ CDMA เป็นมาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดิจิทัลระบบที่ 2 เมื่อเดือนกรกฎาคม 1993 ในชื่อว่า IS-95 ถูกออกแบบให้เป็น Dual Mode เช่นเดียวกับมาตรฐาน IS-54

ค.2.1 การออกแบบจำนวนช่องสัญญาณของระบบ IS-95

ขั้นตอนพื้นฐานในการรับส่งสัญญาณในระบบ CDMA มาตรฐาน IS-95 สามารถอธิบายได้ดังนี้ ในขั้นแรกข้อมูลที่ต้องการส่งอันได้แก่ ข้อมูลดิจิทัลจากวงจรเข้ารหัสเสียงพูด VOCODER (ประมาณไม่เกิน 8 kbps) บิตข้อมูลที่ใช้ตรวจสอบความผิดพลาดและสัญญาณควบคุมการจราจรของระบบ สำหรับ IS-95 นั้นข้อมูลเหล่านี้จะมีความเร็วรวมไม่เกิน 9.6 kbps ซึ่งต้องการแบนด์วิดท์ประมาณ 10 kHz ข้อมูลที่ต้องการส่งจะถูกนำไปเข้ารหัสแก้ความผิดพลาดเพื่อลดพลังงานที่จำเป็นในการส่งก่อนที่จะทำการกระจายสเปกตรัมด้วยอนุกรม PN โดยที่อนุกรม PN ที่ใช้ความเร็ว 1.228 Mbps ทำให้แบนด์วิดท์ถูกกระจายเป็น 1.25 MHz พร้อมกับกระจายสเปกตรัม สัญญาณจะถูกมอดูเลตด้วยคลื่นพาห้เพื่อส่งในย่านความถี่ที่ต้องการ ที่ภาครับสัญญาณจะถูกรับในช่วงความถี่ 1.25 MHz โดยมีจุดศูนย์กลางอยู่ที่ความถี่พาห้ หลังจากนั้นสัญญาณที่รับได้จะถูกแปลงให้กลับมาที่เบสแบนด์พร้อมกับการถอดรหัสโดยการคูณด้วยอนุกรม PN ซึ่งสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยอนุกรม PN เดียวกันเท่านั้นจะถูกขยายให้กลับมารวมกันดังเดิม ในขณะที่เดียวกันระดับสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกมอดูเรตด้วยอนุกรม PN ที่แตกต่างกันจะมีค่าต่ำมากและมีลักษณะไม่แตกต่างจากสัญญาณรบกวนตามธรรมชาติ

หากสมมติว่าที่เครื่องรับรับสัญญาณจากแต่ละช่องมีระดับพลังงานเท่ากันจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถในการให้บริการของระบบ CDMA ที่ไม่ใช่ระบบเซลลูลาร์ สามารถประมาณได้โดย

$$M_{\max} \approx G \left(\frac{N_o}{E_b} \right) \quad (\text{ค.1})$$

โดยที่ $G = B_{ss}/B_d$ คืออัตราส่วนระหว่างแบนด์วิดท์การกระจาย B_{ss} กับแบนด์วิดท์ของข้อมูลที่ต้องการส่ง B_d และ E_b คือพลังงานของข้อมูลแต่ละบิตที่เครื่องรับรับได้ N_o คือความหนาแน่นพลังงานของสัญญาณรบกวนทั้งหมดต่อหน่วยความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสามารถในการให้บริการของสัญญาณที่ได้จากสมการที่ ค.1 อาจจะน้อยกว่าระบบ TDMA หรือ FDMA ก็ได้ ดังนั้นเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ CDMA มาตรฐาน IS-95 จึงถูกออกแบบให้ความสามารถในการให้บริการของสัญญาณเพิ่มขึ้นด้วยวิธีต่อไปนี้

ค.2.1.1 ใช้รหัสแก้ความผิดพลาดที่มีประสิทธิภาพสูง

IS-95 เลือกใช้รหัสป้องกันความผิดพลาดที่มีประสิทธิภาพสูงมาก โดยรหัสที่ใช้ใน IS-95 คือ รหัส Convolution ที่วงจรเข้ารหัสมีจำนวนหน่วยความสำเร็จสูงถึง 9 และข้อมูลที่ต้องการส่งจะถูกเข้ารหัสทั้งหมด (ในวงจรเข้ารหัสของ GSM และ D-AMP ใช้หน่วยความจำเพียง 5 และข้อมูลที่ต้องการส่งจะถูกเข้ารหัสเพียงบางส่วนเท่านั้น) ทำให้ระดับพลังงาน E_b ที่จำเป็นในการรับส่งลดลงจากสมการที่ 1 การลด E_b มีผลให้ช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการมีค่าเพิ่มขึ้น สำหรับสัญญาณจากสถานีฐาน (Reverse Link) อัตราการเข้ารหัสของ Convolution จะเป็น 1/2 ในขณะที่สัญญาณจากเครื่องโทรศัพท์ (Forward Link) อัตราการเข้ารหัสจะเป็น 1/3

โดยปกติหากจำนวนเฟรมที่ผิดพลาดมีค่าต่ำกว่า 2% ทำให้ไม่สามารถจับความเพี้ยนของเสียงที่ได้จากการถอดรหัสจาก VOCODER ได้เพื่อให้ได้คุณภาพที่ต้องการ ประมาณว่า E_b/N_0 ที่จำเป็นสำหรับ IS-95 มีค่าประมาณ 7 dB

ค.2.1.2 การใช้เครื่องจับการเกิดของสัญญาณเสียง (Voice Activity Detection: VAD)

โดยธรรมชาติของการสนทนาแล้ว ไม่ได้พูดตลอดเวลาตัวอย่างเช่น อย่างน้อยครั้งหนึ่งใช้ไปในการฟังและยังมีเวลาที่ใช้ในการคิด ฯลฯ ถ้าให้อัตราของการใช้งานช่องสัญญาณเป็น d ซึ่งทั่วไปแล้วเป็นที่ยอมรับกันว่า d มีค่าระหว่าง 0.35 ถึง 0.4 นั้นหมายความว่าแต่ละช่องสัญญาณในการสื่อสารระบบสองทาง (full duplex) จะถูกใช้งานเพียงประมาณ 35-40% เท่านั้น สำหรับระบบ FDMA หรือ TDMA ค่านี้แทบไม่มีความหมายเพราะแต่ละช่องความถี่หรือช่องเวลา จะถูกจองใช้งานตลอดเวลาไม่ว่าจะมีการใช้งานหรือไม่ ในทางกลับกันสำหรับระบบ CDMA แล้ว ในขณะที่ช่องสัญญาณช่องใดช่องหนึ่งถูกใช้งาน มันจะไปปรากฏเป็นสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณอื่นด้วย ดังนั้นหากใช้เครื่องจับการเกิดของสัญญาณเสียง (VAD) เพื่อให้มีการส่งสัญญาณเฉพาะในช่วงที่มีเสียงพูดเท่านั้นแล้ว ค่าเฉลี่ยพลังงานของสัญญาณรบกวนจะลดลง d เท่า ทำให้สามารถเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการขึ้นได้ $1/d$ เท่า นั่นคือจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการของ CDMA เมื่อมีการใช้ VAD จะเพิ่มขึ้นเป็น $(1/d)/M_{\max}$ ช่อง

ค.2.1.3 การลดกำลังส่งในข้อมูลความเร็วต่ำ

ข้อมูลที่ถูกนำไปกระจายสเปกตรัมนั้นมีความเร็วคงที่ 9.6 Kbps ก็จริงแต่ความเร็วข้อมูลที่ได้จากการแปลงสัญญาณเสียงที่เวลาใดเวลาหนึ่งของ VOCODER นั้นมีหลายค่าได้แก่ 1, 2, 4 และ 8 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Kbps แต่เมื่อข้อมูลมีความเร็วต่ำกว่า 8 Kbps แต่ละบิตของข้อมูลจาก VOCODER จะถูกส่งซ้ำซ้อนเป็น 8,4 และ 2 เท่า เพื่อให้ดูเหมือนว่าความเร็วจาก VOCODER มีค่าคงที่ 9.6 Kbps เสมอ เนื่องจากส่งข้อมูลซ้ำซ้อนไปแล้ว ดังนั้นสามารถจะลด E_b ของแต่ละบิตที่ใช้ในการส่งลงเป็น $1/8, 1/4$ และ $1/2$ เท่าได้โดยไม่กระทบต่ออัตราความผิดพลาดซึ่งจะเป็นการลดการรบกวนที่มีต่อช่องสัญญาณอื่นด้วย

ค.2.1.4 การนำความถี่มาใช้ใหม่ในแต่ละเซลล์

การแบ่งเซลล์ในระบบ TDMA และ FDMA นั้นช่วงความถี่เดียวกันไม่สามารถนำมาใช้ในเซลล์ข้างเคียงได้ เพราะหากสัญญาณ 2 สัญญาณถูกส่งในช่วงความถี่เดียวกันโดยที่ระยะห่างไม่มากพอ ความแรงของสัญญาณทั้งสองจะทำให้เกิดการแทรกสอดซึ่งกันและกันอย่างรุนแรง จนไม่สามารถแยกสัญญาณที่ต้องการออกจากสัญญาณที่รับได้ แต่สำหรับ CDMA แล้วเนื่องจากสัญญาณทั้งสองถูกมอดูเลตด้วยอนุกรม PN ที่ต่างกัน สัญญาณจากช่องที่ไม่ต้องการจะไม่ถูกขยายที่เครื่องรับจึงมีค่าต่ำมากและสามารถแยกออกจากสัญญาณที่ต้องการได้ ทำให้สามารถนำความถี่ทั้งหมดมาใช้ในเซลล์ข้างเคียงได้

อย่างไรก็ตามเนื่องจากจำนวนช่องสัญญาณในเซลล์ข้างเคียงมีจำนวนมากเช่นกันเมื่อรวมกันแล้ว ทำให้ระดับพลังงานของสัญญาณรบกวนในเซลล์ที่กำลังทำการสื่อสารเพิ่มมากขึ้นด้วย อันมีผลต่อเนื้อทำให้จำนวนของช่องสัญญาณที่ใช้งานจริงลดลงด้วย โดยประมาณว่าจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการจะลดลงเป็นอัตราส่วนประมาณ $F=0.60$

นอกจากนี้ในแต่ละเซลล์ของ IS-95 ยังแบ่งย่อยเป็น 3 เซลล์โดยใช้สายอากาศแบบมีทิศทาง (Directional Antenna) ที่มีมุมกว้าง 120 องศาทำให้ความสามารถในการบริการช่องสัญญาณในแต่ละเซลล์เพิ่มขึ้น 3 เท่า แต่เนื่องจากความไม่สมบูรณ์ของสายอากาศ (เนื่องจาก side lobes) ทำให้ประสิทธิภาพลดลงประมาณ 15% ความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณในแต่ละเซลล์เพิ่มขึ้นด้วยอัตราเพียง $S=2.25$

จากผลการเพิ่มประสิทธิภาพในการใช้ช่องสัญญาณดังกล่าวข้างต้น จำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการในแต่ละเซลล์ของระบบ CDMA ตามมาตรฐาน IS-95 อาจประมาณได้โดย

$$M_{\max} \approx G \left(\frac{N_o}{E_b} \right) \frac{1}{d} FS \quad (\text{ค.2})$$

ซึ่งหมายความว่าในแต่ละเซลล์ของ IS-95 จะสามารถให้บริการช่องสัญญาณได้ 79 ช่อง ต่อช่องความถี่ 1 MHz อย่างไรก็ตามควรคำนึงอยู่เสมอว่าความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณที่คำนวณได้จากสมการที่ ง.2 นี้เป็นค่าที่ได้จากการประมาณ โดยมีได้คำนึงถึงผลของความผิด

ผลัดของการควบคุมกำลังส่งและผลจากสัญญาณรบกวนเนื่องมาจากปรากฏการณ์ต่างๆ เช่น ปรากฏการณ์เฟดดิ้ง

ค.2.2 ระบบการควบคุมกำลังส่ง

ความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณของ CDMA ที่กล่าวถึงในหัวข้อที่ผ่านมา บางส่วนได้จากการสมมติว่า ระดับพลังงานจากช่องสัญญาณทุกๆช่องจะมาปรากฏที่เครื่องรับด้วยค่าที่ใกล้เคียงกันตลอดเวลา ซึ่งในสภาพแวดล้อมที่ใช้งานจริงแล้วหากไม่มีระบบการควบคุมที่เหมาะสมแล้ว ระดับพลังงานแต่ละช่องสัญญาณจะไม่เท่ากัน เนื่องจากสัญญาณจากเครื่องส่งที่อยู่ใกล้จะ ถูกลดทอนมากกว่าสัญญาณจากเครื่องที่อยู่ไกล จึงเกิดปัญหาว่าเครื่องส่งที่อยู่ใกล้จะมีระดับพลังงานที่มากกว่าเครื่องที่อยู่ไกล (Near-Far Problem) นอกจากนี้ยังเกิดปรากฏการณ์เฟดดิ้งจากคลื่นหลายทิศทาง (Multipath Fading) อันเกิดจากการหักล้างกันของคลื่นตรงและคลื่นสะท้อนจากสิ่งปลูกสร้างรอบๆ เครื่องรับ โดยเฉพาะเมื่อเครื่องโทรศัพท์กำลังเคลื่อนที่ก็ยิ่งจะทำให้ระดับพลังงานมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ความเปลี่ยนแปลงเหล่านี้มีผลต่อระบบเป็นอย่างมากเพราะหากไม่สามารถควบคุมได้แล้วก็ไม่สามารถควบคุมช่องสัญญาณให้คงที่ได้ ซึ่งที่จริงแล้วระบบควบคุมกำลังส่งในระบบ CDMA อาจถือได้ว่าเป็นกุญแจสำคัญที่สุดที่ทำให้เกิดโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ CDMA ได้

การควบคุมระดับพลังงานในช่องสัญญาณที่ส่งจากเครื่องโทรศัพท์มายังสถานีฐาน (Reverse Link) นับว่าสำคัญมากที่สุดซึ่งอาจแบ่งออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนที่เป็นวงจรมืด (open loop) และวงจรมืด (close loop) การควบคุมระดับพลังงานด้วยวงจรมืดนั้น คือการที่สถานีฐานวัดสัญญาณที่รับได้จากเครื่องโทรศัพท์แล้วจึงส่งคำสั่งกลับไปให้เครื่องโทรศัพท์เพื่อเพิ่มหรือลดกำลังส่ง โดยจะเพิ่มหรือลดเพียงครั้งละประมาณ 0.5 dB ทุกๆ 15-20 milliseconds ส่วนการควบคุมระดับพลังงานด้วยวงจรมืดนั้น ใช้เพื่อรับมือกับการเปลี่ยนแปลงของพลังงานอย่างรวดเร็ว อันเกิดจากปรากฏการณ์เฟดดิ้ง โดยที่เครื่องโทรศัพท์จะคอยจับสัญญาณที่มีค่าคงที่ (เช่น pilot signal หรือ synchronization signal) ซึ่งส่งจากสถานีฐานตลอดเวลา หากระดับของสัญญาณเหล่านี้เกิดการเพิ่มอย่างรวดเร็วเครื่องโทรศัพท์จะลดกำลังส่งลงทันทีโดยที่ค่าการเปลี่ยนแปลงด้วยวิธีนี้อาจสูงถึง 85 dB

สำหรับสัญญาณที่ส่งจากสถานีฐานมายังเครื่องโทรศัพท์ (Forward Link) นั้นมีลักษณะคล้ายกับการควบคุมระดับพลังงานด้วยวงจรมืดของ Reverse Link แต่สถานีจะค่อย ๆ ลดกำลังส่งลงเรื่อยๆ ด้วยคาบเวลาที่คงที่ นอกจากจะพบว่าเริ่มเกิดการผิดพลาดในข้อมูลที่รับได้หรือจะมีการขอเพิ่มระดับพลังงานจากเครื่องโทรศัพท์ การเปลี่ยนแปลงของระดับพลังงานจากสถานีฐานจะช้ากว่าใน Reverse Link เล็กน้อย และการเปลี่ยนแปลงจะอยู่ระหว่าง 0.5-6 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค.2.3 สถาปัตยกรรมการแบ่งช่องสัญญาณ

มาตรฐาน IS-95 ใช้การแบ่งช่องสัญญาณแบบผลสมระหว่างความถี่ รหัส PN แบบตั้งฉาก (Orthogonal Code) โดย IS-95 จะแบ่งช่วงความถี่ทั้งหมดของระบบเซลล์ลูลาร์ออกเป็น 2 ช่วงคือ ช่วงที่ใช้ส่งสัญญาณจากสถานีฐานและจากเครื่องโทรศัพท์เช่นเดียวกับ AMPS ในตารางที่ ง.1 จากนั้นความถี่แต่ละช่วงจะถูกแบ่งเป็นแบนด์ย่อยเพื่อใช้ในการกระจายสเปกตรัม แต่ขนาดของแบนด์ย่อยนี้จะต้องไม่กว้างเกินไป เพราะการกระจายความถี่ให้มีความถี่ที่กว้างเกินไป จะทำให้วงจรฮาร์ดแวร์ของเครื่องรับและเครื่องส่งจะมีความยุ่งยากมากขึ้นด้วย นอกจากนี้ยังต้องคำนึงถึงความสะดวกในการเปลี่ยนแปลงจากระบบเดิมที่เป็น AMPS หรือ D-AMPS ไปเป็น IS-95 คือทำให้สามารถทยอยเปลี่ยนระบบไปเป็น CDMA เพิ่มขึ้นทีละแบนด์ โดยไม่มีปัญหาให้กับผู้ที่ยังใช้ระบบเก่ามากนัก

เนื่องจากช่วงความถี่ 21.5 MHz (ทั้ง Reverse Link กับ Forward Link) ของแบนด์ A แบ่งเป็นแบนด์ย่อย 2 แบนด์คือ 11 MHz และ 1.5 MHz แยกห่างจากกัน ส่วน 12.5 MHz ของแบนด์ B ก็เช่นเดียวกันประกอบด้วยแบนด์ย่อย 10 MHz และ 2.5 MHz แยกห่างจากกัน ดังนั้นเพื่อให้สามารถใช้ประโยชน์จากส่วนย่อยของทั้ง 2 แบนด์ (1.5 MHz ของแบนด์ A และ 2.5 MHz ของแบนด์ B) ขนาดของแบนด์วิดท์ที่ใช้ในการกระจายสเปกตรัมของระบบไม่ควรเกิน 1.5 MHz ประกอบกับผลจากการวิเคราะห์ความสามารถในการบริการช่องสัญญาณ ในหัวข้อที่แล้ว ทำให้ Qualcomm Inc. เลือกใช้แบนด์วิดท์การกระจาย 1.23 MHz ใน IS-95

ค.2.3.1 การแบ่งช่องสัญญาณจากสถานีฐาน-เครื่องโทรศัพท์ (Forward Link)

สถานีฐานแต่ละแห่งจะใช้นัยความถี่เดียวกันและยังใช้อุณหภูมิรหัส PN ชุดเดียวกันในการมอดูเลตสัญญาณให้มีช่วงความถี่ 1.2288 MHz ด้วย แต่เพื่อให้สามารถแยกสัญญาณจากสถานีฐานที่ต่างกันได้ อุณหภูมิรหัส PN ของแต่ละสถานีฐานจะถูกกำหนดให้มีจุดออฟเซตทางเวลาที่แตกต่างกัน ดังนั้นเครื่องโทรศัพท์จะแยกสัญญาณในช่วงความถี่เดียวกัน จากสถานีฐานที่แตกต่างกันโดยใช้ คุณสมบัติของอัตสหสัมพันธ์ (autocorrelation) ของอุณหภูมิรหัส PN นั่นคือเมื่อตั้งค่าออฟเซตทางเวลาได้ถูกต้องสัญญาณจากสถานีฐานที่ต้องการเท่านั้นที่ถูกขยาย อุณหภูมิรหัส PN ที่ต้องใช้นี้มีคาบยาว 32,768 ชิป และถูกกำเนิดด้วยความเร็ว 1.2288 MHz เนื่องจาก IS-95 ใช้ระบบ O-QPSK (Offset-QPSK) ในการส่งสัญญาณ อุณหภูมิรหัส PN ประจำสถานีฐานนี้จะถูกใช้เป็นอุณหภูมิรหัส PN และ PNQ เพื่อมอดูเลตเข้ากับสัญญาณที่ถูกส่งในแกนนอน (Inphase) และแกนตั้ง (Quadrature) ตามลำดับ

นอกจากนี้สัญญาณจากสถานีฐานเดียวกัน และช่วงความถี่เดียวกันจะถูกแบ่งออกเป็น 64 ช่อง โดยการมอดูเลตด้วยกลุ่มอุณหภูมิรหัส PN ที่ตั้งฉากกัน 64 ชุด ซึ่งแต่ละชุดสร้างจาก Walsh function ที่มีความยาวคาบ 64 ชิป โดยที่ช่องสัญญาณที่ใช้อุณหภูมิรหัสอันดับที่ต่างกันของ Walsh function นี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนูญาติเห็นว่าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

funciton จะสามารถแยกออกจากกันได้โดยคุณสมบัติของสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-correlation) ของอนุกรม PN และเมื่อมีการสื่อสารเกิดขึ้นหลังจากช่องสัญญาณได้ถูกกำหนดให้เครื่องโทรศัพท์ เครื่องใดเครื่องหนึ่งแล้ว ข้อมูลที่ถูกส่งจะถูกทำให้ยุ่งเหยิง (scramble) ด้วยสัญญาณ PN ประจำตัวผู้ใช้ด้วย ในช่องสัญญาณ 64 ช่องที่ถูกแบ่งด้วย Walsh code นั้นในช่องที่ 0 ซึ่งใช้ Walsh code อันดับที่ 0 (ประกอบด้วย 0 ติดกัน 64 ชิป) จะถูกใช้เป็นช่องสัญญาณนำร่องเสมอ (pilot channel) เพื่อให้เครื่องโทรศัพท์ที่ใช้ในการค้นหาค่าออฟเซตของสถานีฐานที่ต้องการได้ จากนั้นเครื่องโทรศัพท์ จะรับข้อมูลต่างๆ เกี่ยวกับสถานีฐานเช่น Paging channel ได้จาก Sync channel ซึ่งถูกมอดูเลตด้วย Walsh code อันดับที่ 32 เสมอเช่นกัน

ค.2.3.2 การแบ่งช่องสัญญาณจากเครื่องโทรศัพท์-สถานีฐาน (Reverse Link)

สัญญาณที่ส่งจากโทรศัพท์เคลื่อนที่จะใช้อนุกรม PN หลักชุดเดียวกับสถานีฐานในการกระจายแบนด์วิดท์ โดยอนุกรมนี้จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงค่าออฟเซตเวลาเช่นเดียวกับสถานีฐาน แต่เพื่อให้สถานีฐานสามารถแยกสัญญาณจากเครื่องโทรศัพท์ต่างเครื่องกันได้ เครื่องโทรศัพท์จะใช้อนุกรม PN ที่มีคาบยาวมาก ($2^{42}-1$ ชิป) ร่วมในการกระจายสเปกตรัมด้วย โดยใช้เลขประจำตัวผู้ใช้เป็นตัวกำหนดจุดออฟเซตทางเวลาให้แตกต่างกัน อนุกรมนี้จะกำเนิดด้วยความเร็ว 1.2288 MHz เช่นกัน การที่ใช้รหัส PN ที่มีคาบยาวมากนี้เพื่อให้สามารถรองรับความสามารถในการบริการเครื่องโทรศัพท์ที่อาจเพิ่มขึ้นได้ในอนาคตนอกจากนี้ยังมีผลพลอยได้ในการป้องกันการดักฟังได้ในระดับหนึ่งอีกด้วย

ค.2.4 ระบบ Soft Handoff

การ Handoff คือ การที่เครื่องโทรศัพท์เครื่องหนึ่งเปลี่ยนจากการใช้ช่องสัญญาณที่เป็นของสถานีฐานแห่งหนึ่งไปใช้ช่องสัญญาณของสถานีข้างเคียงระหว่างการเดินทาง เมื่อสถานีข้างเคียงนั้นอยู่ใกล้หรือมีคุณภาพของช่องสัญญาณที่ดีกว่า โดยทั่วไปแล้วชุมสาย MTSO จะเป็นผู้ควบคุมกระบวนการนี้ สำหรับโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบอนาล็อกหรือดิจิตอลระบบ TDMA เมื่อมีการ Handoff จะต้องมีการเปลี่ยนช่วงความถี่และต้องเลิกใช้ช่องสัญญาณจากเซลล์เก่าก่อนจึงจะใช้ช่องสัญญาณในเซลล์ใหม่ได้ การทำ Handoff แบบนี้เป็นเหตุให้เกิดความผิดพลาด (เช่น สายหลุด) ในระหว่างการทำ Handoff ได้จากเหตุผลหลายประการเช่น กรณีที่ไม่มีช่องสัญญาณว่างในเซลล์ข้างเคียง หรือการที่ชุมสายกำหนดช่องสัญญาณในเซลล์ที่ผิดไป

สำหรับระบบ CDMA ปัญหาดังกล่าวสามารถแก้ไขได้โดยการใช้ระบบ Soft Handoff คือเนื่องมาจากเซลล์ทุกเซลล์ใช้ความถี่ในช่วงเดียวกันหมดและช่องสัญญาณแบ่งด้วยรหัส PN ที่เหมาะสม ดังนั้นเมื่อเครื่องโทรศัพท์อยู่ในพื้นที่ใกล้เขตแบ่งเซลล์ มันจะจองช่องสัญญาณจากสถานีฐาน (Forward Link) ทั้งสองในเวลาเดียวกันได้โดยไม่ต้องใช้เครื่องรับที่ทำงานในความถี่ที่แตกต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำให้สามารถสลับเปลี่ยนไปยังสถานีที่ช่องสัญญาณมีคุณภาพดีที่สุดเมื่อไรก็ได้โดยไม่มีการเปลี่ยนช่วงความถี่ เช่นเดียวกันสัญญาณจากเครื่องโทรศัพท์ (Reverse Link) จะถูกรับจากสถานีฐานทั้งสองและชุมสายจะทำการเปรียบเทียบสัญญาณที่รับได้ และตัดสินใจเลือกใช้สัญญาณที่มีคุณภาพดีที่สุดเมื่อไรก็ได้เช่นกัน อย่างไรก็ตามเนื่องจาก IS-95 ใช้การแบ่งช่องสัญญาณแบบผสมระหว่างการใช้ออนุกรม PN และช่วงความถี่ดังกล่าวที่กล่าวมาข้างต้น ดังนั้น IS-95 ก็จำเป็นต้องใช้การ Handoff แบบเก่าเช่นเดียวกัน หากไม่มีช่องสัญญาณในช่วงความถี่เดียวกันเหลือว่างเลย

ค.2.5 เครื่องรับไดเวอร์ซิตี

การที่ CDMA กระจายพลังงานไปในช่วงความถี่ที่กว้างกว่า FDMA หรือ FDMA/TDMA มาก ทำให้ผลจากการรบกวนที่เกิดจากสัญญาณรบกวนในช่วงความถี่เฉพาะ (frequency selective fading) มีค่าลดลง เช่นใน IS-95 เนื่องจากแบนด์วิดท์การกระจายมีค่า 1.25 MHz จะสามารถลดผลจากสัญญาณรบกวนในช่วงความถี่เฉพาะที่มีความกว้าง 200-300 kHz ลงได้มาก ในขณะที่ผลจากสัญญาณรบกวนเดียวกันนี้จะรุนแรงมากในระบบ TDMA หรือ FDMA

นอกจากนี้ปรากฏการณ์เฟดดิ้งแบบหลายทิศทางในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งมีผลทำให้เกิดการลดทอนเนื่องจากสัญญาณเดียวกันแต่มาถึงไม่พร้อมกัน มีผลให้รูปแบบของสัญญาณที่รับได้ขึ้นอยู่กับดีเลย์หรือผลต่างของเวลาระหว่างสัญญาณที่มาถึงในทิศทางที่ต่างกัน ซึ่งค่าของดีเลย์นี้อาจมีค่าเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้างมากแล้วแต่สภาพภูมิประเทศ

ภาครับของมาตรฐาน IS-95 ถูกออกแบบให้ใช้หลักการของไดเวอร์ซิตีระหว่างเส้นทาง เพื่อบรรเทาผลของการลดทอนเนื่องจากดีเลย์นี้ หลักการของไดเวอร์ซิตีระหว่างเส้นทางคือ เครื่องรับจะค้นหาสัญญาณที่มาถึงภาครับจากหลายทิศทาง แล้วเลือกเอาสัญญาณที่มีระดับพลังงานที่รุนแรงที่สุด การใช้ไดเวอร์ซิตีระหว่างเส้นทางเป็นวิธีการแก้ปัญหาการเฟดดิ้งที่มีประสิทธิภาพมากแต่ไม่ค่อยถูกนำมาประยุกต์ใช้ในโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ระบบ TDMA และ FDMA เพราะมักไม่ได้ผลกับสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ต่ำเกินไป และที่สำคัญที่สุดโดยทั่วไปแล้วสำหรับระบบ FDMA และ TDMA นั้นจำเป็นต้องใช้สายอากาศแบบมีหลายก้านเพื่อแยกสัญญาณที่มาจากทิศทางที่ต่างกัน

แต่เนื่องจาก IS-95 เป็นระบบ CDMA จึงเหมาะสมมากที่จะใช้ไดเวอร์ซิตีระหว่างเส้นทาง เพราะมีแบนด์วิดท์กว้าง นอกจากนี้ยังสามารถใช้เครื่องรับแบบ RAKE ซึ่งสามารถใช้หลักการไดเวอร์ซิตีระหว่างเส้นทางโดยไม่จำเป็นต้องใช้สายอากาศแบบมีหลายก้าน หลักการของ RAKE คือหากสัญญาณจากเส้นทางที่ต่างกันมาถึงเครื่องรับโดยเวลาที่ต่างกันมากกว่าช่วงคาบเวลา 1 ชิป ของอนุกรม PN ทำให้สามารถแยกสัญญาณเหล่านั้นออกจากกันโดยการใส่โครีเรเตอร์ที่มีค่าออฟเซตที่ต่างกันได้ RAKE ของ IS-95 ประกอบด้วยโครีเรเตอร์ 3 ชุดเพื่อใช้รับสัญญาณที่มาถึงด้วยความแรงที่สุด 3 สัญญาณในการประมวลผลของไดเวอร์ซิตี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค.3 บทวิเคราะห์ IS-95

ค.3.1 การเพิ่มความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณ

จำนวนช่องสัญญาณที่แน่นอนที่ IS-95 สามารถให้บริการเป็นเรื่องที่ถูกโต้เถียงกันมาก ความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณที่คำนวณจากสมการที่ ง.2 ได้จากการประมาณ ในระบบเซลล์ลูลาร์ที่ใช้งานจริงอาจมีตัวแปรอื่นที่ไม่ได้คาดไว้เช่น ความผิดพลาดเนื่องจากการควบคุมกำลังส่ง ลักษณะทางภูมิศาสตร์ของเซลล์ ซึ่งอาจลดความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณลงได้ นอกจากนี้ยังพบว่าจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการจะถูกจำกัดด้วย คุณภาพการสื่อสารในช่องสัญญาณจากเครื่องโทรศัพท์มากกว่าจากสถานีฐาน

จากการทดสอบภาคสนามที่ San Diego ซึ่งประกอบด้วยเซลล์ 5 เซลล์ แบ่งเป็น 8 เซลเตอร์ ปรากฏว่าในเซลล์ที่ถูกแบ่งเป็น 3 เซลเตอร์นั้น ช่วงความถี่ที่ให้บริการ 12.5 MHz นั้น IS-95 สามารถให้บริการช่องสัญญาณได้มากกว่า 60 ช่อง หรือประมาณ 10 เท่าของ AMPS โดยที่เครื่องโทรศัพท์ส่วนใหญ่ถูกใช้ในรถที่วิ่งด้วยความเร็วสูง นอกจากนี้จากผลการวิเคราะห์ผลทางคณิตศาสตร์ ถ้าให้คุณภาพสัญญาณที่ยอมรับได้คือ การที่ $BER > 10^{-3}$ ในช่องสัญญาณมีค่าน้อยกว่า 1% ของช่องสัญญาณที่ให้บริการ จำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการที่คำนวณก็ให้ผลที่ใกล้เคียงกันมากคือมากกว่า 10 เท่าเล็กน้อย ตารางที่ ค.2 แสดงจำนวนช่องสัญญาณของโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิทัลระบบต่างๆ ต่อช่วงความถี่ 1.25 MHz โดยที่ K คือค่าสัมประสิทธิ์ของการนำความถี่มาใช้ซ้ำ Cs คือจำนวนช่องสัญญาณต่อเซลล์เตอร์ และ Cc คือจำนวนช่องสัญญาณต่อเซลล์

ตารางที่ ค.2 ค่าความจุของช่องสัญญาณในโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบต่างๆ ต่อช่วง ความถี่ 1.25 MHz

ระบบ	K	Cs	Cc
AMPS	7	2	6
D-AMPS (IS-54)	7	6	18
GSM	4	4.16	12.5
CDMA (IS-95)	1	22	66

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ดีมีข้อสงสัยว่าการทดสอบภาคสนามนั้นเพียงพอหรือไม่เพราะยังขาดข้อมูลเกี่ยวกับเงื่อนไขบางประการอันเกิดจากสภาพภูมิศาสตร์ภายในเซลล์ที่เปลี่ยนไป ซึ่งเงื่อนไขเหล่านี้มีผลต่อจำนวนช่องสัญญาณ อย่างไรก็ตามข้อสงสัยว่าจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการที่เพิ่มขึ้นของ IS-95 มิได้เกิดจากประสิทธิภาพในการใช้ช่องความถี่ของ CDMA โดยตรง โดยทั่วไปแล้วหากใช้รหัสแก้ไขความผิดพลาดที่มีความสามารถเท่ากัน ประสิทธิภาพในการใช้ช่องความถี่ของ CDMA จะต่ำกว่า TDMA ซึ่งนี่เป็นสาเหตุหนึ่งที่ทำให้ IS-95 จำเป็นต้องใช้รหัสแก้ไขความผิดพลาดที่มีประสิทธิภาพมากกว่า D-AMPS และ GSM มาก

สาเหตุที่ทำให้จำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการของ IS-95 มีมากกว่าระบบ FDMA และ TDMA นั้น อาจกล่าวได้ว่าเกิดจากคุณสมบัติประจำตัวพิเศษที่สามารถทำให้นำเทคโนโลยีที่มีอยู่มาประยุกต์ใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพ คุณสมบัติเฉพาะของ IS-95 ที่ว่านั่นคือการที่สัญญาณจากต่างช่องกันในระบบ CDMA สามารถใช้ช่วงความถี่และเวลาร่วมกันได้นั่นเอง ตัวอย่างเช่นคุณสมบัตินี้ทำให้ในระบบไม่จำเป็นต้องจองช่องความถี่หรือช่องเวลาที่ว่างก่อนทำการสื่อสาร ดังนั้นจากการใช้ประโยชน์จากช่องสัญญาณในช่วงที่ไม่ได้ทำการสื่อสาร (ช่วงที่ไม่มีเสียงพูด) สามารถทำได้โดยการใช้เครื่องจับการเกิดของสัญญาณเสียง (VAD) ที่มีกลไกง่ายๆ เท่านั้น ในขณะที่ FDMA หรือ TDMA ที่มีการแบ่งช่องสัญญาณแบบตายตัวไม่อาจทำได้ นอกจากนี้การที่แต่ละเซกเตอร์สามารถใช้ความถี่เดียวกันได้นี้เอง เป็นสาเหตุสำคัญที่ทำให้เกิดสวอนขยายของจำนวนช่องสัญญาณที่เกิดจากการแบ่งเซกเตอร์ คุณสมบัติประจำตัวของ CDMA ที่สามารถใช้ความถี่ร่วมกันนี้ นอกจากจะทำให้จำนวนของช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นแล้ว เมื่อประกอบกับความสำเร็จในการพัฒนาระบบ ยังเป็นหัวใจสำคัญที่ทำให้ความสามารถในการ Soft Handoff และ Soft Capacity ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่เป็นจริงขึ้นมาได้

ในอนาคตจำนวนของช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการของ IS-95 อาจเพิ่มขึ้นได้โดย

ก. การเพิ่มจำนวนเซกเตอร์ในแต่ละเซลล์

การแบ่งเซลล์ออกเป็นเซกเตอร์ที่มีจำนวนมากขึ้นอาจทำให้จำนวนช่องสัญญาณในแต่ละเซลล์มากขึ้น อย่างไรก็ตามข้อสงสัยที่ได้ขึ้นอยู่กับเทคโนโลยีในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล และระบบสายอากาศแบบมีทิศทางที่สถานีฐานว่าสามารถจะตัดสัญญาณแทรกสอดจากเซกเตอร์ที่เกิดได้มากเท่าไรด้วย

ข. การใช้ VOCODER ที่มีความเร็วต่ำลง

เช่น ถ้าสามารถพัฒนา half-rate VOCODER ที่มีความเร็วประมาณ 4 Kbps ได้สำเร็จ จะทำให้ BD ลดลงครึ่งหนึ่ง มีผลทำให้ความสามารถในการให้บริการของช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นได้ประมาณ 1.7 เท่า

ค. การลดการแทรกสอดจากช่องสัญญาณอื่นที่ใช้ช่วงความถี่เดียวกัน (Co-Channel Interference: CCI)

สัญญาณรบกวนในระบบ CDMA ส่วนใหญ่เกิดจากการที่ยอมให้ช่องสัญญาณใช้ช่วงความถี่เดียวกัน โดยที่สัญญาณรบกวนจากช่องอื่นเหล่านี้จะถูกควบคุมให้มีระดับต่ำกว่าที่ยอมรับได้ ซึ่งทำได้โดยการจำกัดจำนวนของช่องสัญญาณที่ใช้ช่วงความถี่เดียวกัน เพราะสัญญาณในแต่ละช่องทำให้เกิดสัญญาณรบกวนต่อระบบค่าหนึ่ง ดังนั้นหากสามารถลดสัญญาณรบกวนค่านี้นี้ลงได้ จำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการก็จะเพิ่มขึ้นด้วย

เนื่องจากสัญญาณแทรกสอดในระบบ CDMA เหล่านี้ถูกสร้างขึ้นเอง ดังนั้นหากถอดรหัสสัญญาณเหล่านี้พร้อมกันที่สถานีฐาน จะสามารถนำค่าตัวแปรต่างๆ ที่ได้จากการถอดรหัสสัญญาณเหล่านี้มาลดผลจากการแทรกสอดซึ่งกันและกันด้วยวิธีต่างๆ เช่นการใช้อุปกรณ์ประมวลผลสัญญาณ CCI Canceller

นอกจากนี้ CCI ส่วนหนึ่งยังเกิดจากสัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียงด้วย ซึ่งผลจากสัญญาณแทรกสอดเหล่านี้ทำให้ F จากสมการที่ 2 มีค่าไม่เท่ากับ 1 การนำสัญญาณจากโทรศัพท์เครื่องเดียวกัน และต่างเครื่องกันที่รับได้ในเซลล์ข้างเคียงมาประมวลผลรวมกันจะทำให้เกิดไวดเวอร์ซิตีที่เรียกว่า Macro Diversity ซึ่งในทางทฤษฎีแล้ว Macro Diversity นี้สามารถนำมาลดผลของการแทรกสอดทั้งหมดจากเซลล์ข้างเคียงลงได้

อย่างไรก็ตามปัจจุบันการลดสัญญาณแทรกสอดในช่วงความถี่เดียวกันที่กล่าวมาแล้วทั้ง 2 วิธี ยังอยู่ในระหว่างการศึกษาวิจัยและยังไม่ได้ถูกใช้งานจริงในระบบ IS-95

ง. การพัฒนามาวจรรหัสแก้ความผิดพลาด (Error-correction code) และการมอดูเลตสัญญาณ สามารถทำให้ส่งข้อมูลโดยใช้แบนด์วิดท์ที่ต่ำลงเช่นปัจจุบัน IS-95 ใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบ O-QPSK (Offset QPSK) ซึ่งมีความเร็ว 1 ชิป/สัญญาณ หากสามารถใช้การมอดูเลตแบบ QPSK ซึ่งมีความเร็ว 2 ชิป/สัญญาณ ได้โดยไม่ต้องเพิ่มค่าพลังงาน E_b แล้วความสามารถในการให้บริการของสัญญาณจะเพิ่มขึ้นประมาณ 2 เท่า

การลด E_b อาจทำได้โดยการเข้ารหัสแก้ความผิดพลาดที่ประสิทธิภาพสูงขึ้น ข้อได้เปรียบอีกประการหนึ่งของ CDMA คือสามารถเข้ารหัสแก้ความผิดพลาดที่ประสิทธิภาพสูงที่มีอัตราการเข้ารหัสต่ำเพื่อลดระดับพลังงาน E_b ที่ต้องการโดยไม่มีผลในการจำกัดอัตราเร็วของ VOCODER สำหรับระบบ TDMA หากเข้ารหัสที่มีอัตราการเข้ารหัสต่ำลง จะทำให้เสียแบนด์วิดท์ในการส่งมากขึ้น โดยทั่วไปแล้วรหัสแก้ความผิดพลาดที่มีประสิทธิภาพสูง เช่น Concatenated Code หรือ Product Code สามารถถอดแบบได้ง่าย และมีวงจรถอดรหัสที่มีความซับซ้อนน้อยกว่ามากที่อัตราการเข้ารหัสต่ำ ดังนั้นหากสามารถนำรหัส Concatenated Code หรือ Product Code เหล่านี้มาใช้งานได้ ก็สามารถเพิ่มความสามารถในการให้บริการของสัญญาณได้เช่นกัน อย่างไรก็ตามถึงแม้ฮาร์ดแวร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของรหัสเหล่านี้จะมีขนาดเล็กลงมากที่อัตราการเข้ารหัสต่ำก็ตาม แต่ปัจจุบันยังมีขนาดใหญ่ ทำให้มีปัญหาในการนำไปประยุกต์ใช้งานกับเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่

เพื่อลดขนาดฮาร์ดแวร์ของวงจรเข้ารหัสและถอดรหัส ได้มีการทดลองนำเทคโนโลยี TCM (Trellis Code Modulation) แบบหลายมิติ (Multidimensional) เข้ามาใช้ (TCM คือเทคโนโลยีการรวมรหัสแก้ความผิดพลาดกับการมอดูเลตสัญญาณเข้าด้วยกัน เพื่อให้สามารถประหยัดพลังงานในการส่งได้โดยที่ไม่เสียแบนด์วิดท์ในการสื่อสารเพิ่ม)

การเพิ่มประสิทธิภาพในการให้บริการช่องสัญญาณของ IS-95 ที่กล่าวมาแล้วนั้น การพัฒนา VOCODER ความเร็วต่ำและการพัฒนาวงจรรหัสป้องกันความผิดพลาดนั้น จำเป็นต้องมีการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์ทั้งในเครื่องโทรศัพท์และสถานีฐานอันประกอบด้วยขั้นตอนที่ค่อนข้างยุ่งยาก เพราะต้องคำนึงถึงเครื่องโทรศัพท์ที่ใช้ระบบการเข้ารหัสแบบเก่าด้วย ในขณะที่เพิ่มจำนวนเซกเตอร์ในเซลล์หรือการพัฒนา CCI Canceller และ Macro Diversity ระหว่างเซลล์สามารถทำได้โดยการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์ที่สถานีฐานเพียงอย่างเดียวโดยไม่ต้องคำนึงถึงเครื่องโทรศัพท์เลย

นอกจากนี้ยังจะพบว่าตัวแปรสำคัญต่างๆ หลายประการที่เป็นตัวแปรสำคัญในการช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ CDMA นั้นสามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบ TDMA ด้วย เช่นการพัฒนาาระบบสายอากาศแบบมีทิศทาง VOCODER ความเร็วต่ำ หรือรหัสแก้ความผิดพลาดที่มีประสิทธิภาพสูง ซึ่งหมายความว่าเทคนิคต่างๆ และความรู้ความชำนาญจำนวนมากไม่น้อยที่สั่งสมจากการพัฒนาาระบบ TDMA เป็นเวลายาวนาน สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับระบบ CDMA ได้เช่นกัน

ค.3.2 ความสามารถในการเปลี่ยนแปลงจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการ (Soft Capacity)

จุดที่น่าสนใจอีกอย่างคือในระบบ CDMA คือการที่จำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการขึ้นอยู่กับระดับสัญญาณรบกวนที่สามารถยอมรับได้นั้น ไม่ได้หมายความว่าค่านี้จะกำหนดตายตัวและไม่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ นั่นคือสามารถเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณได้หากยอมรับในระดับของสัญญาณที่เพิ่มขึ้นได้ ซึ่งค่าของสัญญาณรบกวนที่เพิ่มขึ้นเนื่องจากการเพิ่มช่องสัญญาณแต่ละช่องนี้ มีค่าน้อยมากเพราะถูกเฉลี่ยไปในทุกๆ ช่องสัญญาณ เช่นถ้าเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณจาก 20 ช่อง ไปเป็น 21 ช่องต่อเซกเตอร์ ค่าของจำนวนช่องสัญญาณที่เพิ่มขึ้นในแต่ละเซกเตอร์จะเป็น $10 \log (21/20) = 0.21$ dB เท่านั้น ข้อนี้มีประโยชน์มากในการบรรเทาอัตราการถูกบล็อกซึ่งเกิดจากจำนวนช่องสัญญาณไม่เพียงพอ ในกรณีฉุกเฉินหรือกรณีจำเป็นได้ เช่น เกิดภัยธรรมชาติ อุบัติเหตุ ฯลฯ

นอกจากนี้ความสามารถในการเปลี่ยนแปลงจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการยังช่วยให้การจัดการทรัพยากรซึ่งก็คือช่องสัญญาณของระบบมีประสิทธิภาพมากขึ้น ตัวอย่างเช่น ในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษาไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีที่มีจำนวนผู้ใช้บริการในแต่ละพื้นที่ที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาในตอนเช้าหรือหลังเลิกงาน ผู้ใช้โทรศัพท์จำนวนมากจะไปกระจุกตัวอยู่ในเซลล์บางเซลล์ที่มีถนนใหญ่ที่มักมีการจราจรติดขัด ในขณะที่เซลล์ข้างเคียงมีความจำเป็นในการใช้ช่องสัญญาณน้อยกว่าที่คาดเอาไว้มาก ซึ่งหมายความว่าสัญญาณรบกวนจากเซลล์เหล่านั้นจะน้อยลง ทำให้สามารถเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการในเซลล์ที่มีการกระจุกตัวของผู้ใช้เพิ่มขึ้นได้โดยไม่มีผลต่อคุณภาพของช่องสัญญาณเลย

ค.3.3 ไม่จำเป็นต้องมีการวางแผนการแบ่งใช้ช่องความถี่ในแต่ละเซลล์ (No Frequency Planing)

ในโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบอนาล็อกหรือระบบดิจิทัลระบบ TDMA หรือ FDMA ที่มีการจัดแบ่งช่วงความถี่แบบตายตัวนั้น การวางแผนแบ่งช่องความถี่หรือช่องสัญญาณให้กับแต่ละเซลล์และเซคเตอร์เพื่อให้ระบบมีช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการมีมากที่สุดนั้นเป็นงานที่ยุ่งยากมากที่สุดประการหนึ่งเพราะ

ก. นอกจากจะต้องลดการแทรกสอดในช่วงคลื่นเดียวกันจากเซลล์ข้างเคียงแล้ว ยังต้องออกแบบให้รองรับการตกเป็นเซลล์ย่อย (cell splitting) เมื่อความต้องการใช้ช่องสัญญาณในพื้นที่มีมากขึ้น

ข. สภาพภูมิประเทศและจำนวนประชากร ยังมีผลต่อการแบ่งเซลล์และเซคเตอร์ เช่น คลื่นสัญญาณที่สะท้อนจากภูเขา แม่น้ำ ต้นไม้ หรือ อาคารสิ่งปลูกสร้างต่างๆ มีผลทำให้ขนาดของเซลล์และเซคเตอร์ไม่เท่ากัน และเซลล์ในเขตที่มีประชากรหนาแน่นจะต้องออกแบบให้มีขนาดเล็กลงหรือเพิ่มให้จำนวนช่องสัญญาณต่อพื้นที่มีมากขึ้น

ค. เมื่อเทคโนโลยีการใช้ไมโครเซลล์ (microcell) หรือเซลล์มีขนาดเล็กมาก หลายๆ เซลล์สร้างซ้อนอยู่ในเซลล์ขนาดใหญ่ (macrocell) ถูกนำมาประยุกต์ใช้เพื่อลดความต้องการช่องสัญญาณในเขตเมืองใหญ่มากขึ้น ปัญหาการจัดแบ่งช่องความถี่ซึ่งมีจำกัดอยู่แล้วจะรุนแรงยิ่งขึ้น

ในทางกลับกันเนื่องจากคุณสมบัติประจำตัวของ CDMA คือการที่สามารถนำความถี่ทั้งหมดมาใช้ในทุกๆ เซลล์ได้ ทำให้ไม่มีความจำเป็นต้องมีการวางแผนจัดแบ่งการใช้ช่วงความถี่ที่ยุ่งยากให้กับแต่ละเซลล์หรือเซคเตอร์ นอกจากนี้คุณสมบัตินี้ยังช่วยให้ระบบ CDMA มีความยืดหยุ่นต่อการเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณด้วยวิธีการ Soft Capacity เมื่อมีความต้องการหรือมีความหนาแน่นของประชากรสูงขึ้นโดยไม่ต้องคำนึงถึงการแบ่งช่องความถี่เลย

ค.3.4 การสื่อสารด้วยคลื่นสัญญาณที่มีระดับพลังงานต่ำ (Low Transmit Power)

เนื่องจากที่ภาครับของ CDMA นั้น สัญญาณที่ต้องการเท่านั้นที่ถูกขยายด้วยอัตราขยายการประมวลผลที่มีค่า G จึงทำให้ระดับพลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่จำเป็นในการส่งมีค่าต่ำกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบอนาล็อกและระบบดิจิทัล TDMA มาก นอกจากนี้ระบบควบคุมพลังงานของสัญญาณส่งที่อธิบายในหัวข้อที่แล้ว ยังมีผลอย่างมากในการลดกำลังของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกินความจำเป็น จากผลการทดสอบภาคสนาม ปรากฏว่าระดับพลังงานที่จำเป็นในการส่งของ IS-95 มีค่าต่ำกว่าอนาล็อก AMPS ประมาณ 20-30 dB

ประโยชน์ประการแรกที่เราเห็นได้ชัดจากระดับพลังงานส่งที่ลดลง คือทำให้ง่ายต่อการออกแบบให้เครื่องโทรศัพท์ประหยัดพลังงานแบตเตอรี่อันมีผลให้ยี่ระยะเวลาการใช้งานหรืออาจทำให้สามารถลดขนาดของแบตเตอรี่ ซึ่งหมายถึงการลดขนาดของเครื่องโทรศัพท์ด้วย

ประโยชน์อีกประการหนึ่งที่ถูกมองข้ามจากผู้ให้บริการระบบ คือการลดสัญญาณรบกวนต่อสภาพแวดล้อมและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่นๆ แม้ในบางกรณีจะไม่มีกรณีพิสูจน์ แต่โทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ TDMA หรือ FDMA ที่ใช้กำลังส่งสูงกว่า CDMA มากนั้น มักถูกระวางส่งสัญญาณอยู่เสมอ

ตัวอย่างที่ได้รับการยืนยันและยอมรับจากผลกระทบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแล้ว คือผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ TDMA ต่อเครื่องช่วยฟังสำหรับคนหูพิการ เนื่องจากในระบบ TDMA มีการแบ่งช่องสัญญาณโดยการผลัดกันใช้ มีผลทำให้เกิดสัญญาณรบกวนในช่วงความถี่ต่ำ อยู่ในช่วงที่สามารถได้ยินได้ (0-3 kHz) ซึ่งสัญญาณเหล่านี้จะถูกขยายด้วยเครื่องขยายโดยเครื่องช่วยฟังของคนหูพิการ และจะรบกวนผู้ใช้เช่น เป็นเสียงหวีดในลักษณะต่างๆ เนื่องจากสัญญาณรบกวนเหล่านี้เกิดจากลักษณะประจำตัวของสัญญาณในระบบ TDMA เอง การแก้ไขจึงทำได้ยาก เพราะการป้องกันการกระจายของสัญญาณดังกล่าวอาจมีผลในการลดทอนคุณภาพของสัญญาณส่งด้วย

นอกจากนี้มีรายงานจำนวนไม่น้อยที่กล่าวว่า สัญญาณจากโทรศัพท์เคลื่อนที่อาจมีผลทำให้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทางการแพทย์อื่นๆ เช่น เครื่องให้จังหวะการเต้นของหัวใจ (pace maker) แก้อั้วเซ็นไฟฟ้า ฯลฯ ไม่ทำงานตามปกติ บางประเทศในแถบสแกนดิเนเวีย ถึงกับไม่อนุญาตให้ใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ในเขตโรงพยาบาล อย่างไรก็ตามก็ดีผลกระทบเหล่านี้ยังไม่ได้รับการพิสูจน์ทางวิชาการว่าเกิดสัญญาณรบกวนจากเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่จริงหรือไม่ และมีผู้โต้แย้งว่าความผิดปกติของอุปกรณ์เหล่านั้นบางส่วนอาจเกิดจากความผิดพลาดของตัวอุปกรณ์เองก็ได้

ภาคผนวก ง.

โปรแกรม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ง.1 โปรแกรมระบบ SFH-MC-DS-CDMA

โปรแกรมระบบ SFH-MC-DS-CDMA นี้แบ่งเป็น ฟังก์ชันย่อยได้ 6 โปรแกรม

ง.1.1 โปรแกรมหลักแสดงผลการเปลี่ยนแปลงค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

ง.1.1.1 การกำหนดค่าเริ่มต้นของตัวแปรหลัก

$K=1;$	'กำหนดจำนวนผู้ใช้งาน
$m=[0.5 \ 0.75 \ 1 \ 2 \ 3];$	'แสดงค่าตัวแปรการแจกแจง Nakagami ที่ค่า ต่างๆ
$M=m(1);$	'กำหนดค่าตัวแปรการแจกแจง Nakagami เท่า กับ 0.5
$l=[2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6 \ 8];$	'แสดงค่าตัวแปรสาขาของเครื่องรับแบบเรด
$L=l(1);$	'แสดงค่าตัวแปรสาขาของเครื่องรับแบบเรดเท่า กับ 2
$\delta=[0 \ 0.2 \ 0.4 \ 0.6 \ 0.8];$	'แสดงค่าตัวแปรอัตรากำลังงานเฉลี่ยที่สูญเสีย ไปจากการเดินทางมาถึงเครื่องรับ
$d=\delta(1);$	'กำหนดค่าอัตรากำลังงานเฉลี่ยเฉลี่ยที่สูญเสีย ไปจากการเดินทางมาถึงเครื่องรับเท่ากับ 0
$q=Qm(L,d);$	'กำหนดและเรียกใช้งานฟังก์ชัน Q
$N=256;$	'กำหนดค่าอัตราขยายประมวลผล
$Phx=0;$	'กำหนดค่าเริ่มต้น $Phx=0$
$PP=0;$	'กำหนดค่าเริ่มต้น $PP=0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ง.1.1.2 สมการย่อย ของโอกาสที่จะเกิดการแทรกสอดของสัญญาณรบกวน จากสมการ (2.3)

$$P_h = \frac{1}{QM} \sum_{i=1}^M U_i$$

Qh=8; 'กำหนดค่าจำนวนความถี่พาห်ย่อยซึ่งถูก
สังเคราะห์จากระบบสังเคราะห์ความถี่

Mh=4; 'กำหนดค่าจำนวนอัตราการส่งข้อมูล โดยจะ
สอดคล้องกับจำนวนความถี่พาห်ย่อย

U=[1:1:32] 'กำหนดค่าจำนวนความถี่พาห်ย่อยโดยทำการ
เปลี่ยนแปลงค่าตั้งแต่ 1 ถึง 32 โดยเพิ่มขึ้นทีละ

for j=1:Mh

Phx=Phx+U(j);

end

Ph=(1/(Qh*Mh))*Phx

ง.1.1.3 ส่วนสมการหลัก SFH-MC-DS-CDMA จากสมการ (3.3)

$$ppp = \sum_{K_h=0}^{K-1} \binom{K-1}{K_h} P_h^{K_h} (1-P_h)^{K-1-K_h} P_b(K_h)$$

for Kh=0:k-1

f1=fac(K-1);

f2=fac(Kh);

f3=fac(K-1-Kh);

fx=(f1)/(f2*f3);

px1=Ph^Kh;

px2=(1-Ph)^(K-1-Kh);

PP=PP+(fx*px1*px2);

ง.1.1.4 สมการ เงื่อนไขโอกาสที่จะเกิดการผิดพลาดบิต จากสมการ (3.4)

$$P(i) = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{\bar{\gamma} + 2m}} \frac{(1 + \bar{\gamma}/2m)^{-mL} \Gamma(mL + 1/2)}{2\sqrt{\pi}\Gamma(mL + 1)} \times {}_2F_1\left(1, mL + 1/2; mL + 1; \frac{2m}{2m + \bar{\gamma}}\right)$$

Ebdb=[0:1:30];

'กำหนดค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนในหน่วย dB โดยทำการเปลี่ยนแปลงค่าตั้งแต่ 0 ถึง 30 โดยเพิ่มขึ้นทีละ 1

for i=1:31

Eb=10^(Ebdb(i)/10);

'เปลี่ยนค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจาก dB เป็นหน่วยธรรมดา

b(i)=zigma(Kh,q,N,Eb,L);

'เรียกใช้ฟังก์ชัน Zigma

end

ง.1.1.5 คำนวณตามสมการเบื้องต้นโดยแบ่งเป็นส่วนย่อยดังนี้

$$P1 = \frac{1}{2\sqrt{\pi}}$$

$$P2 = \Gamma(M * L + 0.5)$$

$$P3 = \Gamma(M * L + 1)^{-1}$$

$$P1=1/(2*\sqrt{\pi});$$

$$P2=gamma((M*L)+0.5);$$

$$P3=(gamma((M*L)+1))^{-1};$$

for i=1:31

$$P41=b(i);$$

$$P421=b(i)+(2*M);$$

$$P42=\sqrt{P41/P421};$$

$$P43=1+(b(i)/(2*M));$$

$$P44=M*L;$$

$$P45=(P43)^{-P44};$$

$$P4(i)=(P42)*(P45);$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

End
for i=1:31
    x1 =M*L;
    x2 =((2*M)+b(i));
    x(i) =(2*M)/x2;
    P5(i) =hyper(x1,0.5,x(i));      'เรียกใช้ฟังก์ชัน Hyper
end
for i=1:31
    P(i)=P1*P2*P3*P4(i)*P5(i);
end
end
for i=1:31
    ppp(i)=PP*P(i);
end

```

ง.1.1.6 โปรแกรมส่วนการแสดงผลเป็นกราฟ

```

semilogy(Ebdb,ppp,'k:o');
ylabel('Bit Error Probability,Pb(Kh)');
xlabel('SNR per bit (db)');
hold on;

```

ง.1.2 โปรแกรมย่อย Factorial Function คำนวณจากสมการ

$$Z = Y !$$

```
function z=fac(y)
if y<2
    z=1; else
x=1;
z=y*(y-x);
for x=2:y; if x<y
    z=z*(y-x);
end
end
end
```

ง.1.3 โปรแกรมย่อย Hypergeometric Function คำนวณจากสมการ

$$h = {}_2F_1(1, p+q; p+1; x) = \frac{p}{x^p} (1-x)^{-q} B_x(p, q)$$

```
function h=hyper(p,q,x)
h1=p/(x^p);
h2=(1-x)^(-q);
h3=betainc(x,p,q);
h=h1*h2*h3;
```

ง.1.4 โปรแกรมย่อย Qm Function

เป็นฟังก์ชันที่ทำการคำนวณค่าตัวแปรที่ส่งมาจากโปรแกรมหลักซึ่งคือ ค่าจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) และอัตรากำลังงานเฉลี่ยที่สูญเสียไปจากการเดินทางมาถึงเครื่องรับ (η) ผลที่ได้จากการคำนวณของฟังก์ชันถูกส่งกลับไปยังโปรแกรมหลัก

```
function q=Qm(L,d)
q=0;
for i=0:(L-1)
    q=q+exp(-i*d);
end
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ง.1.5 โปรแกรมย่อย Zigma Function

เป็นฟังก์ชันที่ทำการคำนวณค่าตัวแปรที่ส่งมาจากโปรแกรมหลักซึ่งคือ จำนวนผู้ใช้งาน (Kh) ค่าที่ได้จากการคำนวณฟังก์ชัน Q ค่าอัตราการขยายการประมวลผล (N) ค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Eb) ตัวแปรสาขาของเครื่องรับแบบเรค (L) และผลที่ได้จากการคำนวณของฟังก์ชันถูกส่งกลับไปยังโปรแกรมหลัก

$$\text{function } Y = \text{zigma}(Kh, q, N, Eb, L)$$

$$Y1 = q / (2 * N);$$

$$Y2 = (L - 1) / L;$$

$$Y3 = (Kh * q) / (3 * N);$$

$$Y4 = (2 * Eb * 2)^{-1};$$

$$Y = ((Y1 * Y2) + Y3 + Y4)^{-1};$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ง.1.6 โปรแกรมหลักแสดงผลการเปลี่ยนแปลงค่าจำนวนผู้ใช้งานในระบบ

ง.1.6.1 การกำหนดค่าเริ่มต้นของตัวแปรหลัก

$m=[0.5 \ 0.75 \ 1 \ 2 \ 3];$	'แสดงค่าตัวแปรการแจกแจง Nakagami ที่ค่าต่างๆ
$M=m(1);$	'กำหนดค่าตัวแปรการแจกแจง Nakagami เท่ากับ 0.5
$l=[2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6 \ 8];$	'แสดงค่าตัวแปรสาขาของเครื่องรับแบบเรด
$L=l(1);$	'แสดงค่าตัวแปรสาขาของเครื่องรับแบบเรดเท่ากับ 2
$\delta=[0 \ 0.2 \ 0.4 \ 0.6 \ 0.8];$	'แสดงค่าตัวแปรอัตรากำลังงานเฉลี่ยที่สูญเสียไปจากการเดินทางมาถึงเครื่องรับ
$d=\delta(2);$	'กำหนดค่าอัตรากำลังงานเฉลี่ยเฉลี่ยที่สูญเสียไปจากการเดินทางมาถึงเครื่องรับเท่ากับ 0.2
$q=Qm(L,d);$	'กำหนดและเรียกใช้งานฟังก์ชัน Q
$N=256;$	'กำหนดค่าอัตราขยายประมวลผล
$Phx=0;$	'กำหนดค่าเริ่มต้น $Phx=0$
$PP=0;$	'กำหนดค่าเริ่มต้น $PP=0$
$Eb=20;$	'กำหนดค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 20 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ง.1.6.2 สมการย่อย ของโอกาสที่จะเกิดการแทรกสอดของสัญญาณรบกวน จากสมการ (2.3)

$$P_h = \frac{1}{QM} \sum_{i=1}^M U_i$$

Qh=8; 'กำหนดค่าจำนวนความถี่พาหีย่อยซึ่งถูก
สังเคราะห์จากระบบสังเคราะห์ความถี่

Mh=4; 'กำหนดค่าจำนวนอัตราการส่งข้อมูล โดยจะ
สอดคล้องกับจำนวนความถี่พาหีย่อย

U=[1:1:32] 'กำหนดค่าจำนวนความถี่พาหีย่อยโดยทำการ
เปลี่ยนแปลงค่าตั้งแต่ 1 ถึง 32 โดยเพิ่มขึ้นทีละ

for j=1:Mh

Phx=Phx+U(j);

end

Ph=(1/(Qh*Mh))*Phx

ง.1.6.3 ส่วนสมการหลัก SFH-MC-DS-CDMA จากสมการ (3.3)

$$PPP = \sum_{K_h=0}^{K-1} \binom{K-1}{K_h} P_h^{K_h} (1-P_h)^{K-1-K_h} P_b(K_h)$$

K=[10:10:100];

for j=1:10

for Kh=0:K(j)-1

f1=fac(K(j)-1);

f2=fac(Kh);

f3=fac(K(j)-1-Kh);

fx=(f1)/(f2*f3);

px1=Ph^Kh;

px2=(1-Ph)^(K(j)-1-Kh);

PP=PP+(fx*px1*px2);

end

end

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ง.1.6.4 สมการ เงื่อนไขโอกาสที่จะเกิดการผิดพลาดบิต จากสมการ (3.4)

$$P(i) = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{\bar{\gamma} + 2m}} \frac{(1 + \bar{\gamma} / 2m)^{-mL} \Gamma(mL + 1/2)}{2\sqrt{\pi}\Gamma(mL + 1)} \times {}_2F_1\left(1, mL + 1/2; mL + 1; \frac{2m}{2m + \bar{\gamma}}\right)$$

for i=1:10

Kh=K(i);

b(i)=zigma(Kh,q,N,Eb,L);

'เรียกใช้ฟังก์ชัน Zigma

end

ง.1.6.5 คำวนตามสมการเบื้องต้นโดยแบ่งเป็นส่วนย่อยดังนี้

$$P1 = \frac{1}{2\sqrt{\pi}}$$

$$P2 = \Gamma(M * L + 0.5)$$

$$P3 = \Gamma(M * L + 1)^{-1}$$

P1=1/(2*sqrt(pi));

P2=gamma((M*L)+0.5);

P3=(gamma((M*L)+1))^-1;

for i=1:10

P41=b(i);

P421=b(i)+(2*M);

P42=sqrt(P41/P421);

P43=1+(b(i)/(2*M));

P44=M*L;

P45=(P43)^(-P44);

P4(i)=(P42)*(P45);

end

for i=1:10

x1=M*L;

x2=((2*M)+b(i));

x(i)=(2*M)/x2;

P5(i)=hyper(x1,0.5,x(i));

'เรียกใช้ฟังก์ชัน Hyper

end

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

for i=1:10
    P(i)=P1*P2*P3*P4(i)*P5(i);
end
for i=1:10
    ppp(i)=PP*P(i);
end

```

ง.1.6.6 โปรแกรมส่วนการแสดงผลเป็นกราฟ

```

semilogy(K,ppp,'k:o');
ylabel('Bit Error Probability,Pb(Kh)');
xlabel('Number of User');
hold on;

```

ฟังก์ชันของโปรแกรมย่อยใช้ฟังก์ชันเดียวกันกับข้อ 1 และทำการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ตัวแปรสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) เป็นค่าต่างๆแล้วทำการประมวลผลโปรแกรมเพื่อให้ได้รูปภาพที่มีค่าพารามิเตอร์ต่างๆกัน

ง.2 โปรแกรมระบบ Probability of Selecting Message Channel

$$P(\text{message}) = \frac{h - x - 1}{h} \cdot \frac{1}{N_{\text{tot}} - n_{\text{sync}}}$$

ง.2.1 การกำหนดค่าเริ่มต้นของตัวแปรหลัก

Nt=[4:1:32];	'กำหนดจำนวนช่องสัญญาณการกระโดดทั้งหมด โดยทำการเปลี่ยนแปลงค่าตั้งแต่ 4 ถึง 32 โดยเพิ่มขึ้นทีละ 1
h=32;	'กำหนดจำนวนเฟรม ของการกระโดด
ns=4;	'กำหนดจำนวนช่องสัญญาณซิงค์
xs=15*rand(1,29);	'กำหนดจำนวนช่องสัญญาณที่ถูกเลือกเป็นแบบสุ่ม
xs1=floor(xs);	'กำหนดค่าของจำนวนช่องสัญญาณที่ถูกเลือกเป็นจำนวนเต็ม

ง.2.2 โปรแกรมส่วนสมการหลัก

```
for i=1:29
    s1(i)=(h-xs1(i)-1);
    s2(i)=Nt(i)-ns;
end
for i=1:29
    pp(i)=(s1(i)/h).*(1./s2(i));
end
```

ง.2.3 โปรแกรมส่วนการแสดงผลเป็นกราฟ

```
semilogy(Nt,pp,'k:*');
ylabel('Probability of Selecting Message Channel,P(message)');
xlabel('Total Number of Channels,N(tot)'); hold on;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ง.3 โปรแกรมระบบ Probability of Correct Sync Received

$$P(\text{bit error} \mid R \text{ even}) = \sum_{i=\frac{R}{2}+1}^R \binom{R}{i} b^i (1-b)^{R-i} + \frac{1}{2} \binom{R}{\frac{R}{2}} b^{\frac{R}{2}} (1-b)^{\frac{R}{2}}$$

ง.3.1 การกำหนดค่าเริ่มต้นของตัวแปรหลัก

y=16;

'กำหนดจำนวนบิตสำหรับซิงค์ข้อมูล

ber=[0:0.001:0.1]

'กำหนดค่าอัตราผิดพลาดบิตโดยทำการ
เปลี่ยนแปลงค่าตั้งแต่ 0 ถึง 0.1 โดยเพิ่ม
ขั้นทีละ 0.001

r=2;

'กำหนดจำนวนของการวนซ้ำ

ง.3.2 โปรแกรมส่วนสมการหลัก

for b=1:101

for i=((r/2)+1):r

a1=fac(r);

a2=fac(i);

a3=fac(r-i);

fc1=(a1/(a2*a3));

p1=(fc1*(ber(b)^i)*((1-ber(b))^(r-i)));

b1=fac(r);

b2=fac(0.5*r);

b3=fac(r-(0.5*r));

fc2=(b1/(b2*b3));

p2=((0.5*fc2)*(ber(b)^(0.5*r))*((1-ber(b))^(0.5*r)));

pb(b)=p1+p2;

end

prc(b)=(1-pb(b))^y;

end

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ง.3.3 โปรแกรมส่วนการแสดงผลเป็นกราฟ

```
semilogy(prc,ber,'k:');
```

```
ylabel('Bit Error Rate Probability');
```

```
xlabel('Probability Correct Syncreceived');
```

```
hold on;
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ง.4.3 โปรแกรมส่วนการแสดงผลเป็นกราฟ

```
semilogy(ber,po,'k:');
ylabel('Probability of Outage');
xlabel('Bit Error Rate Probability');
hold on;
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก จ.

การเผยแพร่งานวิจัย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. อนันต์ ทองเดช, กอบชัย เดชหาญ, "อัตราผลิตพลาดบิต และ การชิงโครไนซ์ของ สโลว์ฟรีคววนซี ฮอปปีง มัลติแคเรีย ดีเอส ซีดีเอ็มเอ," วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 21, ฉบับที่ 2, หน้า 77-82, มิถุนายน, 2547.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นายอนันต์ ทองเดช เกิดเมื่อวันที่ 29 มีนาคม 2519 ที่จังหวัดพังงา สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2542



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้